

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



На правах рукописи

**ЛАВРЕНОВ
ЕВГЕНИЙ ОЛЕГОВИЧ**

**МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВО ОБЕСПЕЧЕНИЯ НЕПРЕРЫВНОСТИ
ПРОИЗВОДСТВЕННОГО ЦИКЛА ПРИ ПОЯВЛЕНИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ
НЕСИММЕТРИИ В ЦЕПЯХ КРУПНЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ**

Специальность 05.09.01 – «Электромеханика и электрические аппараты»

Диссертация на соискание учёной степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:

доктор технических наук, профессор

Тюков Валентин Андреевич

доктор технических наук, профессор

Темлякова Зоя Савельевна

Новосибирск – 2021

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
ГЛАВА 1 СОЗДАНИЕ И СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКОГО АППАРАТА РАСЧЕТА НЕСИММЕТРИЧНЫХ РЕЖИМОВ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ.....	11
1.1 Историческая справка.....	11
1.2 Характеристика несимметрии асинхронных двигателей и причины её возникновения.....	15
1.2.1 Сетевые аварии асинхронных двигателей.....	17
1.2.2 Токовые аварии асинхронных двигателей	19
1.2.3 Снижение сопротивления изоляции.....	23
1.3 Анализ методов расчета несимметричных режимов асинхронных двигателей.....	24
1.3.1 Метод двух реакций.....	24
1.3.2 Метод вращающихся полей.....	25
1.3.3 Метод симметричных составляющих.....	25
1.3.4 Численные методы расчета.....	28
1.4 Методы компенсации провала электромагнитного момента при появлении несимметрии в электрических цепях асинхронного двигателя.....	29
1.4.1 Причины появления провала электромагнитного момента.....	29
1.4.2 Введение противо-ЭДС в цепь статора.....	33
1.4.3 Введение активных сопротивлений в цепь статора.....	33
1.4.4 Использование трехфазного источника тока.....	35
1.4.5 Введение конденсаторов в разрыв цепи статора.....	36
Выводы по главе 1.....	40
ГЛАВА 2 МОДИФИКАЦИЯ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ НЕСИММЕТРИЧНЫХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ С УЧЕТОМ НАСЫЩЕНИЯ СТАЛИ МАГНИТОПРОВОДА	43
2.1 Характеристика математической модели индукционного двигателя в трехфазной естественной системе координат	43
2.2 Схемная реализация исходной модели в естественных координатах для учета несимметрии	47
2.3 Учет насыщения стали магнитопровода	54
2.3.1 Положение 1: понятие индуктивности и применение закона полного тока	54
2.3.2 Положение 2: учет ответвления магнитного потока в паз	55

2.3.3	Нормирование индуктивностей для учета магнитного состояния при использовании математической модели в двухконтурной записи.....	56
2.3.4	Определение индуктивностей с учетом магнитного состояния участков магнитной цепи замкнутой силовой линии электрической машины.....	58
2.4	Модификация математической модели для исследования межвиткового короткого замыкания в обмотке асинхронного двигателя	60
	Выводы по главе 2.....	65
	ГЛАВА 3 МОДЕЛИРОВАНИЕ НЕСИММЕТРИЧНЫХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ	67
3.1	Режим обрыва фазы обмотки асинхронного двигателя	67
3.2	Межвитковое короткое замыкание	76
	Выводы по главе 3.....	86
	ГЛАВА 4 МЕТОД И УСТРОЙСТВО ОБЕСПЕЧЕНИЯ НЕПРЕРЫВНОСТИ ПРОИЗВОДСТВЕННОГО ЦИКЛА ПРИ ПОЯВЛЕНИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ НЕСИММЕТРИИ В ОБМОТКАХ КРУПНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ	88
4.1	Обоснование метода компенсации провала электромагнитного момента	88
4.2	Принципиальная схема устройства для компенсации провала электромагнитного момента при появлении электрической несимметрии в цепях асинхронного двигателя	93
4.3	Метод обеспечения непрерывности производственного цикла при появлении электрической несимметрии в обмотках	98
	Выводы по главе 4.....	110
	ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	112
	СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	114
	ПРИЛОЖЕНИЕ А Документы на зарегистрированные объекты интеллектуальной собственности.....	123
	ПРИЛОЖЕНИЕ Б Акты внедрения научных результатов диссертационного исследования.....	124

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы

Электроэнергетика является одной из важнейших отраслей хозяйства как для Российской Федерации, так и любой другой страны. От объемов производства электроэнергии зависит прогресс всех областей промышленности, входящих в состав топливно-энергетического комплекса. Энергетическое машиностроение, являясь одной из его частей, играет важнейшую роль технической базы для стабильного и успешного развития экономики государства в целом.

Асинхронные электрические машины занимают лидирующие позиции в производстве электротехнического оборудования. Однако с ростом технического и технологического уровня промышленности возрастают и требования, предъявляемые к процессам проектирования, производства и эксплуатации электродвигателей. В этих условиях стратегическое значение приобретают задачи качественного и подробного исследования режимов работы, а также проблемы своевременной диагностики и прогнозирования возможных неполадок, которые неизбежно возникают при использовании электрических машин. [1-6].

Причины возникновения неисправностей имеют различную природу. Они могут являться, к примеру, результатом несовершенства технологических процессов производства, несоблюдения установленных условий эксплуатации, неверно настроенной защиты или ее отсутствия. Возникающие дефекты зачастую становятся причиной возникновения различного рода несимметрий в электрических и магнитных цепях электродвигателей. Согласно статистике, без аварий до вывода в капитальный ремонт работают всего лишь 20% электродвигателей, в остальных случаях имеют дело с ранним возникновением неисправностей при эксплуатации. В подавляющем большинстве случаев причиной выхода из строя асинхронных двигателей является повреждение обмоток (85-90%), которые, в свою очередь, чаще всего обусловлены межвитковыми замыканиями (93%). Стоит отметить, что абсолютно симметричная во всех отношениях электрическая машина может существовать

лишь в теории, на практике же появление несимметрии неизбежно, и стоит говорить лишь о том, допустимым ли является ее уровень.

Одним из предельных случаев несимметрии является эффект Гергеса, возникающий при достижении несимметрией цепи ротора определенного уровня, проявляющийся в появлении провала электромагнитного момента при скорости вращения близкой к половине синхронной.

Кроме того, современную электрическую машину сложно представить без большого количества сопутствующего оборудования – преобразователей частоты, датчиков оборотов, вибрации, термопреобразователей сопротивления и т.п. Поэтому стоит упомянуть еще и понятие электромагнитной совместимости. Согласно ГОСТ Р 50397-2011, электромагнитная совместимость – это способность технического средства эффективно функционировать с заданным качеством в определенной электромагнитной обстановке, не создавая при этом недопустимых электромагнитных помех другим техническим средствам. Несимметричная электрическая машина ввиду пульсаций тока в обмотках является источником электромагнитных волн, помех, которые негативно воздействуют на окружающее оборудование, что приводит к его некорректной работе, либо полному выходу из строя [7-28].

В связи с этим возникает потребность диагностики электрооборудования в процессе его работы. При правильной организации эксплуатации асинхронных машин, текущее состояние, тип поломки и требуемый объем ремонта можно определить заранее, тем самым избегая серьезных повреждений сопутствующей техники, материальных издержек, связанных с простоем оборудования в случае аварии, а также снижения электро- и пожаробезопасности производства.

Существующая на сегодняшний день защита направлена на сохранение электромеханической системы в целом и в большинстве случаев способна лишь экстренно отключить двигатель в случае превышения фазными токами допустимого уровня. Однако, в некоторых отраслях (металлургия, цементная, химическая промышленность) с непрерывным циклом производства это может оказаться крайне нежелательным по экономическим причинам или причинам,

связанным с вопросами безопасности. Примером могут служить печи обжига клинкера на цементных предприятиях, где остановки в процессе работы не допускаются технологическим процессом и приводят к значительным материальным издержкам. Исходя из этого, возникает необходимость временного устранения негативных воздействий несимметрии (в частности, снижения электромагнитного момента) с целью завершения производственной операции без сопутствующего ущерба.

Таким образом, рассматриваемая в диссертационной работе проблема является актуальной и представляет интерес для исследования.

Степень разработанности темы исследования

Тематике исследования аварийных режимов работы асинхронных двигателей принадлежат работы научных школ России, США, Канады, Германии, Италии и др., в лице таких ведущих специалистов как А.И. Адаменко [13, 17, 29, 30], А.М. Пантелеева [22, 23], Н.Г. Никияна [24, 25, 31, 32], Т.Г. Сорокера [15], P.Tavner, L.Ran, J.Penman [91], W.Thomson, R.Gilmore [92] и других.

Стоит отметить, что подавляющее большинство исследований, посвященных работе асинхронных двигателей в несимметричных режимах, рассматривают их негативное влияние на электрическую сеть и соответствующие методы его устранения. В данной же работе рассмотрены физические процессы, происходящие непосредственно в двигателе, а для компенсации последствий несимметрии предлагается воздействовать на первопричину – несимметричный асинхронный двигатель.

Цель и задачи исследования

Целью диссертационного исследования является разработка метода поддержания непрерывности производственного цикла при появлении электрической несимметрии в цепях высоковольтных асинхронных двигателей большой мощности. Поставленная цель достигается решением следующих задач:

1. Классифицировать причины возникновения основных видов электрической несимметрии, ее негативные последствия для асинхронного двигателя, а также рассмотреть теоретические основы формулирования методов,

пригодных для подавления в обмотке статора токов, возникающих от действия эллиптического поля ротора.

2. Разработать модификацию математической модели для расчета несимметричных режимов асинхронных двигателей с учетом нелинейных свойств стали магнитопровода и компьютерную программу для ее реализации.

3. На основе разработанной модификации математической модели исследовать влияние эффекта Гергеса на механическую характеристику, токи фаз статора и ротора и другие показатели высоковольтного асинхронного двигателя.

4. Разработать принципы и алгоритм синтеза устройства, реализующего в действующем электрооборудовании компенсацию провала электромагнитного момента.

Объект исследования

В качестве объекта исследования выступает крупный высоковольтный асинхронный двигатель, являющийся элементом электропривода ответственных установок в областях промышленности с непрерывным циклом производства.

Предмет исследования

Предмет исследования – снижение негативного влияния электрической несимметрии в обмотках двигателя на характеристики машины, в частности - устранение имеющего места в данном случае провала электромагнитного момента.

Методы исследований

Основные результаты работы получены на базе фундаментальных теорем и уравнений электродинамики, численного расчета дифференциальных уравнении первого порядка с переменными коэффициентами с использованием метода последовательных приближений.

Научная новизна работы состоит в следующем:

1. Разработана модификация математической модели асинхронного двигателя, отличающаяся от известных тем, что позволяет производить расчет несимметричных режимов в совокупности с учетом нелинейных свойств стали магнитопровода.

2. Предложен метод устранения негативного влияния электрической несимметрии обмоток за счет подавления токов статора, являющихся результатом появления ЭДС, наведенных полем обратной последовательности ротора.

3. Сформулирован принцип работы устройства, поддерживающего эксплуатационный режим при появлении электрической несимметрии в обмотке ротора.

4. Разработан метод компенсации провала электромагнитного момента, реализуемый с использованием предложенного устройства.

Практическая ценность работы заключается в следующем:

1. На основе разработанной модификации математической модели асинхронного двигателя написана компьютерная программа, предназначенная для расчета зависимостей токов фаз статора и ротора, угловой частоты вращения, электромагнитного момента электродвигателя в функции времени, а также статической механической характеристики в режимах работы, связанных с наличием несимметрии сопротивлений обмоток двигателя в совокупности с учетом насыщения стали магнитопровода.

2. Разработана функциональная схема устройства, позволяющего компенсировать провал в механическом моменте электродвигателя, вызванный появлением электрической несимметрии ротора, без необходимости немедленного его отключения, что представляет возможность завершить производственный цикл, избежать сопутствующих затрат, возможного выхода из строя сопряженного оборудования, а также исключить опасность для рабочего персонала.

3. Предложенная в работе компьютерная программа в совокупности с разработанным устройством компенсации провала электромагнитного момента могут быть использованы в качестве средства прогнозирования предаварийных состояний высоковольтных асинхронных двигателей.

Основные положения, выносимые на защиту

1. Модификация математической модели асинхронного двигателя, разработанная с целью расчета несимметричных режимов с учетом нелинейных свойств стали магнитопровода.

2. Результаты моделирования несимметричных режимов отрезков серии высоковольтных асинхронных двигателей 4ФАЗ и ФАЗМ производства НПО «ЭЛСИБ» ПАО, используемых в качестве элемента электропривода механизмов в цементной промышленности.

3. Предложенное автором устройство, поддерживающее эксплуатационный режим асинхронных двигателей при появлении электрической несимметрии обмотки ротора.

Достоверность и обоснованность научных положений, выводов и рекомендаций обеспечены: строгим теоретическим обоснованием всех положений диссертации, использованием современных методов и программных средств, соответствием полученных результатов опубликованным общепризнанным исследованиям, принятием корректных допущений при математическом описании явлений, использованием фундаментальных теорем и уравнений электродинамики, публикациями, практической реализацией полученных результатов.

Апробация работы

Материалы диссертации докладывались на международных, российских и региональных совещаниях и конференциях, в том числе:

- всероссийская научная конференция молодых ученых «Наука, технологии, инновации» 2011-2013, г. Новосибирск;
- городская научно-практическая конференция аспирантов и магистрантов «Progress through Innovation», 2014, г. Новосибирск;
- I международная научная конференция молодых ученых «Электротехника. Энергетика. Машиностроение», 2014, г. Новосибирск;

- - в рамках 17ой международной конференции молодых специалистов по Микро/Нанотехнологиям и электронным приборам (EDM -2016), г. Новосибирск;
- в рамках 14ой международной научно-технической конференции "Актуальные проблемы электронного приборостроения АПЭП-2018", г. Новосибирск;
- в рамках «Научной сессии НГТУ-2019» среди профессорско-преподавательского состава факультета ФМА, 2019, г. Новосибирск.

Публикации

Результаты исследований изложены в 17 научных трудах, в том числе 6 статьях в журналах, входящих в перечень, рекомендованный ВАК РФ, 3 статьях в журналах, индексируемых базой SCOPUS и/или WebOfScience, 1 патенте на изобретение (патент РФ №2647882 от 21.03.18).

Личный вклад

Постановка научно-исследовательских задач и их решение, основные выводы и рекомендации диссертации принадлежат автору. Личный вклад в работах, опубликованных в соавторстве, составляет не менее 80 %.

Структура и объём диссертации

Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы из 92 наименований, двух приложений.

Общий объём работы составляет 126 страниц, включая 45 рисунков и 4 таблицы.

ГЛАВА 1 СОЗДАНИЕ И СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКОГО АППАРАТА РАСЧЕТА НЕСИММЕТРИЧНЫХ РЕЖИМОВ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

1.1 Историческая справка

Исследования, касающиеся принципов и режимов работы асинхронного двигателя, обрели интерес в научных кругах ещё с конца 19-го века, когда в 1889 г. Доливо-Добровольский получил патент на трехфазный асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором типа «беличья клетка», а в 1890 г. - патенты в Англии и Германии на трёхфазный асинхронный двигатель с фазным ротором.

Вслед за этим была обнаружена обратимость модели – данная электрическая машина может быть использована при определенных условиях как генератор, введено обобщающее понятие «асинхронная машина». Положено начало изучения фундаментальных принципов её работы, продиктованное проявленным к ней практическим интересом.

Невозможность выполнения имитационного моделирования из-за недостаточного уровня возможностей вычислительных машин надолго отложила подведение теоретической базы под изобретённый тип двигателей. Расчёты режимов асинхронного двигателя выполнялись вручную при помощи примитивных счётных устройств [44].

Одна из первых работ, посвящённых исследованию влияния несимметрии в токовой цепи ротора на показатели короткозамкнутых асинхронных двигателей выполнена Кручинской К.М. [7, 8, 10].

В первое время проектирование конструкций асинхронного двигателя выполнялось с множеством допущений и приближений, что обусловлено использованием линейных параметров в расчётных формулах. Несовершенство конструкционных материалов и неполнота представления протекающих в асинхронном двигателе электромагнитных процессов приводили к созданию

громоздких моделей, имеющих очень невысокое значение отношения мощности к объёму или массе.

Замедление скорости совершенствования асинхронных машин в последние десятилетия говорит о планомерном приближении к их предельным возможностям при данных, имеющихся в наличии материалах.

В нынешнее время большинство электрических, механических и тепловых процессов, протекающих в асинхронном двигателе, уже рассмотрено в различных источниках [45-54]. Процессы, обусловленные разбросом габаритов и свойств составных деталей асинхронного двигателя, и имеющие при их учёте скорее стохастический, чем функциональный характер, представлены как эмпирические коэффициенты.

Выходу имитационного моделирования режимов асинхронного двигателя на качественно новый уровень способствовало появление в 21-м веке вычислительных машин высокой производительности и множества математических программных пакетов и приложений, позволяющих учитывать не только фактические свойства материалов, но и создавать трёхмерные модели. Несимметричные режимы асинхронного двигателя исследовались и рассматривались до этого, в основном, на стендовом оборудовании на физических моделях в заданном масштабе.

Появление библиотеки PowerSystemBlockSet пакета MatLab в начале 21 века позволило моделировать основные режимы асинхронного двигателя. Рассвет теоретических исследований различных несимметричных режимов, опирающихся на имитационное моделирование, приходится на середину 2000-х, когда вышло в свет приложение Simulink пакета Matlab [55-57]. Появились подробные описания моделей и структурные схемы. Наибольшее количество публикаций научных исследований по несимметричным режимам асинхронного двигателя приходится на 2009 год с плавным спадом к текущему времени.

В последнее время широкое применение находят персональные компьютеры и мощные средства программного обеспечения к ним, которые делают численные методы основным инструментом для анализа поведения

электрических машин в различных переходных режимах. Из методов численного интегрирования наиболее частое применение имеет метод Рунге-Кутты. Погрешность этого метода при решении задач электромеханики часто оказывается приемлемой. К программному обеспечению, которое обычно используется для численного интегрирования систем дифференциальных уравнений, описывающих переходные электромеханические процессы в асинхронном двигателе, относятся универсальные многоцелевые математические приложения - САЕ-системы.

Подавляющее большинство печатных работ различных авторов посвящено исследованиям несимметричных режимов питающего напряжения асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором, несимметрии сопротивлений фаз статора, наличию короткозамкнутых витков. Лишь в малой части публикаций рассмотрены режимы работы асинхронного двигателя и приведены результаты имитационного моделирования при обрыве одного или нескольких стержней «беличьей клетки» короткозамкнутого ротора. Почти нигде не раскрыта тема по рассмотрению имитационного моделирования режимов работы асинхронного двигателя с фазным ротором при несимметрии в цепи фазного ротора и описанием зависимостей токов и создаваемого двигателем момента от типа несимметрии.

Исследования аварийных режимов асинхронных двигателей стимулированы необходимостью диагностики и выявления дефекта с целью предотвращения перегрева и пожара двигателя. Несимметрии, связанные с сопротивлениями статора, могут быть легко обнаружены по изменению фазных токов статорных обмоток. Несимметрии сопротивлений стержней «беличьей клетки» или их обрыв могут быть выявлены только косвенными методами и ведут к снижению механического момента двигателя, повышенной вибрации и появлению искажений формы фазных токов статора [58, 59].

В отличие от конструкции короткозамкнутого ротора, фазный ротор имеет щёточные узлы, и по протекающим по ним токам можно судить о состоянии обмотки ротора. Однако возможны ситуации, когда немедленное выведение

двигателя из работы может представлять опасность для жизни людей, или повлечь значительный ущерб. В этом случае целесообразно не останавливать двигатель, контролируя его токи, тепловой режим и частоту вращения. Использование фазного ротора позволяет регулировать механическую характеристику двигателя, но наличие контактных колец и щеточных механизмов в цепи обмоток ротора снижает надёжность его безотказной работы.

Вопросу исследования несимметричных режимов асинхронных двигателей посвящены работы А.И. Адаменко, А.М. Пантелеева, Н.Г. Никияна и других. Тем не менее, на сегодняшний день рассмотрению режимов асинхронных двигателей при несимметрии в цепи ротора уделено значительно меньшее внимание, чем режимам при несимметрии в цепи статора.

С помощью известных методик, приведенных в работах А.И. Адаменко и других авторов, фазные токи при небольшой степени несимметрии фазных обмоток ротора определяются достаточно точно, однако электромагнитный момент определяется без учета высших гармоник, возникших из-за несимметрии [13, 17, 29, 30]. Это вызывает значительную погрешность расчета величины момента. В известной литературе отсутствуют сведения о расчете гармоник МДС низшего и дробного порядков, возникающих при несимметрии фазных обмоток. Возникает задача разработки методики исследования двигателя с учетом высших гармоник МДС.

Режимы асинхронных двигателей по фазным роторным и статорным токам и механическому моменту при несимметрии сопротивлений фазного ротора в публикациях отечественных и зарубежных авторов на текущий момент рассмотрены недостаточно, что делает актуальной работу по имитационному моделированию асинхронных двигателей при наличии несимметрии в электрических цепях машины.

1.2 Характеристика несимметрии асинхронных двигателей и причины её возникновения

Преобразование электрической энергии в механическую с помощью электродвигателей позволяет легко и экономически выгодно приводить в движение разнообразные рабочие механизмы: конвейеры, подъемно-транспортное оборудование, насосы, вентиляторы, компрессоры, металлорежущие станки, прокатные станы, швейное оборудование и др.

Благодаря простоте конструкции, высокой надежности и невысокой стоимости асинхронный электродвигатель с короткозамкнутым ротором, является наиболее распространенным электродвигателем. Свыше 85% всех электрических машин — это трехфазные асинхронные электродвигатели. По статистике сейчас в общественном производстве России находится не менее 50 млн. единиц трехфазных асинхронных двигателей напряжением 0,4 кВ.

Асинхронные двигатели обычно рассчитаны на срок службы 15–20 лет без капитального ремонта, при условии их правильной эксплуатации. Под правильной эксплуатацией асинхронных двигателей понимается его работа в соответствии с номинальными параметрами, указанными в паспортных данных электродвигателя. Однако в реальной жизни имеет место значительное отступление от номинальных режимов эксплуатации. Это, в первую очередь, плохое качество питающего напряжения и нарушение правил технической эксплуатации: технологические перегрузки, условия окружающей среды (повышенная влажность, температура), снижение сопротивления изоляции, нарушение охлаждения. Последствием таких отклонений являются аварийные режимы работы асинхронных двигателей. В результате аварий ежегодно выходят из строя до 10% применяемых электродвигателей. Например, 60% скважных электронасосных агрегатов ломаются чаще одного раза в году. Выход из строя асинхронных двигателей приводит к тяжелым авариям и большому материальному ущербу, связанному с простоем технологических процессов,

устранением последствий аварий и ремонтом вышедшего из строя электродвигателя [1-6].

Аварии асинхронных двигателей подразделяются на два основных типа – механические и электрические. К механическим авариям относятся:

- деформация или поломка вала ротора;
- ослабление крепления сердечника статора к станине;
- ослабление опрессовки сердечника ротора;
- выплавление баббита в подшипниках скольжения;
- разрушение сепаратора, кольца или шарика в подшипниках качения;
- поломка крыльчатки вентиляторов;
- отложение пыли и грязи в подвижных элементах.

Причиной большинства механических аварий являются радиальные вибрации из-за несимметрии питающей сети (так называемый перекося фаз), механические перегрузки на валу электродвигателя, брак в комплектующих элементах или допущенный при сборке. До 10% всех аварий асинхронных двигателей имеют механическое происхождение. При этом 8% приходится на долю аварий, связанных с асимметрией фаз и только 2% на аварии, связанные с механическим перегрузом. Доля аварий, связанных с браком, мала, и поэтому ее можно не принимать во внимание. Оценка вероятностей возникновения механических аварий отсутствует, большая их часть носит скрытый характер и выявляется только после соответствующих испытаний или разборки двигателя, однако постоянный контроль сетевого напряжения и нагрузки на валу асинхронного двигателя позволяет в большинстве случаев свести эту вероятность к минимуму.

Электрические аварии асинхронных двигателей, в свою очередь, делятся на три типа:

- сетевые аварии (аварии по напряжению), связанные с авариями в питающей электросети;
- токовые аварии, связанные с обрывом проводников в обмотках статора, ротора или кабеля, межвитковым и междуфазным

замыканием обмоток, нарушением контактов и разрушением соединений, выполненных пайкой или сваркой; аварии, приводящие к пробое изоляции в результате нагрева, вызванного протеканием токов перегруза или короткого замыкания;

- аварии, связанные со снижением сопротивления изоляции вследствие ее старения, разрушения или увлажнения. [11]

1.2.1 Сетевые аварии асинхронных двигателей

Качество электроэнергии на территории Российской Федерации определяет ГОСТ 32144-2013 «Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения». ГОСТ определяет соответствие стандартам целого ряда показателей, в первую очередь таких, как отклонения напряжения и частоты, коэффициент гармонической составляющей четного и нечетного порядка, коэффициенты обратной и нулевой последовательности напряжения, и пр. Из-за аварий на подающих подстанциях, коротких замыканий в распределительных сетях, коммутационных и грозовых возмущений, неравномерности распределения нагрузки по фазам, фактические значения ряда показателей больше допустимых, что ведет к аварийным режимам работы асинхронных двигателей. По статистическим данным, до 70% аварий электродвигателя напрямую или косвенно связаны именно с авариями сетевого напряжения.

Анализ показателей качества электрической энергии относительно условий работы асинхронных двигателей показывает, что, например, при уменьшении напряжения в сети возрастает ток статора, приводящий к интенсивному нагреву изоляции асинхронных двигателей и сокращению срока службы вследствие ускоренного старения изоляции и ее пробоя, а повышение напряжения приводит к увеличению магнитного потока статора, тока намагничивания, нагреву сердечника (вплоть до «пожара» в стали), потребляемой из сети реактивной

мощности, снижающей коэффициент мощности. В таблице 1 приведены обобщенные данные о влиянии основных показателей качества электрической энергии на режимы работы асинхронных двигателей.

Следует отметить, что существует еще несколько типов сетевых аварий, которые происходят наиболее часто, но напрямую ГОСТом не регламентируются, так как являются крайними случаями проявления несимметричных режимов работы асинхронных двигателей. Это обрыв одной из фаз, нарушение последовательности фаз и «слипание» фаз.

Обрыв фаз, как правило, связан с обрывом жилы питающего кабеля, сгоревшим предохранителем или отключением автомата в одной из линий или обрывом самой линии. При соединении обмоток двигателя звездой напряжение в двух фазах делится поровну и составляет половину линейного $U_{\phi} = U_{л}/2$, в третьей отсутствует. Такие режимы приводят к повышенному энергопотреблению из сети, перегреву обмоток статора. Поле из вращающегося превращается в пульсирующее, ток в оборванной фазе будет отсутствовать, в двух других увеличится на 50%. Двигатель не разворачивается даже на холостом ходу. В некоторых типах двигателей в случае, если обрыв произошел во время работы двигателя, на оборванной фазе генерируется так называемое напряжение «рекуперации», близкое по фазе и амплитуде сетевому, двигатель переходит в тормозной режим работы и, если его не отключить, сгорает в течение нескольких минут.

Аварийный режим «слипания» фаз происходит в случае обрыва одной из питающих фаз и замыкании ее со стороны двигателя на другую фазу. При этом одно и то же фазное напряжение подается на две фазы двигателя, на третьей остается в норме. При незначительной амплитудной несимметрии наблюдается значительная фазная несимметрия, приводящая к появлению значительных напряжений обратной последовательности, вызывающих перегрев двигателя и выход его из строя.

Нарушение закрепленной ГОСТом последовательности фаз А-В-С (В-С-А, С-А-В) на любую другую обуславливает реверсивный режим работы – вращение

двигателя в другую сторону, что часто недопустимо по условиям технологического процесса, так как вызывает вращение приводного механизма в другую сторону и может привести, помимо аварии самого двигателя, к тяжелым, порой катастрофическим последствиям.

Постоянный контроль наличия и качества сетевого напряжения, включая гармонический анализ, вычисление действующих или средних значений напряжения до включения двигателя, контроль за его состоянием во время работы асинхронных двигателей, в том числе за изменениями параметров фазных напряжений, вызванных режимами работы самого двигателя, позволит зачастую избежать причин возникновения аварийных режимов, предотвратить появление режимов короткого замыкания и токового перегруза.

1.2.2 Токовые аварии асинхронных двигателей

Напряжение на зажимах асинхронного двигателя и фазные токи, протекающие по его обмоткам, тесно взаимосвязаны, и любые, даже небольшие, изменения сетевого напряжения вызывают значительные изменения фазных токов (Таблица 1). Для эффективной защиты асинхронного двигателя необходимо измерять фазные токи как можно точнее. Согласно общеизвестным исследованиям, длительная работа двигателя с токовым перегрузом всего лишь на 5% от номинального сокращает срок его службы в 10 раз. В связи с сильной несинусоидальностью кривой тока, особенно во время пусков, в ней присутствует большое количество гармоник высшего порядка, оказывающих существенное влияние на величину действующего значения тока. Поэтому, если принимать решение о работе асинхронного двигателя не по вычисленным действующим значениям тока, а по неким усредненным сигналам или, еще хуже, по пиковым значениям, это может привести к ложным выводам о наличии или отсутствии токового перегруза.

Таблица 1 - Влияние отклонений показателей качества электроэнергии (ПКЭ) на работу асинхронного двигателя

Вид ПКЭ		Условное обознач.	Нормы		Характер изменения ПКЭ, изменения в работе асинхронного двигателя		
Отклонение напряжения (рис. 1.1)		U_y	$\pm 10\%$	Снижение на 10% от U_n		Увеличение на 10% от U_n	
				Момент пропорционален квадрату напряжения			
				Момент снижается на 19%. Температура повышается на 7°C. Увеличивается время пуска. Скольжение повышается на 27,5%, ток ротора – на 14%, ток статора – на 10%	Увеличенный момент служит причиной перегрузки валов, ременных передач, увеличивается пусковой удар. Пусковой ток повышается на 12%, вращающий момент на 21%, $\cos\phi$ снижается на 5%		
Несимметрия напряжений (рис. 1.1)	Коэф. обратной посл-ти	K_{2u}	4%	Недопустимый перекос напряжений по фазам вызывает те же процессы, что и при отклонении напряжений. Приводит к возникновению магнитных полей, вращающихся встречно вращению ротора. Поле превращается из кругового в эллиптическое, что приводит к радиальным вибрациям и разрушению обмоток, подшипников. Приводит к тепловому перекосу и сильному нагреву. Если перекос составляет 50%, срок службы снижается в 5-10 раз			
	Коэф. нулевой посл-ти	K_{0u}	4%				
Несинусоидальность напряжения (рис 1.1)	Коэф. искажения синусоид-ти	K_u	12%	Влияет на состояние изоляции обмоток, приводит к их пробоем на корпус. Растут потери электрической энергии. При $K_u - 10\%$ суммарные потери возрастают на 10-15%. Растет количество гармоник обратной последовательности, снижается коэффициент мощности			
	Коэф. n-ой гармоники составляющей U	$K_{u(n)}$	№ n гарм.	Знач, %	<p>Превышение допустимых значений коэффициентов 2, 5 и 8 гармоник ведет к значительному росту напряжение обр. последовательности, что приводит к перегреву и выходу двигателя из строя, возникновению обратновращающихся полей, создающих паразитные моменты, ухудшающие механическую характеристику.</p> <p>Превышение допустимых значений гармоник кратных 3 приводит к росту напряжения нулевой последовательности, вызывающего несимметрию напряжений по фазам. При несимметрии больше 15% рабочий и пусковой моменты снижаются на 25%, растет потребление реактивной мощности на 3-7%</p> <p>Рост допустимых значений гармоник 4 и 7 приводит к росту активного сопротивления ротора и ухудшению механической характеристики</p>		
			2	3			
			3	3,75			
			4	1,5			
			5	9			
			6	0,75			
			7	7,5			
			8	0,75			
9	1,13						
10	0,75						

Различают два вида токового перегруза асинхронного двигателя: симметричный и несимметричный. Симметричный токовый перегруз, как правило, связан с механическими перегрузками на валу двигателя. Их значение напрямую связано с режимами работы асинхронного двигателя и тепловыми перегрузками, о которых речь пойдет ниже.

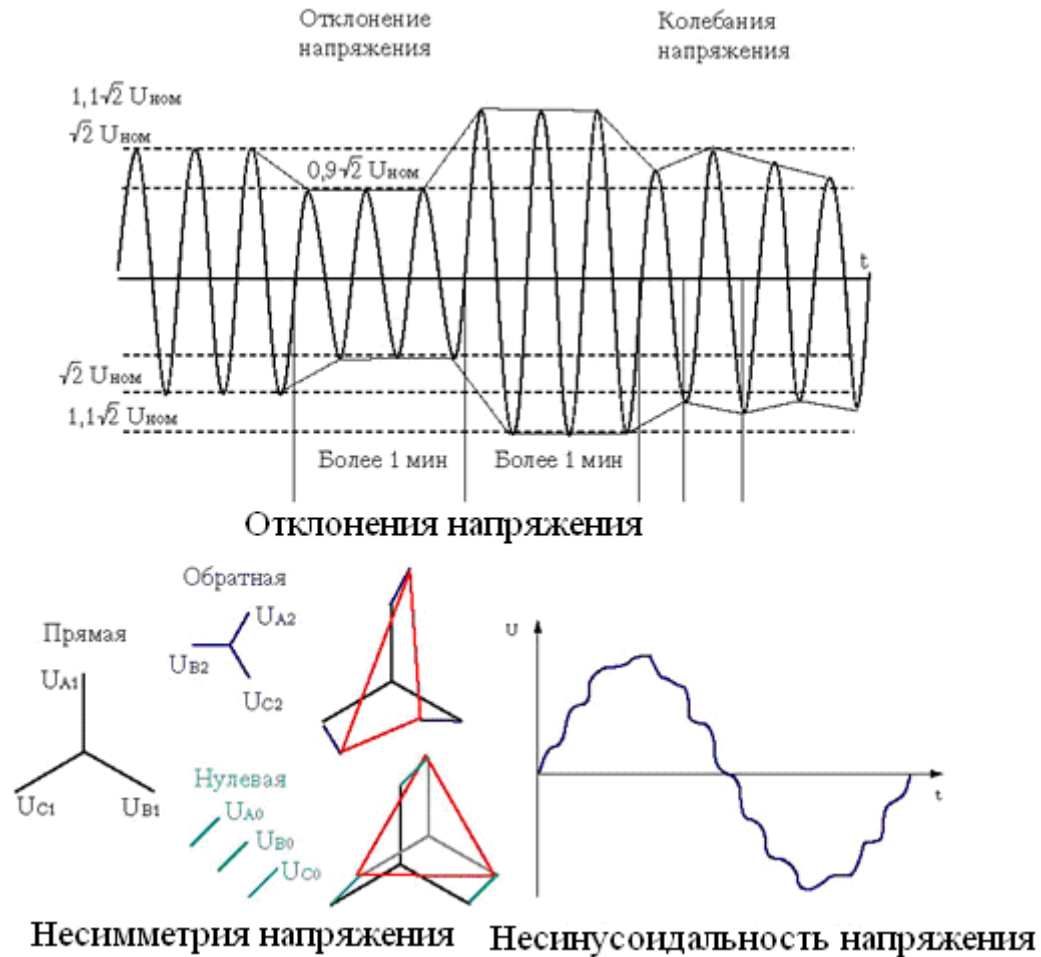


Рисунок 1.1 – Отклонение, несимметрия и несинусоидальность напряжения

Большая часть токовых аварий асинхронных двигателей связана, в первую очередь, с повреждениями внутри самого двигателя, приводящими к несимметричному токовому перегрузу. Рассмотрим основные виды таких аварий (Таблица 2).

Таблица 2 - Влияние внутренних повреждений на работу двигателя

Вид аварии	Изменение токов		Характер изменений в работе двигателя
Обрыв 1 фазы в обмотке статора	Соединение обмоток звездой	Ток в оборванной фазе отсутствует. В двух других $1 - 1,5I_n$	Двигатель гудит и не разворачивается даже на холостом ходу. Поле из вращающегося превращается в пульсирующее. В работающем двигателе при нагрузке 50% от номинальной рабочие токи увеличиваются на 15-20%. В случае больших нагрузок двигателя остановится и, если не сработает защита, быстро выйдет из строя.
	Соединение обмоток треугольником	Ток в оборванной фазе отсутствует. В двух других значительно больше номинального	Обмотки подключены к сети по схеме открытого треугольника. Токи создают вращающее магнитное поле, двигатель хорошо берет с места и развивает нормальную скорость. Энергопотребление из сети значительно больше, чем в нормальном режиме. Момент близок к номинальному, но при сильном нагреве двух рабочих обмоток в одном из питающих проводов ток будет в 1,7-3 раза больше, чем в двух других.
Межвитковое замыкание в фазе обмоток статора	Ток, подходящий к поврежденной фазе, возрастает во много раз(его величина определяется количеством закороченных витков)		Двигатель начинает необычно гудеть, а если работает под нагрузкой, вращается с пониженной скоростью. Через некоторое время двигатель начинает гореть.
Междуфазные замыкания обмоток статора	Приводят к протеканию по обмоткам токов короткого замыкания, в 10-100 раз превышающих номинальные токи		Обмотки статора быстро нагреваются и, если не срабатывает защита, перегреваются и сгорают.

Во всех случаях внутренних аварий электродвигателя наблюдается значительная несимметрия фазных токов, превышающая в несколько раз несимметрию напряжений. Поэтому постоянный контроль токов, соотношение токового перекаса с перекасом напряжений позволяют принимать достаточно достоверные выводы о наличии таких аварий и оперативно отключать двигатель.

1.2.3 Снижение сопротивления изоляции

В процессе эксплуатации асинхронного двигателя его изоляция неизбежно «старееет». Основными причинами, вызывающими эти процессы, являются: нагревание обмоток рабочими и пусковыми токами, токами короткого замыкания и перегруза, теплотой от посторонних источников; динамическими усилиями, возникающими при взаимодействии проводников с током, коммутационными перенапряжениями. На состояние изоляции большое влияние оказывают также условия окружающей среды – температура и влажность воздуха, загрязненность и запыленность.

Состояние изоляции определяет степень безопасной эксплуатации электроустановок. Электродвигатель допускается эксплуатировать, если сопротивление его изоляции на корпус не менее 0,5 МОм. Вероятность пробоя изоляции возрастает на порядок, если сопротивление изоляции в два раза меньше допустимого. При снижении сопротивления изоляции высока вероятность появления такой тяжелой аварии асинхронного двигателя, как пробой обмотки статора на корпус (короткое замыкание на корпус), опасной не только для самого электродвигателя, но и для обслуживающего персонала. По сети начинают протекать токи короткого замыкания, в 10–100 раз превышающие номинальные, а на корпус электроустановки может быть вынесено высокое напряжение, опасное для жизни человека. Не менее важным является непрерывный контроль сопротивления изоляции обмоток статора во время работы электродвигателя, т.к. диэлектрические свойства изоляции, измеренные до включения асинхронного двигателя, могут внезапно измениться под воздействием электрического напряжения и температуры. Для этого используется измерение тока утечки на «землю» с помощью дифференциального трансформатора тока, реагирующего на появление дифференциального (разностного) тока выше некоторой уставки, заданной пользователем [58].

1.3 Анализ методов расчета несимметричных режимов асинхронных двигателей

Для исследования и расчета несимметричных асинхронных машин в неустановившихся режимах работы широко применяются методы двух реакций (метод продольного и поперечного полей), вращающихся полей и симметричных составляющих. Каждый из этих методов имеет свои достоинства и недостатки [60-62].

1.3.1 Метод двух реакций

Метод двух реакций позволяет при помощи линейных преобразований от уравнений с периодическими коэффициентами перейти к уравнениям с постоянными коэффициентами. Математически такое преобразование сводится к замене переменных в рассматриваемых уравнениях. В качестве новых переменных принимаются проекции старых переменных на новые координатные оси, причем новая система координат должна выбираться таким образом, чтобы закон изменения проекций изучаемых величин был простейшим. Для получения системы уравнений с постоянными коэффициентами необходимо, чтобы преобразованные контуры статора и ротора были взаимно неподвижными.

Сущность метода двух реакций состоит в том, что магнитодвижущие силы магнитного поля и потокосцепления обмотки статора и ротора раскладываются на составляющие по двум взаимно перпендикулярным осям d и q . При этом обмотка статора заменяется двумя эквивалентными взаимно перпендикулярными обмотками. Расчет потокосцеплений, токов, мощностей ведется отдельно для каждой из обмоток, расположенных по соответствующим осям. Недостатком этого метода является то, что он справедлив только для линейных систем. Метод двух реакций получил широкое распространение в теории как симметричных, так и несимметричных электрических машин [61, 63, 64]. Он особенно хорошо подходит для анализа явнополюсных машин и машин с неравномерным воздушным зазором. С помощью этого метода удобно рассматривать переходные

процессы в электрических машинах, что является его неоспоримым преимуществом. Недостатком метода двух реакций является то, что он не очень нагляден, а иногда даже труден для физического представления процессов, протекающих в машине. При его использовании усложняется учет влияния, которое вносят высшие гармоники.

1.3.2 Метод вращающихся полей

Метод вращающихся полей основан на определении прямого и обратного вращающихся полей, созданных каждым из токов фаз. При этом возникающее эллиптическое поле представляется в виде суммы двух круговых вращающихся полей [62, 63]. Метод вращающихся полей сводится к тому, что любая m -фазная электрическая машина рассматривается как сумма нескольких однофазных машин, в каждой из которых имеются прямо и обратно вращающиеся поля. Характер физических процессов работы машины при круговом поле описывается значительно проще, чем при эллиптическом поле. Полный поток находится как суммирование потоков фаз, а токи – простыми соотношениями. Существует несколько разновидностей этого метода. Применительно к асинхронным двигателям наилучшие результаты дает использование временной комплексной плоскости. При этом векторы представляются в виде комплексных величин, что дает возможность объединять пространственные и временные углы [62, 63]. Метод вращающихся полей более нагляден, чем метод двух реакций, но зато расчеты по этому методу очень громоздки, особенно, если учитываются высшие гармоники.

1.3.3 Метод симметричных составляющих

В настоящее время при исследовании динамических режимов несимметричных машин многие специалисты и ученые отдают предпочтение методу симметричных составляющих. Этот метод отличается от двух других,

рассмотренных выше, большей простотой, наглядностью, особенно если с его помощью проводится анализ асинхронных машин. При его использовании получают менее громоздкие выражения, чем при применении метода вращающихся полей, но иногда - более громоздкие, чем при использовании метода двух реакций. Этот метод позволяет учесть влияние высших гармоник на количественные показатели машины [33-39, 62].

Недостатком этого метода является трудность применения его для анализа переходных процессов в несимметричных электрических машинах.

Общепринятый подход к анализу уравнений по методу симметричных составляющих предполагает представление несимметричной системы ЭДС, токов, напряжений и т.п. в виде суммы трех симметричных систем прямой, обратной и нулевой последовательностей переменных и дальнейшее их решение. Влияние каждой из составляющих на работу электрической машины рассматривается отдельно. Окончательный результат определяется суммированием. Но при решении задач этим методом часто возникают ошибки, приводящие к неверному решению. Такие ошибки присущи уравнениям, записываемым в нескольких системах координат, перемещающихся относительно друг друга.

В настоящее время существует два различных подхода к выбору направления движения координатных систем различных последовательностей и соответствующего координатного преобразования уравнений. При первом подходе направления движения координатных систем прямой и обратной последовательностей выбирают одинаковыми и подвергают члены уравнений одинаковому координатному преобразованию. Более распространен второй подход, при котором направления движения координатных систем прямой и обратной последовательности выбирают противоположными, а члены уравнений подвергают сопряженным координатным преобразованиям [63].

Таким образом, в выборе направления движения координатных систем разных последовательностей и их координатных преобразований существует неоднозначность. В конечном счете, оказывается, что как первый, так и второй подходы, рассмотренные выше, не дают решения, соответствующего

полученному в мгновенных значениях. Делается вывод о том, что для получения математической модели асинхронного двигателя в несимметричных режимах работы по методу симметричных составляющих необходимо применять преобразование векторов в бинарном метрическом пространстве методом сопряженных направлений.

На основе системы дифференциальных уравнений, полученной по методу симметричных составляющих, можно рассчитывать в переходных процессах активную, реактивную и полную мощности, получить выражения для энергетических показателей в динамических режимах. Это позволяет проводить оценку эффективности преобразования энергии в этих режимах. Результаты исследований могут быть использованы для расчета и анализа пусковых устройств.

Метод симметричных составляющих находит широкое применение при исследовании переходных процессов в трехфазных асинхронных двигателях при питании от однофазной сети. Ряд публикаций содержит математические модели различных схем включения таких двигателей, полученные с применением этого метода. Использование метода симметричных составляющих дает неплохие результаты при анализе работы асинхронных двигателей, обладающих магнитной и электрической несимметрией.

Но метод симметричных составляющих справедлив лишь в том случае, когда сопротивления токам прямой и обратной последовательностей имеют одинаковые значения, а это имеет место только в асинхронных машинах, работающих при скольжении $s = 1$ и в трансформаторах, что накладывает на область его применения существенное ограничение.

Применение метода симметричных составляющих при анализе квазиустановившихся и переходных режимов работы асинхронного двигателя, когда скольжение изменяется в широких пределах, даёт значительные погрешности. Это приводит к необходимости использования методов анализа переходных процессов и квазиустановившихся режимов работы асинхронного двигателя, которые не имеют недостатков аналитических методов. К таким

методам относятся непосредственное интегрирование исходной системы дифференциальных уравнений численными методами. Кроме того, аналитические методы исследования, рассмотренные выше, связаны в большинстве случаев с линеаризацией уравнений, описывающих физические процессы в системах, что может привести к совершенно неверным выводам, т.к. явления автоколебаний и самораскачивания, величины периодов и амплитуд колебаний и т.д. в весьма большой степени зависят от нелинейности параметров систем.

1.3.4 Численные методы расчета

Следует отметить, что в ряде случаев очевидна ценность в применении к электрическим машинам развивающихся в настоящее время методов исследования путем моделирования – физического и математического.

В последнее время широкое применение находят персональные компьютеры и мощные средства программного обеспечения к ним, которые делают численные методы основным инструментом для анализа поведения электрических машин в различных переходных режимах. Из методов численного интегрирования наиболее часто для решения задач электромеханики используется метод Рунге-Кутты. Погрешность этого метода при решении данного класса задач часто оказывается приемлемой [43, 65, 66].

К программному обеспечению, которое обычно используется для численного интегрирования систем дифференциальных уравнений, описывающих переходные электромеханические процессы в асинхронных двигателях, относятся универсальные многоцелевые математические приложения - САЕ-системы.

Метод последовательных интервалов позволяет решать с малой погрешностью дифференциальные уравнения первого, второго порядка, причем точность расчета и затрачиваемое на расчет время находятся в обратной зависимости [33].

Метод степенных рядов использует разложение в ряд Тейлора и составления дифференциального уравнения на его основе. Предложен Л.П.

Гавриловым [33]. Возможно решение дифференциальных уравнений высших порядков с высокой степенью точности.

Метод конечных элементов (МКЭ, FEMM) является в последнее время фаворитом при построении программных пакетов, оперирующих нелинейными стационарными и переходными процессами на плоскости и в объеме. Область, в которой ищется решение, разбивается на конечное количество подобластей (элементов). В каждом из элементов выбирается вид аппроксимирующей функции. В простейшем случае это полином первой степени. Значения функций на границах элементов (узлах) является решением задачи и заранее неизвестны. Коэффициенты аппроксимирующих функций обычно ищутся из условия равенства значения соседних функций на границах между элементами (в узлах). Затем эти коэффициенты выражаются через значения функций в узлах элементов. Составляется система линейных алгебраических уравнений.

1.4 Методы компенсации провала электромагнитного момента при появлении несимметрии в электрических цепях асинхронного двигателя

1.4.1 Причины появления провала электромагнитного момента

При использовании асинхронных двигателей довольно часто случаются отступления от номинальных режимов эксплуатации или производственный брак двигателя, из-за чего возникают аварийные режимы. Одним из таких случаев является возникновение электрической несимметрии цепи ротора, сопровождающейся значительным повышением фазных токов, и как следствие, нагревом обмоток статора, усилением механической вибрации и появлением провала в механической характеристике двигателя. Несимметричный режим в цепи ротора опаснее несимметрии статорной цепи тем, что при пуске двигатель может «застрять» на скорости около 0.5 от синхронной, т.е. имеет место так называемый эффект Гергеса.

Из теории электромеханики известно, что в результате несимметрии электрической цепи ротора (если рассматривать происходящие процессы с точки зрения метода симметричных составляющих) в нем возникает несимметричная система токов. Разложим ее на две симметричные системы токов прямой и обратной последовательности. Токи ротора прямой последовательности создают поле Φ_{21} , неподвижное относительно поля статора (Рисунок 1.2).

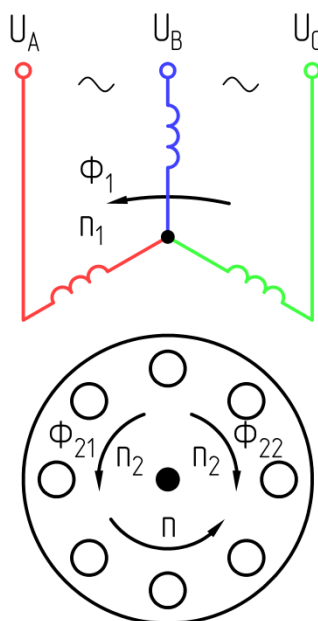


Рисунок 1.2 – Магнитные потоки при несимметрии в цепи ротора

Иначе говоря, поток Φ_{21} прямой последовательности вращается несколько быстрее ротора на величину произведения скольжения на синхронную частоту:

$$n_{21} = n + n_2 = (1 - s) \cdot n_1 + s \cdot n_1 = n_1.$$

В результате их взаимодействия возникает момент M_1 , аналогичный моменту двигателя с симметричным ротором.

Токи ротора обратной последовательности создают поле Φ_{22} , вращающееся относительно ротора с частотой $n_2 = s \cdot n_1$ против направления вращения самого ротора, поэтому относительно статора это поле будет вращаться с частотой:

$$n_{22} = n - n_2 = (1 - s) \cdot n_1 - s \cdot n_1 = (1 - 2 \cdot s) \cdot n_1.$$

При этом в статоре будут наводиться токи частоты $f_{22} = (1 - 2 \cdot s) \cdot f_1$, которые замыкаются через сеть. При $s = 0.5$ поле обратной последовательности Φ_{22}

неподвижно относительно статора, оно не создает в статоре токов и, следовательно, момент M_2 , обусловленный этим полем, будет равен нулю. При $0.5 \leq s \leq 1$ поле Φ_{22} вращается относительно статора в обратном направлении ($n_{22} < 0$) и стремится повернуть статор в обратном направлении. Но так как статор жестко закреплен, то момент M_2 будет действовать на ротор в направлении вращения ($M_2 > 0$). При $0 \leq s \leq 0.5$ поле Φ_{22} вращается относительно статора в прямом направлении ($n_{22} > 0$), а созданный этим полем момент M_2 будет действовать на ротор против направления вращения ротора ($M_2 < 0$). Кривые результирующего момента $M(s) = M_1 + M_2$ будут иметь провал при скольжении $s \approx 0.5$ (Рисунок 1.3).

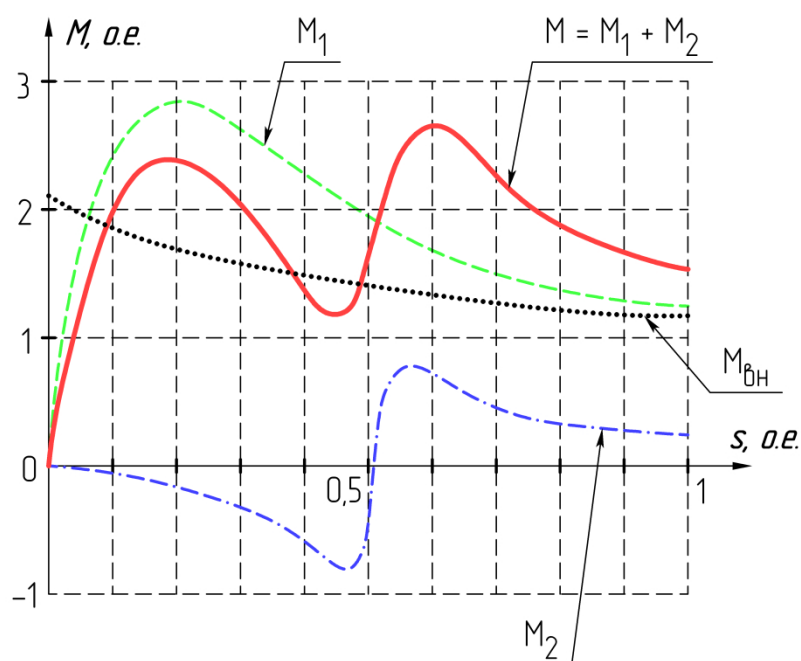


Рисунок 1.3 – Кривые моментов прямой и обратной последовательностей при несимметрии ротора

Максимально этот эффект проявляется при обрыве одной фазы ротора. Обрыв фазы ротора проявляется в биениях токов статора, которые происходят с частотой:

$$f = f_1 - f_{22} = 2 \cdot f_1 \cdot s,$$

равной разности частот составляющих тока статора I_{11} и I_{22} . Искажение механической характеристики при обрыве фазы ротора было описано впервые Г.

Гёргесом в 1896 г. и называется эффектом одноосного включения. В этом случае асинхронный двигатель даже при пуске без нагрузки застревает на половинной скорости. Если обрыв произойдет во время работы, скольжение двигателя возрастет, и он будет сильно греться, а при больших нагрузках может перейти в зону скольжения $s \approx 0.5$.

Исходя из этого, источником провала в механической характеристике асинхронного двигателя при несимметрии в цепи ротора выступает паразитный асинхронный момент, возникающий при воздействии магнитного потока обратной последовательности в роторе на цепь статора.

Для минимизации этого паразитного момента необходимо ослабление силы тока обратной последовательности в роторе или статоре. Поскольку регулирование сопротивлений и индуктивностей ротора – довольно сложная задача, к тому же требующая конструктивной доработки ряда узлов электрической машины, то предпочтительнее осуществлять компенсацию провала механической характеристики со стороны статорной цепи.

Минимизация тока обратной последовательности в статоре возможна введением встречной ЭДС в цепь статора для компенсации вышеуказанной индуцированной ЭДС обратной последовательности, либо увеличением сопротивления цепи.

Таким образом, можно выделить следующие методы ослабления паразитного асинхронного момента: введение противо-ЭДС в цепь статора, использование трехфазного источника тока для принудительного задания тока фаз статора, введение сопротивлений в цепь статора, использование конденсаторов и резонансных контуров. Последний метод требует индивидуального расчета величин емкостей конденсаторов для каждого двигателя во избежание резонанса напряжений на основной частоте.

1.4.2 Введение противо-ЭДС в цепь статора

Компенсация несимметрии путем введения противо-ЭДС при практической реализации метода может быть выполнена следующим образом (Рисунок 1.4):

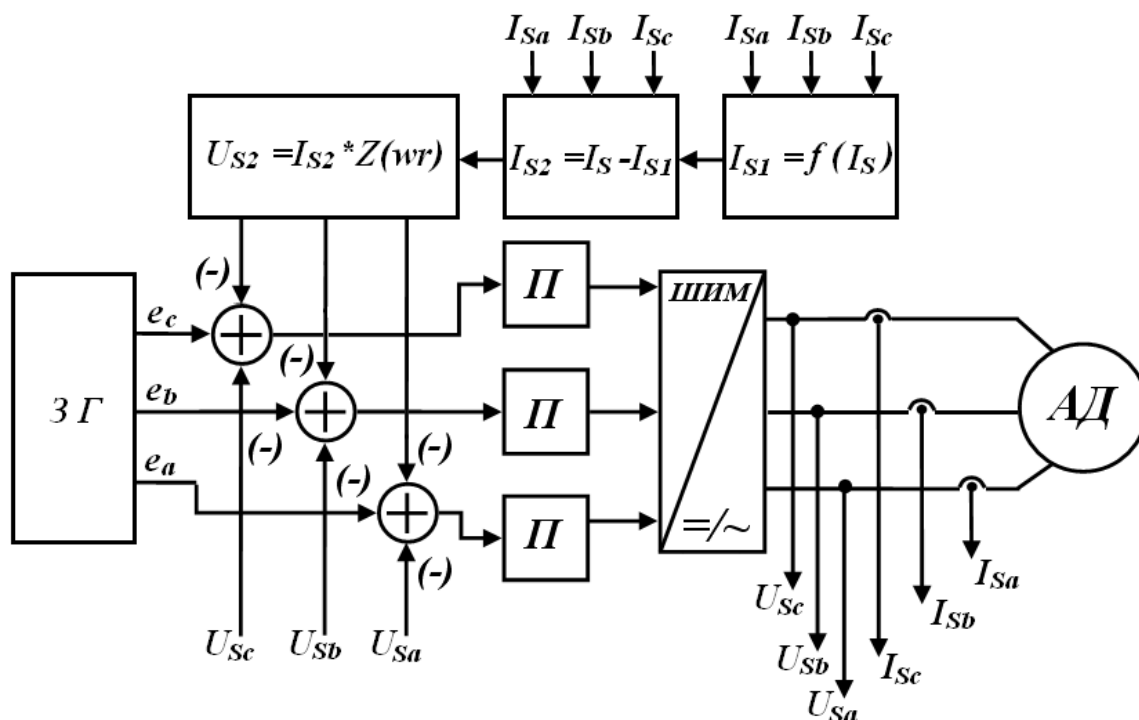


Рисунок 1.4 - Блок-схема устройства компенсации провала момента при наличии несимметрии ротора введением противо-ЭДС

С задающего генератора (ЗГ) фазных напряжений поступают управляющие сигналы на сумматоры, которые суммируют взятые с обратным знаком напряжения обратной связи и противо-ЭДС обратной последовательности. Противо-ЭДС вычисляется как произведение тока обратной последовательности на входное полное сопротивление асинхронного двигателя при частоте $(\omega - 2 \cdot \omega_r) / \omega$.

Ток статора фазы А прямой последовательности может быть найден как:

$$I_{S1a} = \frac{1}{T} \int_0^T (I_{Sa} \cdot \sin(\omega \cdot t) + I_{Sb} \cdot \sin(\omega \cdot t - 2 \cdot \pi / 3) + I_{Sc} \cdot \sin(\omega \cdot t + 2 \cdot \pi / 3)) dt.$$

Токи прямой последовательности фаз В и С могут быть найдены аналогично путем изменения фазы на $\pm 120^\circ$.

Т.е. ток статора обратной последовательности вычисляется как ток статора за вычетом тока прямой последовательности. Такой способ расчета выбран исходя из того, что при заторможенном роторе частота тока обратной последовательности совпадет с частотой тока прямой последовательности и интегрирование обратной последовательности окажется ошибочным.

Для определения полного входного сопротивления необходимо знать величины соотношений активных сопротивлений и индуктивностей конкретного двигателя, которые при наличии несимметрии будут отличаться от номинальных значений. В том случае, если их практическое определение встречает определенные трудности, целесообразно использовать некоторые допущения. Например, полное входное сопротивление может быть найдено по закону Ома:

$$\underline{Z}(\omega_r) = \frac{\dot{E}_S}{\dot{I}_{S1}} \cdot \frac{\omega - 2 \cdot \omega_r}{\omega}.$$

Так как зависимость активной и реактивной составляющей полного входного сопротивления от частоты не может быть универсально подобрана по схеме замещения для всех классов асинхронных двигателей, то приближенно принято равномерное их изменение от относительной частоты тока обратной последовательности в статоре.

1.4.3 Введение активных сопротивлений в цепь статора

Самым слабым местом этого метода компенсации является очень низкий КПД из-за выделения большой активной мощности на реостатах. Идея метода заключается в увеличении активного сопротивления статорной цепи с целью ослабления тока обратной последовательности в статоре, наводимого несимметричным магнитным потоком ротора. Величина механического момента компенсируется увеличением напряжения питания. Таким образом, требуемый уровень напряжения источника питания может в несколько раз превышать номинальное напряжение питания асинхронного двигателя, что делает применение этого метода нерациональным.

Для ослабления эффекта Гергеса замена активных сопротивлений дросселями в цепи статора также не рекомендуется, т.к. при $s=0.5$, когда и наблюдается провал момента от эффекта Гергеса, частота тока обратной последовательности близка к нулю, и дроссели не будут создавать достаточного сопротивления для статорной цепи тока.

1.4.4 Использование трехфазного источника тока

Компенсация несимметрии ротора в этом случае при практической реализации метода может быть выполнена следующим образом (Рисунок 1.5):

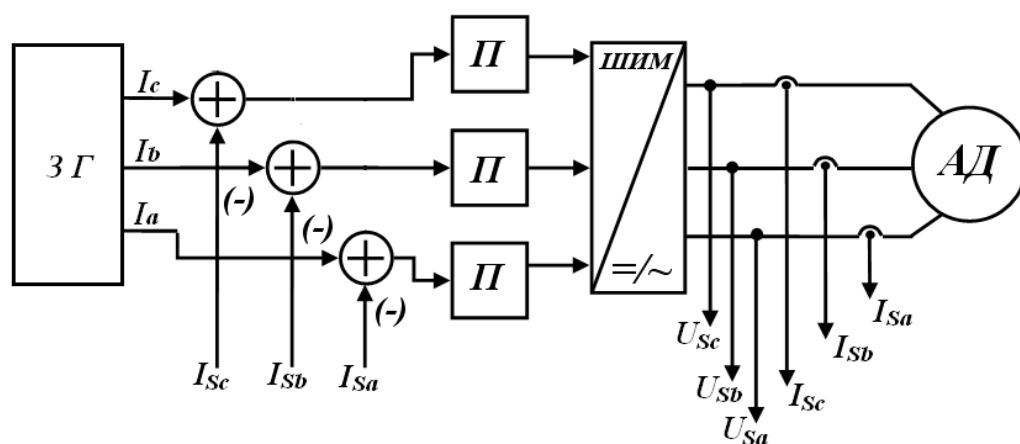


Рисунок 1.5 - Блок-схема устройства компенсации провала момента при несимметрии ротора с использованием источника тока

С задающего генератора (ЗГ) фазных токов поступают управляющие сигналы на сумматоры, которые складываются с сигналами фазных токов асинхронного двигателя, взятыми с обратным знаком. Далее преобразователь уровня адаптирует разностную составляющую до уровня, требуемого ШИМ. Так, задавая, главным образом, закон изменения токов в фазах статора, можно достаточно качественно корректировать статическую механическую характеристику.

1.4.5 Введение конденсаторов в разрыв цепи статора

Идея метода такова: при возникновении электрической несимметрии цепи ротора магнитные потоки обратной последовательности ротора будут «пронизывать» статорные катушки, последовательно соединенные через конденсаторы к источнику. Поскольку провал механической характеристики происходит при скольжениях близких к 0.5, когда магнитные потоки обратной последовательности ротора вращаются относительно статора с минимальной скоростью, и наведенная ими ЭДС в статоре имеет минимальную частоту, то конденсаторы для низкочастотных токов обратной последовательности будут иметь большое реактивное сопротивление. Это позволит ограничить рост момента обратной последовательности.

Так как в цепи асинхронного двигателя помимо введенной емкости присутствуют индуктивности рассеяния, взаимные индуктивности и т.п., то очевидно, возникает вероятность появления колебательных контуров. При этом входное индуктивное сопротивление двигателя не является постоянной величиной по ряду причин: влияние насыщения при больших токах, шунтирующий эффект взаимной индуктивности при больших скольжениях, изменение цепи протекания несимметричных токов.

При выборе емкости конденсаторов следует руководствоваться принципом, что резонансных явлений во всем диапазоне скольжений асинхронного двигателя возникать не должно, так как большинство из них происходит при нулевом реактивном сопротивлении цепи, что приводит, в конечном счете, к возникновению токов, в десятки раз превышающих номинальные. Напряжения при резонансе в таких контурах также будут многократно выше, что вполне может стать причиной пробоя изоляции обмоток и обкладок конденсаторов.

Слишком малая емкость конденсатора на промышленной частоте будет оказывать значительное сопротивление, что не позволит развить достаточного рабочего момента, а слишком большая емкость конденсатора не будет препятствием для протекания токов обратной последовательности. Поэтому

выбор емкости конденсаторов для асинхронного двигателя является сложной задачей. По результатам проведенных исследований можно отметить следующие характерные случаи.

Резонансный контур может быть образован конденсатором C_1 в цепи статора и индуктивностями L_{1s} и L_m . При ненулевом скольжении индуктивность L_m будет шунтироваться индуктивностью L'_{2s} и активным сопротивлением (рис.1.6).

Циклическая резонансная частота может быть вычислена:

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{L_{\Sigma} \cdot C_{\Sigma}}} = \sqrt{\frac{1}{(L_{1s} + L_m) \cdot C_1}}. \quad (1.1)$$

Для примера с параметрами схемы замещения, представленного на рис.1.8, циклическая резонансная частота при малых скольжениях ротора асинхронного двигателя будет найдена как:

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{(0.091 + 0.5) \cdot 1.22}} = 1.177 \text{ o.e..}$$

Т.е. характер тока в данном примере – емкостной, т.к. полученное значение относительной циклической частоты больше 1. Увеличение скольжения будет оказывать шунтирующее воздействие на взаимную индуктивность L_m , уменьшая ее эквивалентное значение, что, однако, к резонансу не приведет. Проявление резонанса заключается в значительном росте токов и смене характера тока с индуктивного на емкостной.

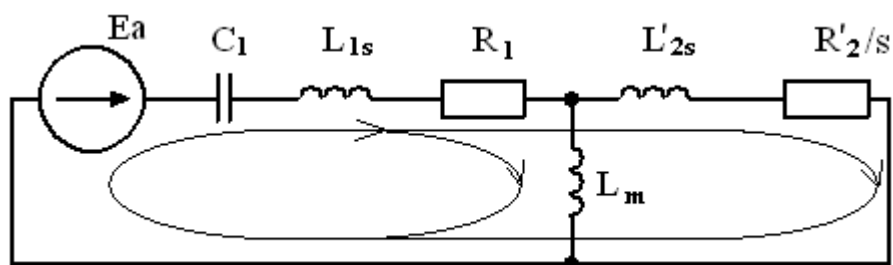


Рисунок 1.6 – Однолинейная схема замещения асинхронного двигателя с включением конденсатора

Таким образом, при малых емкостях конденсаторов резонанс данного типа возможен в диапазоне скольжений от момента пуска до номинального режима, с емкостями больших значений – при величинах скольжения выше критического.

Следующий случай возникновения резонанса возможен только при несимметричном режиме. Контур образован конденсатором C_1 фазы «А», индуктивностью рассеяния статора фазы «А» L_{1s} , взаимной индуктивностью L_m , параллельно включенными взаимными индуктивностями L_m фаз «В» и «С», параллельно включенными индуктивностями рассеяния фаз «В» и «С», а также параллельно включенными конденсаторами C_1 фаз «В» и «С» (рис.1.8). Из-за наличия магнитной связи между обмотками статора, циклическая резонансная частота при некоторых допущениях будет вычисляться следующим образом:

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{L_{\Sigma} \cdot C_{\Sigma}}} = \sqrt{\frac{1}{(L_{1s} + L_m + M_{12} + L_m + M_{12} + L_{1s}) \cdot \left(\frac{C_1 \cdot C_1}{C_1 + C_1}\right)}} = \sqrt{\frac{1}{\left(L_{1s} + L_m + \frac{1}{2} \cdot L_m + L_m + \frac{1}{2} \cdot L_m + L_{1s}\right) \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot C_1\right)}} = \sqrt{\frac{1}{(3 \cdot L_m + 2 \cdot L_{1s}) \cdot \frac{1}{2} \cdot C_1}}. \quad (1.2)$$

Несмотря на встречное соединение обмоток при выполнении магнитной «развязки» взаимная индуктивность учитывается со знаком плюс, так как из-за особенностей геометрии электрической машины при соединении начала обмотки одной фазы с началом обмотки другой фазы магнитные потоки не вычитаются (рисунок 1.7).

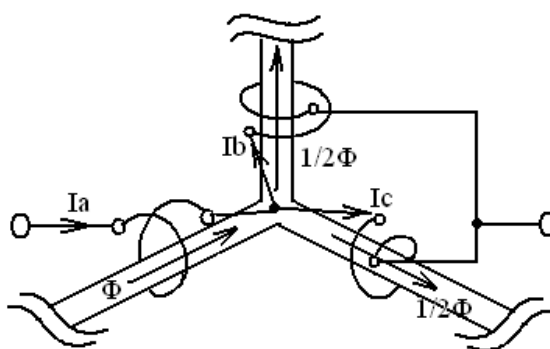


Рисунок 1.7 – Схематическое распределение магнитных потоков в обмотках фаз

Выводы по главе 1

1. Рассмотрен исторический путь развития асинхронных двигателей, немалый вклад в который внес известный электротехник М.О. Доливо-Добровольский, предложивший электродвигатель в трехфазном исполнении. Им же обнаружена обратимость этой конструкции в режим генератора. Работы поздних исследователей А.И. Адаменко, А.М. Пантелеева, Н.Г. Никияна и ряда других отечественных и зарубежных исследователей посвящены несимметричным режимам асинхронного двигателя и актуальны по настоящее время.

2. Показано, что использование современного вычислительного оборудования и соответствующего программного обеспечения позволяет выполнять моделирование различных процессов в двигателе, в том числе режимов электрической несимметрии в обмотках ротора и статора.

3. Проведен обзор основных типов несимметричных режимов асинхронного двигателя и причин их возникновения. Отмечено, что перекос фазных токов, как и их несинусоидальность, порождают магнитный поток, вращающийся в обратном по отношению к основному потоку направлении, что приводит, в конечном счете, к перегреву двигателя, вибрации и повышенному износу узлов электрической машины.

4. Выполнен анализ основных методов расчета несимметричных режимов работы асинхронного двигателя. Отмечено, что метод двух реакций не является наглядным, метод вращающихся полей является очень громоздким, метод симметричных составляющих имеет в своей основе метод наложения, что ограничивает его применение в рамках задач, связанных с наличием насыщения магнитопроводов.

5. Рассмотрено применение численных методов к имитационному моделированию различных процессов в асинхронном двигателе. Отмечено, что время вычисления и точность расчета находятся в обратной зависимости.

6. Показано, что для компенсации провала в статической механической характеристике асинхронного двигателя пригодны методы, приводящие к ослаблению влияния ЭДС обратной последовательности в статоре, индуцируемой несимметричным магнитным потоком ротора, на суммарный ток статора.

7. Выявлено, что при использовании против-ЭДС для точной компенсации электрической несимметрии ротора нужно знать значения активных сопротивлений и индуктивностей конкретного двигателя, что ограничивает область применения этого метода необходимостью учета физических параметров двигателя при регулировании. Следствием использования приблизительной зависимости между частотой и входным сопротивлением является рост погрешности конечных результатов.

8. Исследовано влияние введения активных сопротивлений в цепь статора на статическую механическую характеристику, в ходе чего обнаружена нецелесообразность применения этого метода по причине очень низкого КПД системы в целом и требующего напряжения источника питания, многократно превышающего номинальное значение напряжения питания асинхронного двигателя.

9. Выявлено, что применение емкостных фильтров в цепи статора для увеличения сопротивления токам обратной последовательности требует индивидуального расчета параметров во избежание резонанса, однако в целом их применение практически устраняет эффект Гергеса.

Из данной главы становится понятно, на каком научном уровне находятся исследования различных, в частности, несимметричных режимов асинхронного двигателя путем имитационного моделирования. Следует отметить, что при учете высших гармоник или нелинейности магнитной цепи аналитические методы расчета в исходном, примитивном виде непригодны.

Все вышеизложенные подходы есть лишь увиденные их авторами формализованные способы и последовательности действий.

Неединственность метода решения задачи говорит о том, что нет однозначного универсального подхода к имитационному моделированию асинхронного двигателя.

В следующей главе будет выполнен поиск метода моделирования асинхронного двигателя, способного адекватно представить процессы в несимметричном со стороны электрических цепей двигателе при приемлемом времени вычисления. Также предусматривается составление математической модели асинхронного двигателя в виде системы дифференциальных уравнений первого порядка для исследования в дальнейшем влияния несимметричных режимов на характеристики двигателя и разработку способов их компенсации.

ГЛАВА 2 МОДИФИКАЦИЯ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ НЕСИММЕТРИЧНЫХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ С УЧЕТОМ НАСЫЩЕНИЯ СТАЛИ МАГНИТОПРОВОДА

Во второй главе получена модификация математической модели асинхронного двигателя для исследования несимметричных режимов работы с учетом насыщения стали магнитопровода по следующему алгоритму:

- использована математическая модель индукционного двигателя в трехфазной естественной системе координат;

- с целью учета несимметрии стали магнитопровода в системе уравнений в отличии от исходной системы уравнения равновесия напряжений асинхронной машины записаны не для каждой фазы, как в классической записи, а для двух соседних контуров – контура фаз А и В, а также фаз В и С.

- для схемной модификации обоснованы и выведены коэффициенты, учитывающие насыщение стали магнитопровода путем корректировки величины взаимной индуктивности, меняющейся вследствие насыщения.

2.1 Характеристика математической модели индукционного двигателя в трехфазной естественной системе координат

Одной из главных задач, возникающих при построении любой модификации математической модели асинхронного двигателя, является выбор системы координат, в которой рассматриваются электромагнитные процессы в машине. Несмотря на то, что выбор того или иного подхода не влияет на реальные физические процессы, происходящие в электромеханической системе, а является лишь способом их оригинального описания, некоторые из этих описаний могут оказаться наиболее целесообразными при решении конкретного рода задач. В зависимости от решаемой задачи применяются математические модели в естественных координатах, в ортогональных координатах, неподвижных или

вращающихся с определенной частотой, в полярных координатах либо бескоординатные (тензорные) модели.

Рассматриваемая в работе исходная математическая модель трехфазного асинхронного двигателя рассматривается со следующими допущениями:

- энергия магнитного поля сосредоточена в воздушном зазоре, т.е. принято, что магнитная проницаемость стали равна бесконечности;
- потери в стали и механические потери пренебрежимо малы;
- воздушный зазор равномерен;
- питающая сеть имеет бесконечно большую мощность.

Ниже представлена математическая модель асинхронного двигателя в трехфазной системе координат, представленная в работе [74].

Эквивалентная схема трехфазной асинхронной машины в фазовых координатах представлена на Рисунке 2.1.

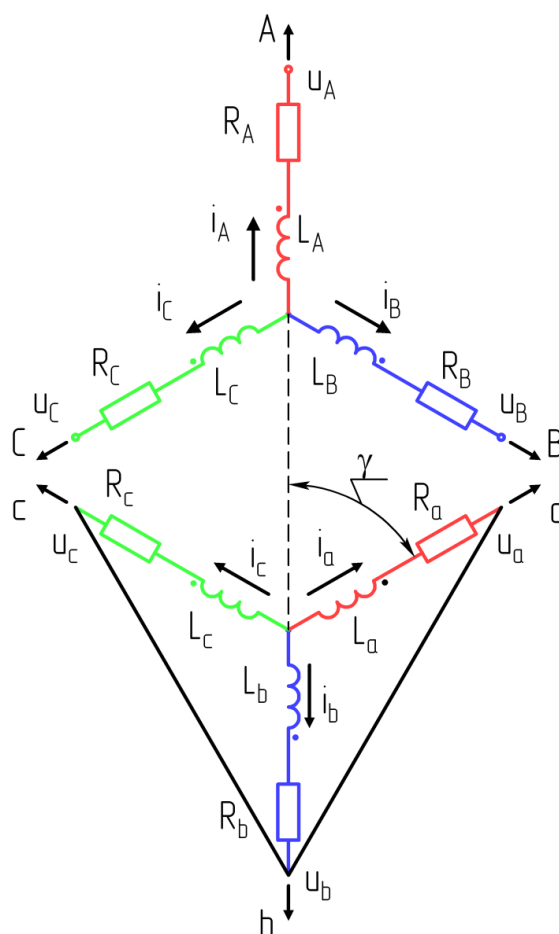


Рисунок 2.1 - Эквивалентная схема трехфазной асинхронной машины в фазовых координатах

В этом случае уравнения напряжений фаз статора и ротора запишутся в виде:

$$\left\{ \begin{array}{l} u_A = i_A \cdot R_A + \frac{d\Psi_A}{dt} \\ u_B = i_B \cdot R_B + \frac{d\Psi_B}{dt} \\ u_C = i_C \cdot R_C + \frac{d\Psi_C}{dt} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} u_a = i_a \cdot R_a + \frac{d\Psi_a}{dt} \\ u_b = i_b \cdot R_b + \frac{d\Psi_b}{dt} \\ u_c = i_c \cdot R_c + \frac{d\Psi_c}{dt} \end{array} \right., \quad (2.1)$$

где $u_A, u_B, u_C, u_a, u_b, u_c$ - мгновенные значения напряжений на зажимах фаз статора и ротора;

$i_A, i_B, i_C, i_a, i_b, i_c$ - мгновенные значения токов обмоток фаз статора и ротора;

$\Psi_A, \Psi_B, \Psi_C, \Psi_a, \Psi_b, \Psi_c$ - полные потокосцепления фаз статора и ротора;

$R_A, R_B, R_C, R_a, R_b, R_c$ - активные сопротивления фаз статора и ротора.

В системе уравнений (2.1) выражения для потокосцеплений имеют вид:

$$\begin{aligned} \Psi_A &= L_A \cdot i_A + M_{AB} \cdot i_B + M_{AC} \cdot i_C + \\ &+ M_{Aa} \cdot i_a \cdot \cos(\gamma) + M_{Ab} \cdot i_b \cdot \cos\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + M_{Ac} \cdot i_c \cdot \cos\left(\gamma - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right); \\ \Psi_B &= M_{BA} \cdot i_A + L_B \cdot i_B + M_{BC} \cdot i_C + \\ &+ M_{Ba} \cdot i_a \cdot \cos\left(\gamma - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + M_{Bb} \cdot i_b \cdot \cos(\gamma) + M_{Bc} \cdot i_c \cdot \cos\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right); \\ \Psi_C &= M_{CA} \cdot i_A + M_{CB} \cdot i_B + L_C \cdot i_C + \\ &+ M_{Ca} \cdot i_a \cdot \cos\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + M_{Cb} \cdot i_b \cdot \cos\left(\gamma - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + M_{Cc} \cdot i_c \cdot \cos(\gamma); \\ \Psi_a &= M_{aA} \cdot i_A \cdot \cos(\gamma) + M_{aB} \cdot i_B \cdot \cos\left(\gamma - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + \\ &+ M_{aC} \cdot i_C \cdot \cos\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + L_a \cdot i_a + M_{ab} \cdot i_b + M_{ac} \cdot i_c; \\ \Psi_b &= M_{bA} \cdot i_A \cdot \cos\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + M_{bB} \cdot i_B \cdot \cos(\gamma) + M_{bC} \cdot i_C \cdot \cos\left(\gamma - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + \\ &+ M_{ba} \cdot i_a + L_b \cdot i_b + M_{bc} \cdot i_c; \end{aligned} \quad (2.2)$$

$$\Psi_c = M_{cA} \cdot i_A \cdot \cos\left(\gamma - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + M_{cB} \cdot i_B \cdot \cos\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + M_{cC} \cdot i_C \cdot \cos(\gamma) + M_{ca} \cdot i_a + M_{cb} \cdot i_b + L_c \cdot i_c,$$

где γ - угол между осями одноименных обмоток фаз статора и ротора;

$L_A, L_B, L_C, L_a, L_b, L_c$ - индуктивности обмоток фаз статора и ротора;

$M_{AB}, M_{AC}, M_{BA}, M_{BC}, M_{CA}, M_{CB}$ - взаимные индуктивности между обмотками фаз статора;

$M_{ab}, M_{ac}, M_{ba}, M_{bc}, M_{ca}, M_{cb}$ - взаимные индуктивности между обмотками фаз ротора;

$M_{Aa}, M_{Ba}, M_{Ca}, \dots$ - взаимные индуктивности между обмотками соответствующих фаз статора и ротора.

Электромагнитный момент асинхронной машины может быть найден как частная производная по геометрическому углу от электромагнитной энергии машины. Электромагнитная энергия асинхронной машины на основании законов преобразования энергии определяется по соотношению:

$$W_{\mathcal{E}} = \frac{1}{2} \cdot [\psi_A \cdot i_A + \psi_B \cdot i_B + \psi_C \cdot i_C + \psi_a \cdot i_a + \psi_b \cdot i_b + \psi_c \cdot i_c] \quad (2.3)$$

Отсюда электромагнитный момент асинхронного двигателя:

$$M = \frac{\partial W_{\mathcal{E}}}{\partial \gamma} \cdot 2p, \quad (2.4)$$

где $2p$ – число пар полюсов двигателя.

Уравнение движения с учетом статического момента нагрузки запишется как

$$M - M_C = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (2.5)$$

где M_C - статический момент нагрузки;

J - момент инерции электропривода, приведенный к валу двигателя;

ω - угловая частота вращения ротора, рад/с.

Уравнения (2.1) - (2.5) образуют полную систему уравнений асинхронной машины, представленную в естественных координатах.

Система принятых допущений, указанная выше, предполагает невозможность учета насыщения. Использование математической модели для анализа электромагнитных процессов в виде, рассмотренном в п.2.1, при наличии несимметрии в обмотках фаз асинхронного двигателя представляется неудобным.

Это неудобство обосновано тем, что взаимные индуктивности M_{Ab}, M_{Bc}, \dots , соответствуют различным частям магнитопровода, находящимся в различных состояниях насыщения. Вычисление результирующей взаимной индуктивности в этом случае представляет собой отдельную сложную задачу.

2.2 Схемная реализация исходной модели в естественных координатах для учета несимметрии

Для уменьшения числа переменных в разрабатываемой автором схемной реализации предлагается запись уравнений равновесия напряжений асинхронной машины не для каждой фазы, как в классической записи, а для двух соседних контуров – контура фаз А и В, а также фаз В и С. При этом из первого уравнения выражается ток фазы А, из второго – ток фазы В, а ток третьей фазы определяется из первого закона Кирхгофа, являющегося третьим уравнением в данной записи математической модели. Взаимные индуктивности при этом определяются путем умножения эквивалентной взаимной индуктивности L_m на коэффициенты, о которых речь пойдет в следующем пункте.

Разрабатываемая модификация математической модели для решения задач диссертационной работы включает в себя два блока: для статора и ротора.

Система уравнений для блока статора в данном случае имеет вид:

$$\begin{cases} u_A - i_A \cdot R_A - \frac{d\Psi_A}{dt} - u_B + i_B \cdot R_B + \frac{d\Psi_B}{dt} = 0 \\ u_B - i_B \cdot R_B - \frac{d\Psi_B}{dt} - u_C + i_C \cdot R_C + \frac{d\Psi_C}{dt} = 0 \\ i_A + i_B + i_C = 0 \end{cases} \quad (2.6)$$

Подставляя потокосцепления фаз статора из выражения (2.2) в систему уравнений (2.6), заменяя при этом индуктивности M_{Ab}, M_{Bc}, \dots , на L_m , получим для фазы А:

$$\begin{aligned}
u_A - i_A \cdot R_A - & \left[(L_{1\sigma} + L_m) \cdot \frac{di_A}{dt} - \frac{1}{2} \cdot L_m \cdot \frac{di_B}{dt} - \frac{1}{2} \cdot L_m \cdot \frac{di_C}{dt} + \right. \\
& + \left(L_m \cdot \cos(\gamma + 0) \cdot \frac{di_a}{dt} - L_m \cdot \sin(\gamma + 0) \cdot i_a \cdot \omega_r \right) + \\
& + \left(L_m \cdot \cos\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \cdot \frac{di_b}{dt} - L_m \cdot \sin\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \cdot i_b \cdot \omega_r \right) + \\
& \left. + \left(L_m \cdot \cos\left(\gamma - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \cdot \frac{di_c}{dt} - L_m \cdot \sin\left(\gamma - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \cdot i_c \cdot \omega_r \right) \right] - u_B + i_B \cdot R_B + \\
& + \left[(L_{1\sigma} + L_m) \cdot \frac{di_B}{dt} - \frac{1}{2} \cdot L_m \cdot \frac{di_A}{dt} - \frac{1}{2} \cdot L_m \cdot \frac{di_C}{dt} + \right. \\
& + \left(L_m \cdot \cos(\gamma + 0) \cdot \frac{di_b}{dt} - L_m \cdot \sin(\gamma + 0) \cdot i_b \cdot \omega_r \right) + \\
& + \left(L_m \cdot \cos\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \cdot \frac{di_c}{dt} - L_m \cdot \sin\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \cdot i_c \cdot \omega_r \right) + \\
& \left. + \left(L_m \cdot \cos\left(\gamma - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \cdot \frac{di_a}{dt} - L_m \cdot \sin\left(\gamma - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \cdot i_a \cdot \omega_r \right) \right] = 0
\end{aligned} \tag{2.7}$$

Выполнив группировку, получим:

$$\begin{aligned}
& -\left(L_{1\sigma} + \frac{3}{2} \cdot L_m\right) \cdot \frac{di_A}{dt} + \left(L_{1\sigma} + \frac{3}{2} \cdot L_m\right) \cdot \frac{di_B}{dt} + L_m \cdot \frac{di_a}{dt} \cdot \left(\cos\left(\gamma - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) - \cos(\gamma + 0)\right) + \\
& + L_m \cdot \frac{di_b}{dt} \cdot \left(\cos(\gamma + 0) - \cos\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)\right) + L_m \cdot \frac{di_c}{dt} \cdot \left(\cos\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) - \cos\left(\gamma - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)\right) + \\
& + L_m \cdot \sin(\gamma + 0) \cdot i_a \cdot \omega_r + L_m \cdot \sin\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \cdot i_b \cdot \omega_r + L_m \cdot \sin\left(\gamma - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \cdot i_c \cdot \omega_r - \\
& - L_m \cdot \sin(\gamma + 0) \cdot i_b \cdot \omega_r - L_m \cdot \sin\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \cdot i_c \cdot \omega_r - L_m \cdot \sin\left(\gamma - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \cdot i_a \cdot \omega_r + \\
& + U_A \cdot \sin(\omega \cdot t - \alpha_a) - U_B \cdot \sin(\omega \cdot t - \alpha_b) - i_A \cdot R_A + i_B \cdot R_B = 0
\end{aligned} \tag{2.8}$$

Выполняя подстановку $i_c = -i_a - i_b$ в уравнение, получим:

$$\begin{aligned}
& -\left(L_{1\sigma} + \frac{3}{2} \cdot L_m\right) \cdot \frac{di_A}{dt} + \left(L_{1\sigma} + \frac{3}{2} \cdot L_m\right) \cdot \frac{di_B}{dt} + \\
& + L_m \cdot \frac{di_a}{dt} \cdot \left(\cos\left(\gamma - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) - \cos(\gamma + 0) - \cos\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + \cos\left(\gamma - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)\right) + \\
& + L_m \cdot \frac{di_b}{dt} \cdot \left(\cos(\gamma + 0) - \cos\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) - \cos\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + \cos\left(\gamma - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)\right) + \\
& + L_m \cdot i_a \cdot \omega_r \cdot \left(\sin(\gamma + 0) - \sin\left(\gamma - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + \sin\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) - \sin\left(\gamma - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)\right) + \\
& + L_m \cdot i_b \cdot \omega_r \cdot \left(\sin\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) - \sin\left(\gamma - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) - \sin(\gamma + 0) + \sin\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)\right) + \\
& + U_A \cdot \sin(\omega \cdot t - \alpha_a) - U_B \cdot \sin(\omega \cdot t - \alpha_b) - i_A \cdot R_A + i_B \cdot R_B = 0
\end{aligned} \tag{2.9}$$

После тригонометрических преобразований для фазы А окончательно получено:

$$\begin{aligned}
& -\left(L_{1\sigma} + \frac{3}{2} \cdot L_m\right) \cdot \frac{di_A}{dt} + \left(L_{1\sigma} + \frac{3}{2} \cdot L_m\right) \cdot \frac{di_B}{dt} + \\
& + L_m \cdot \frac{di_a}{dt} \cdot \left(-3 \cdot \cos\left(\gamma + \frac{\pi}{3}\right)\right) + L_m \cdot \frac{di_b}{dt} \cdot \left(-3 \cdot \cos\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)\right) + \\
& + L_m \cdot i_a \cdot \omega_r \cdot \left(3 \cdot \sin\left(\gamma + \frac{\pi}{3}\right)\right) + L_m \cdot i_b \cdot \omega_r \cdot \left(3 \cdot \sin\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)\right) + \\
& + U_A \cdot \sin(\omega \cdot t - \alpha_a) - U_B \cdot \sin(\omega \cdot t - \alpha_b) - i_A \cdot R_A + i_B \cdot R_B = 0
\end{aligned} \tag{2.10}$$

Выполнив аналогичные действия, для фазы В статора окончательно получено:

$$\begin{aligned}
& -2 \cdot \left(L_{1\sigma} + \frac{3}{2} \cdot L_m\right) \cdot \frac{di_B}{dt} - \left(L_{1\sigma} + \frac{3}{2} \cdot L_m\right) \cdot \frac{di_A}{dt} + \\
& + L_m \cdot \frac{di_a}{dt} \cdot \left(3 \cdot \cos\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)\right) + L_m \cdot \frac{di_b}{dt} \cdot (-3 \cdot \cos(\gamma)) + \\
& + L_m \cdot i_a \cdot \omega_r \cdot \left(-3 \cdot \sin\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)\right) + L_m \cdot i_b \cdot \omega_r \cdot (3 \cdot \sin(\gamma)) + \\
& + U_B \cdot \sin(\omega \cdot t - \alpha_b) - U_C \cdot \sin(\omega \cdot t - \alpha_c) - i_A \cdot R_C - i_B \cdot (R_B + R_C) = 0
\end{aligned} \tag{2.11}$$

Система уравнений для блока ротора в данном случае имеет вид:

$$\begin{cases} -i_a \cdot R_a - \frac{d\Psi_a}{dt} + i_b \cdot R_b + \frac{d\Psi_b}{dt} = 0 \\ -i_b \cdot R_b - \frac{d\Psi_b}{dt} + i_c \cdot R_c + \frac{d\Psi_c}{dt} = 0 \\ i_a + i_b + i_c = 0 \end{cases} \tag{2.12}$$

Выполняя аналогичные действия для данного блока ротора, окончательно получим для фазы А ротора:

$$\begin{aligned}
& -\left(L_{2\sigma} + \frac{3}{2} \cdot L_m\right) \cdot \frac{di_a}{dt} + \left(L_{2\sigma} + \frac{3}{2} \cdot L_m\right) \cdot \frac{di_b}{dt} + \\
& + L_m \cdot \frac{di_A}{dt} \cdot \left(3 \cdot \cos\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)\right) + L_m \cdot \frac{di_B}{dt} \cdot \left(-3 \cdot \cos\left(\gamma + \frac{4 \cdot \pi}{3}\right)\right) + \\
& + L_m \cdot i_A \cdot \omega_r \cdot \left(-3 \cdot \sin\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)\right) + L_m \cdot i_B \cdot \omega_r \cdot \left(3 \cdot \sin\left(\gamma + \frac{4 \cdot \pi}{3}\right)\right) - \\
& - i_a \cdot R_a + i_b \cdot R_b = 0
\end{aligned} \tag{2.13}$$

Для фазы В ротора:

$$\begin{aligned}
& -2 \cdot \left(L_{2\sigma} + \frac{3}{2} \cdot L_m\right) \cdot \frac{di_b}{dt} - \left(L_{2\sigma} + \frac{3}{2} \cdot L_m\right) \cdot \frac{di_a}{dt} + \\
& + L_m \cdot \frac{di_A}{dt} \cdot \left(3 \cdot \cos\left(\gamma + \frac{4 \cdot \pi}{3}\right)\right) + L_m \cdot \frac{di_B}{dt} \cdot (-3 \cdot \cos(\gamma)) + \\
& + L_m \cdot i_A \cdot \omega_r \cdot \left(-3 \cdot \sin\left(\gamma + \frac{4 \cdot \pi}{3}\right)\right) + L_m \cdot i_B \cdot \omega_r \cdot (3 \cdot \sin(\gamma)) - \\
& - i_b \cdot (R_b + R_c) - i_a \cdot R_c = 0
\end{aligned} \tag{2.14}$$

В результате имеем следующие уравнения:

Фаза А статора:

$$\begin{aligned} & -\left(L_{1\sigma} + \frac{3}{2} \cdot L_m\right) \cdot \frac{di_A}{dt} + \left(L_{1\sigma} + \frac{3}{2} \cdot L_m\right) \cdot \frac{di_B}{dt} + L_m \cdot \left(-3 \cdot \cos\left(\gamma + \frac{\pi}{3}\right)\right) \cdot \frac{di_a}{dt} + \\ & + L_m \cdot \left(-3 \cdot \cos\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)\right) \cdot \frac{di_b}{dt} + L_m \cdot i_a \cdot \omega_r \cdot 3 \cdot \sin\left(\gamma + \frac{\pi}{3}\right) + L_m \cdot i_b \cdot \omega_r \cdot 3 \cdot \sin\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + \\ & + \left(U_A \cdot \sin(\omega \cdot t - \alpha_a) - U_B \cdot \sin(\omega \cdot t - \alpha_b)\right) - i_A \cdot R_A + i_B \cdot R_B = 0. \end{aligned}$$

Фаза В статора:

$$\begin{aligned} & -2 \cdot \left(L_{1\sigma} + \frac{3}{2} \cdot L_m\right) \cdot \frac{di_B}{dt} - \left(L_{1\sigma} + \frac{3}{2} \cdot L_m\right) \cdot \frac{di_A}{dt} + L_m \cdot \left(3 \cdot \cos\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)\right) \cdot \frac{di_a}{dt} + \\ & + L_m \cdot \left(-3 \cdot \cos(\gamma)\right) \cdot \frac{di_b}{dt} + L_m \cdot i_a \cdot \omega_r \cdot \left(-3 \cdot \sin\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)\right) + L_m \cdot i_b \cdot \omega_r \cdot 3 \cdot \sin(\gamma) + \\ & + \left(U_B \cdot \sin(\omega \cdot t - \alpha_b) - U_C \cdot \sin(\omega \cdot t - \alpha_c)\right) - i_A \cdot R_C - i_B \cdot (R_B + R_C) = 0. \end{aligned}$$

Фаза А ротора:

$$\begin{aligned} & -\left(L_{2\sigma} + \frac{3}{2} \cdot L_m\right) \cdot \frac{di_a}{dt} + \left(L_{2\sigma} + \frac{3}{2} \cdot L_m\right) \cdot \frac{di_b}{dt} + L_m \cdot \left(3 \cdot \cos\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)\right) \cdot \frac{di_A}{dt} + \\ & + L_m \cdot \left(-3 \cdot \cos\left(\gamma + \frac{4 \cdot \pi}{3}\right)\right) \cdot \frac{di_B}{dt} + L_m \cdot i_A \cdot \omega_r \cdot \left(-3 \cdot \sin\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)\right) + \tag{2.15} \\ & + L_m \cdot i_B \cdot \omega_r \cdot \left(3 \cdot \sin\left(\gamma + \frac{4 \cdot \pi}{3}\right)\right) - i_a \cdot R_a + i_b \cdot R_b = 0. \end{aligned}$$

Фаза В ротора:

$$\begin{aligned} & -2 \cdot \left(L_{2\sigma} + \frac{3}{2} \cdot L_m\right) \cdot \frac{di_b}{dt} - \left(L_{2\sigma} + \frac{3}{2} \cdot L_m\right) \cdot \frac{di_a}{dt} + L_m \cdot \left(3 \cdot \cos\left(\gamma + \frac{4 \cdot \pi}{3}\right)\right) \cdot \frac{di_A}{dt} + \\ & + L_m \cdot \left(-3 \cdot \cos(\gamma)\right) \cdot \frac{di_B}{dt} + L_m \cdot i_A \cdot \omega_r \cdot \left(-3 \cdot \sin\left(\gamma + \frac{4 \cdot \pi}{3}\right)\right) + \\ & + L_m \cdot i_B \cdot \omega_r \cdot \left(3 \cdot \sin(\gamma)\right) - i_b \cdot (R_b + R_c) - i_a \cdot R_c = 0. \end{aligned}$$

Практическая реализация предлагаемой модификации математической модели осуществляется программированием в среде пакета MatLab. При работе с данным программным продуктом запись системы уравнений предпочтительно выполнять в матричной форме, при этом предложенная выше система уравнений (2.15) переапишется в виде:

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_a \\ i_b \end{bmatrix} = -A^{-1} \times B \quad (2.16)$$

где

$$A = \begin{bmatrix} -L_{1\sigma} - 3 \cdot \frac{L_m}{2} & L_{1\sigma} + 3 \cdot \frac{L_m}{2} & -3 \cdot \cos(\gamma + \frac{\pi}{3}) \cdot L_m & -3 \cdot \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) \cdot L_m \\ -L_{1\sigma} - 3 \cdot \frac{L_m}{2} & -2 \cdot L_{1\sigma} - 3 \cdot L_m & 3 \cdot \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) \cdot L_m & -3 \cdot \cos(\gamma) \cdot L_m \\ 3 \cdot \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) \cdot L_m & -3 \cdot \cos(\gamma + \frac{4\pi}{3}) \cdot L_m & -L_{2\sigma} - 3 \cdot \frac{L_m}{2} & L_{2\sigma} + 3 \cdot \frac{L_m}{2} \\ 3 \cdot \cos(\gamma + \frac{4\pi}{3}) \cdot L_m & -3 \cdot \cos(-\gamma) \cdot L_m & -L_{2\sigma} - 3 \cdot \frac{L_m}{2} & -2 \cdot L_{2\sigma} - 3 \cdot L_m \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} u_A - u_B - i_A \cdot R_A + i_B \cdot R_B + i_a \cdot \omega_r \cdot L_m \cdot 3 \cdot \sin(\gamma + \frac{\pi}{3}) + i_b \cdot \omega_r \cdot L_m \cdot 3 \cdot \sin(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}) \\ u_B - u_C - i_A \cdot R_C - i_B \cdot (R_B + R_C) + i_a \cdot \omega_r \cdot L_m \cdot (-3 \cdot \sin(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3})) + i_b \cdot \omega_r \cdot L_m \cdot 3 \cdot \sin(\gamma) \\ -i_a \cdot R_a + i_b \cdot R_b + i_A \cdot \omega_r \cdot L_m \cdot (-3 \cdot \sin(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3})) + i_B \cdot \omega_r \cdot L_m \cdot 3 \cdot \sin(\gamma + \frac{4 \cdot \pi}{3}) \\ -i_a \cdot R_c - i_b \cdot (R_b + R_c) + i_A \cdot \omega_r \cdot L_m \cdot (-3 \cdot \sin(\gamma + \frac{4 \cdot \pi}{3})) + i_B \cdot \omega_r \cdot L_m \cdot 3 \cdot \sin(\gamma) \end{bmatrix}.$$

Система уравнений (2.16) в совокупности с выражениями (2.3) – (2.5) составляют полную запись модификации математической модели асинхронного двигателя в трехфазной естественной системе координат, обладающую возможностью расчета несимметричных режимов работы машины.

2.3 Учет насыщения стали магнитопровода

Учет насыщения стали магнитопровода при наличии электрической несимметрии осуществляется путем умножения эквивалентной взаимной индуктивности L_m на коэффициенты, отражающие влияние насыщения на данную фазу и вытеснения магнитного потока в пазы. Определение этих коэффициентов реализуется на описанных ниже положениях.

2.3.1 Положение 1: понятие индуктивности и применение закона полного тока.

По определению индуктивность есть отношение потокосцепления к току. Так для взаимной индуктивности потокосцепления, созданного током фазы статора и сцепленного с катушкой фазы ротора, выражение имеет вид:

$$L_{12} = \frac{\Psi_2}{I_1} = W_2 \cdot S \cdot \frac{B}{I_1} = \frac{W_2 \cdot W_1 \cdot S}{l_{cp}} \cdot \frac{B}{H}, \quad (2.17)$$

где W_1 , W_2 - число витков обмотки 1 и 2 соответственно;

I_1 - ток, протекающий по обмотке 1;

Ψ_2 - потокосцепление обмотки 2, вызванное током I_1 ;

S - площадь поперечного сечения среднего витка фазы ротора, с которой сцепляется поток, созданный током обмотки статора;

l_{cp} - средняя длина участка зубцово-пазовой структуры магнитопровода;

B - магнитная индукция зубца ротора;

H - напряженность для определенной марки стали.

Анализ итоговой формулы (2.17) показывает, что входящие в нее составляющие характеризуют конструктивно-геометрические параметры электрической машины. Из анализа также очевидна связь взаимной

индуктивности с характеристиками магнитного поля – магнитной напряженностью и индукцией магнитного поля:

$$L_{12} = f\left(\frac{B}{H}\right). \quad (2.18)$$

2.3.2 Положение 2: учет ответвления магнитного потока в паз

Как известно из [76], не весь магнитный поток замыкается через зубец, и при насыщении зубцовой зоны доля потока в пазу значительно возрастает (Рисунок 2.2).

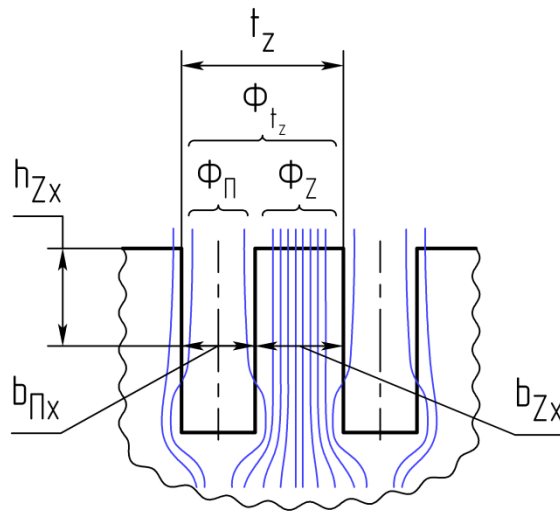


Рисунок 2.2 – Распределение магнитного потока в насыщенной зубцовой зоне

Ее можно оценить, не прибегая к полному расчету поля на зубцовом делении, следующим образом. Основываясь на первом законе Кирхгофа для узла магнитной схемы замещения зубцового деления ротора при насыщении зубца, имеем:

$$\Phi_{t_z} = \Phi_{Z_x} + \Phi_{П_x}. \quad (2.19)$$

Разделив выражение (2.19) на площадь сечения зубца S_{Z_x} и умножив и разделив второе слагаемое правой части на площадь паза $S_{П_x} = b_{П_x} \cdot l_{\delta}$, получим:

$$\frac{\Phi_{t_z}}{S_{Z_x}} = \frac{\Phi_{Z_x}}{S_{Z_x}} + \frac{\Phi_{П_x}}{S_{Z_x}} \cdot \frac{S_{П_x}}{S_{П_x}} \quad (2.20)$$

или

$$B'_{Zx} = B_{Zx} + B_{\Pi x} \cdot \frac{S_{\Pi x}}{S_{Zx}}. \quad (2.21)$$

где: B'_{Zx} – расчетная индукция, определяемая полным потоком в сечении зубца S_{Zx} в предположении, что поток в пазу отсутствует;

B_{Zx} – индукция в сечении зубца S_{Zx} , определенная с учетом вытеснения части потока из зубца в паз;

$B_{\Pi x}$ – индукция в сечении паза $S_{\Pi x}$, создаваемая вытесненной в паз частью потока [76].

Как видно из выражения (2.21), одна составляющая правой части выражения содержит индукцию зубцовой зоны, подверженной насыщению, вторая составляющая характеризует индукцию в немагнитном пазу, линейно зависящую от напряженности магнитного поля.

2.3.3 Нормирование индуктивностей для учета магнитного состояния при использовании математической модели в двухконтурной записи

На основе приведенного выше заключения и выражения (2.18), в выражении для взаимной индуктивности выделяются две составляющие:

$$L_m = L_{\text{лин}} + L_{\text{нелин}}, \quad (2.22)$$

где:

$L_{\text{лин}}$ – линейная составляющая индуктивности, определяемая геометрическими размерами паза;

$L_{\text{нелин}}$ – нелинейная составляющая индуктивности, пропорциональная отношению магнитной индукции в зубцовой зоне к напряженности магнитного поля.

Для перехода к безразмерным величинам (в данном и последующих выражениях – на примере для фазы А статора), нормируем выражение (2.22) величиной L'_m – взаимной индуктивностью при отсутствии насыщения:

$$\frac{L_m}{L'_m} = \frac{L_{\text{лин}}}{L'_m} + \frac{L_{\text{нелин}}}{L'_m} = k_{\text{лин}} \cdot K_{\text{лин}_A} + k_{\text{нелин}} \cdot K_{\text{нелин}_A} = K_A \quad (2.23)$$

Для удобства учета насыщения стали магнитопровода в математической модели использованы безразмерные линейные $K_{\text{лин}}$ и нелинейные коэффициенты взаимной индуктивности фаз А и В статора $K_{\text{нелин}_A}$, $K_{\text{нелин}_B}$ и ротора $K_{\text{нелин}_a}$, $K_{\text{нелин}_в}$. Нелинейные коэффициенты характеризуют свойства стали магнитопровода и представляют собой отношение:

$$K_{\text{нелин}_A} = \frac{L_{\text{нелин}_A}}{L'_{\text{нелин}_A}} \propto \frac{\frac{B_1}{H_1}}{\frac{B'_1}{H_1}} \propto \frac{B_1 \cdot H_1}{B'_1 \cdot H_1}, \quad (2.24)$$

где B_1 - магнитная индукция насыщаемого магнитопровода (Рисунок 2.3) при напряженности магнитного поля H_1 ,

B'_1 - магнитная индукция ненасыщаемого магнитопровода (рисунок 2.3) с линейной характеристикой при напряженности магнитного поля H_1 .

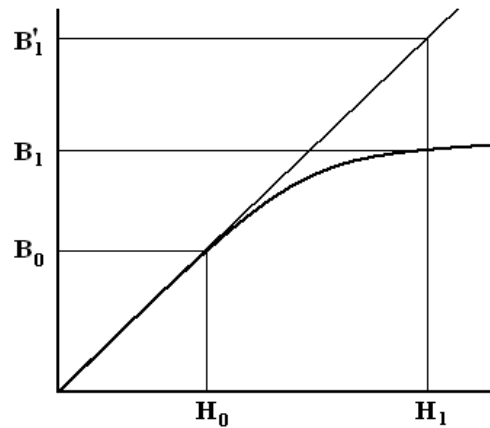


Рисунок 2.3 – К определению магнитной индукции стали магнитопровода

Так как при малых значениях магнитной индукции индуктивность насыщаемого магнитопровода практически совпадает с индуктивностью ненасыщаемого магнитопровода, то:

$$L'_{\text{нелин}_A} = \frac{W_2 \cdot W_1 \cdot S}{l_{cp}} \cdot \frac{B_0}{H_0} = \frac{W_2 \cdot W_1 \cdot S}{l_{cp}} \cdot \frac{B'_1}{H_1}, \quad (2.25)$$

и выражение (2.24) для динамического коэффициента взаимной индуктивности, учитывающего глубину насыщения стали магнитопровода, переписывается в виде:

$$K_{\text{нелин}_A} = \frac{L_{\text{нелин}_A}}{L'_{\text{нелин}_A}} \propto \frac{\frac{B_1}{H_1}}{\frac{B'_1}{H_1}} \propto \frac{\frac{B_1}{H_1}}{\frac{B_0}{H_0}} \propto \frac{B_1 \cdot H_0}{B_0 \cdot H_1}. \quad (2.26)$$

Второй коэффициент определяется отношением индуктивности зазора к взаимной индуктивности ненасыщаемого магнитопровода:

$$K_{\text{лин}_A} = \frac{L_{\text{лин}}}{L'_m}. \quad (2.27)$$

Таким образом, полный коэффициент изменения взаимной индуктивности для фазы А статора:

$$K_A = k_{\text{лин}} \cdot K_{\text{лин}_A} + k_{\text{нелин}} \cdot K_{\text{нелин}_A} = k_{\text{лин}} \cdot K_{\text{лин}_A} + k_{\text{нелин}} \cdot \frac{B_1 \cdot H_0}{B_0 \cdot H_1}. \quad (2.28)$$

2.3.4 Определение индуктивностей с учетом магнитного состояния участков магнитной цепи замкнутой силовой линии электрической машины

Практическое определение статических и динамических коэффициентов $K_{\text{лин}}$ и $K_{\text{нелин}}$, характеризующих геометрию составляющих магнитного контура, осуществляется по следующему принципу.

Индуктивность L_m характеризует связь потокосцепления и тока статора (ротора). Таким образом, выражение (2.17) для асинхронного двигателя запишется как:

$$L_m = \frac{\psi}{I} = \frac{\Phi \cdot W}{I} = \frac{B_\delta \cdot S \cdot W \cdot W}{I \cdot W}. \quad (2.29)$$

Кроме того, по закону полного тока:

$$I \cdot W = \oint H dl. \quad (2.30)$$

Учитывая, что магнитная цепь фазы состоит из статорного и роторного магнитопровода и воздушного зазора, можно записать:

$$I \cdot W = (H_{Z1} \cdot h_{n1} + H_{Z2} \cdot h_{n2}) + \frac{B_{\delta} \cdot \delta}{\mu_0} = \frac{B_{\delta}}{\mu_0} \cdot \left(\left(\frac{h_{n1}}{\mu_{Z1}(I)} + \frac{h_{n2}}{\mu_{Z2}(I)} \right) + \delta \right), \quad (2.31)$$

где H_{Z1}, H_{Z2} - напряженности магнитного поля статора и ротора;

h_{n1}, h_{n2} - высота паза статора и ротора;

B_{δ} - индукция в воздушном зазоре;

δ - величина воздушного зазора;

$\mu_{Z1}(I), \mu_{Z2}(I)$ - относительные магнитные проницаемости статора и ротора в функции от тока.

После подстановки (2.31) в (2.29):

$$L_m = \frac{B_{\delta} \cdot S \cdot W^2}{\frac{B_{\delta}}{\mu_0} \cdot \frac{h_{n1}}{\mu_{Z1}(I)} + \frac{B_{\delta}}{\mu_0} \cdot \frac{h_{n2}}{\mu_{Z2}(I)} + \frac{B_{\delta}}{\mu_0} \cdot \delta}. \quad (2.32)$$

Для представления выражения (2.32) в форме (2.22) необходимо выделить из него соответствующие составляющие взаимной индуктивности. Для этого рассмотрим два частных случая.

В первом случае предположим, что магнитные проницаемости стали магнитопроводов статора и ротора $\mu_{Z1} \rightarrow \infty$ и $\mu_{Z2} \rightarrow \infty$. Взаимная индуктивность воздушного зазора L_m в этом случае составит:

$$L_m = L_{лин} = \frac{B_{\delta} \cdot S \cdot W^2}{F_{\delta}}. \quad (2.33)$$

Во втором случае предположим $\delta \rightarrow 0$, т.е. бесконечную магнитную проводимость зазора (его отсутствие). В этом случае взаимная индуктивность L_m составит:

$$L_m = L_{нелин} = \frac{B_{\delta} \cdot S \cdot W^2}{F_{Z1} + F_{Z2}}. \quad (2.34)$$

Получается,

$$L_m = \frac{F_\delta}{F_\delta + F_{Z1} + F_{Z2}} \cdot L_{\text{лин}} + \frac{(F_{Z1} + F_{Z2})}{F_\delta + F_{Z1} + F_{Z2}} \cdot L_{\text{нелин}}. \quad (2.35)$$

При нормировании индуктивности аналогично выражению (2.23) будем иметь (на примере фазы А статора):

$$K_A = \frac{F_\delta}{F_\delta + F_{Z1} + F_{Z2}} \cdot K_{\text{лин}_A} + \frac{(F_{Z1} + F_{Z2})}{F_\delta + F_{Z1} + F_{Z2}} \cdot K_{\text{нелин}_A}. \quad (2.36)$$

Так как линейная составляющая индуктивности (если не учитывать вытеснения тока) не изменяется при изменении магнитной напряженности, то:

$$K_A = \frac{F_\delta}{F_\delta + F_{Z1} + F_{Z2}} + \frac{(F_{Z1} + F_{Z2})}{F_\delta + F_{Z1} + F_{Z2}} \cdot K_{\text{нелин}_A} = k_{\text{лин}} + k_{\text{нелин}} \cdot K_{\text{нелин}_A}. \quad (2.37)$$

Резюмировав вышесказанное, для реализации учета насыщения стали магнитопровода, система уравнений (2.16), описанная в п. 2.2 данной главы, должна быть переписана в виде:

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_a \\ i_b \end{bmatrix} = -A^{-1} \times K \times B \quad (2.38)$$

где $K = \begin{bmatrix} K_A \\ K_B \\ K_a \\ K_b \end{bmatrix}$ - матрица коэффициентов изменения эквивалентной взаимной

индуктивности от влияния насыщения стали магнитопровода, определяемых выражением (2.37).

2.4 Модификация математической модели для исследования межвиткового короткого замыкания в обмотке асинхронного двигателя

Короткое замыкание приводит к возникновению одного или более дополнительных витков. Принимая во внимание существование дополнительных короткозамкнутых витков, необходимо в представленную выше модель для

исследования режимов работы при наличии несимметрии добавить параметр, определяющий число таких витков. Этот параметр может быть записан как:

$$\nu_k = \frac{\text{Число короткозамкнутых витков фазы}}{\text{Общее число витков фазы}}$$

В случае межвиткового короткого замыкания система электромагнитных процессов статора аналогична системе (2.6), а система уравнений ротора за счет появления дополнительного контура, образованного короткозамкнутыми витками, видоизменится от выражения (2.12) к следующему виду:

$$\left\{ \begin{array}{l} -i_a \cdot \nu_o \cdot R_a - \frac{d\Psi_a}{dt} + i_b \cdot R_b + \frac{d\Psi_b}{dt} = 0 \\ -i_b \cdot R_b - \frac{d\Psi_b}{dt} + i_c \cdot R_c + \frac{d\Psi_c}{dt} = 0 \\ i_a + i_b + i_c = 0 \\ i_k \cdot R_k + \frac{d\Psi_a}{dt} = 0 \end{array} \right. ,$$

где $R_k = R_{обм} \cdot \nu_k$ - активное сопротивление короткозамкнутого контура,

$R_a \cdot \nu_o = R_{обм} \cdot \nu_o + R_{реост}$ - активное сопротивление цепи фазы А ротора,

состоящей из активного сопротивления «уцелевшей» части обмотки ротора и сопротивления реостата.

Потокосцепления фаз обмоток двигателя в данном случае будут отличаться от соответствующих выражений, представленных ранее в разделе 2.2. Потокосцепления статора будут определяться следующими соотношениями:

$$\Psi_A = (L_{1\sigma} + L_m) \cdot i_A - \frac{1}{2} \cdot L_m \cdot i_B - \frac{1}{2} \cdot L_m \cdot i_C + L_m \cdot \nu_o \cdot i_a \cdot \cos(\gamma + 0) + \\ + L_m \cdot \nu_k \cdot i_k \cdot \cos(\gamma + 0) + L_m \cdot i_b \cdot \cos\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + L_m \cdot i_c \cdot \cos\left(\gamma - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right),$$

$$\Psi_B = (L_{1\sigma} + L_m) \cdot i_B - \frac{1}{2} \cdot L_m \cdot i_A - \frac{1}{2} \cdot L_m \cdot i_C + L_m \cdot i_b \cdot \cos(\gamma + 0) + \\ + L_m \cdot i_c \cdot \cos\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + L_m \cdot \nu_o \cdot i_a \cdot \cos\left(\gamma - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + L_m \cdot \nu_k \cdot i_k \cdot \cos\left(\gamma - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right),$$

$$\Psi_C = (L_{1\sigma} + L_m) \cdot i_C - \frac{1}{2} \cdot L_m \cdot i_A - \frac{1}{2} \cdot L_m \cdot i_B + L_m \cdot i_c \cdot \cos(\gamma + 0) + \\ + L_m \cdot v_o \cdot i_a \cdot \cos\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + L_m v_k \cdot i_k \cdot \cos\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + L_m \cdot i_b \cdot \cos\left(\gamma - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right),$$

где: L_m - взаимная индуктивность обмотки,

$L_{1\sigma}$ - индуктивность рассеяния обмотки статора,

i_A, i_B, i_C - токи статора в фазах A, B и C соответственно,

i_a, i_b, i_c - токи ротора в фазах A, B и C соответственно,

$v_o = \frac{w_o}{w_2}$ - отношение оставшихся «уцелевших» витков к количеству витков

фазы ротора,

$v_k = \frac{w_k}{w_2}$ - отношение витков короткозамкнутого контура к количеству

витков фазы ротора,

γ - угол положения обмотки фазы ротора и соответствующей одноименной обмотки фазы статора.

Потокосцепления ротора в данном случае будут определяться следующими соотношениями:

$$\Psi_a = (L_{2\sigma} + L_m) \cdot v_o^2 \cdot i_a + L_m \cdot v_o \cdot v_k \cdot i_k - \frac{1}{2} \cdot L_m \cdot v_o \cdot i_b - \frac{1}{2} \cdot L_m \cdot v_o \cdot i_c + \\ + L_m \cdot v_o \cdot i_A \cdot \cos(-\gamma + 0) + L_m \cdot v_o \cdot i_B \cdot \cos\left(-\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + L_m \cdot v_o \cdot i_C \cdot \cos\left(-\gamma - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right),$$

$$\Psi_b = (L_{2\sigma} + L_m) \cdot i_b - \frac{1}{2} \cdot L_m \cdot v_o \cdot i_a - \frac{1}{2} \cdot L_m \cdot v_k \cdot i_k - \frac{1}{2} \cdot L_m \cdot i_c + \\ + L_m \cdot i_B \cdot \cos(-\gamma + 0) + L_m \cdot i_C \cdot \cos\left(-\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + L_m \cdot i_A \cdot \cos\left(-\gamma - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right),$$

$$\Psi_c = (L_{2\sigma} + L_m) \cdot i_c - \frac{1}{2} \cdot L_m v_o \cdot i_a - \frac{1}{2} \cdot L_m \cdot v_k \cdot i_k - \frac{1}{2} \cdot L_m \cdot i_b + \\ + L_m \cdot i_C \cdot \cos(-\gamma + 0) + L_m \cdot i_A \cdot \cos\left(-\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + L_m \cdot i_B \cdot \cos\left(-\gamma - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right),$$

где $L_{2\sigma}$ - индуктивность рассеяния обмотки ротора.

Выполняя математические преобразования, аналогичные приведенным в разделе 2.2, система дифференциальных уравнений с учетом межвиткового короткого замыкания в одной фазе ротора асинхронного двигателя запишется в виде [70]:

Фаза А статора:

$$\begin{aligned}
& -\left(L_{1\sigma} + \frac{3}{2} \cdot L_m\right) \cdot \frac{di_A}{dt} + \left(L_{1\sigma} + \frac{3}{2} \cdot L_m\right) \cdot \frac{di_B}{dt} + \\
& + L_m \cdot \left(-v_o \cdot \sqrt{3} \cdot \cos\left(\gamma + \frac{\pi}{6}\right) - \sqrt{3} \cdot \cos\left(\gamma + \frac{\pi}{2}\right)\right) \cdot \frac{di_a}{dt} + \\
& + L_m \cdot \left(-v_k \cdot \sqrt{3} \cdot \cos\left(\gamma + \frac{\pi}{6}\right)\right) \cdot \frac{di_k}{dt} + L_m \cdot \left(3 \cdot \cos\left(\gamma - \frac{\pi}{3}\right)\right) \cdot \frac{di_b}{dt} + \\
& + L_m \cdot i_a \cdot \omega_r \cdot \left(v_o \cdot \sqrt{3} \cdot \cos\left(\gamma - \frac{\pi}{3}\right) + \sqrt{3} \cdot \cos(\gamma)\right) + \\
& + L_m \cdot v_k \cdot i_k \cdot \omega_r \cdot \left(\sqrt{3} \cdot \cos\left(\gamma - \frac{\pi}{3}\right)\right) + L_m \cdot i_b \cdot \omega_r \cdot \left(3 \cdot \cos\left(\gamma + \frac{\pi}{6}\right)\right) + \\
& + (u_A \cdot \sin(\omega \cdot t - \alpha_a) - u_B \cdot \sin(\omega \cdot t - \alpha_b)) - i_A \cdot R_A + i_B \cdot R_B = 0.
\end{aligned}$$

Фаза В статора:

$$\begin{aligned}
& -2 \cdot \left(L_{1\sigma} + \frac{3}{2} \cdot L_m\right) \cdot \frac{di_B}{dt} - \left(L_{1\sigma} + \frac{3}{2} \cdot L_m\right) \cdot \frac{di_A}{dt} + \\
& + L_m \cdot \left(v_o \cdot \sqrt{3} \cdot \cos\left(\gamma + \frac{\pi}{2}\right) - \sqrt{3} \cdot \cos\left(\gamma - \frac{\pi}{6}\right)\right) \cdot \frac{di_a}{dt} + \\
& + L_m \cdot \left(v_k \cdot \sqrt{3} \cdot \cos\left(\gamma + \frac{\pi}{2}\right)\right) \cdot \frac{di_k}{dt} + L_m \cdot (-3 \cdot \cos(\gamma)) \cdot \frac{di_b}{dt} + \\
& + L_m \cdot i_a \cdot \omega_r \cdot \left(v_o \cdot \sqrt{3} \cdot \cos(\gamma - \pi) + \sqrt{3} \cdot \cos\left(\gamma - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)\right) + \\
& + L_m \cdot v_k \cdot i_k \cdot \omega_r \cdot \left(\sqrt{3} \cdot \cos(\gamma - \pi)\right) + L_m \cdot i_b \cdot \omega_r \cdot \left(3 \cdot \cos\left(\gamma - \frac{\pi}{2}\right)\right) + \\
& + (u_B \cdot \sin(\omega \cdot t - \alpha_b) - u_C \cdot \sin(\omega \cdot t - \alpha_c)) - i_A \cdot R_C - i_B \cdot (R_B + R_C) = 0.
\end{aligned}$$

Фаза А ротора:

$$\begin{aligned}
& - \left((L_{2\sigma} + L_m) \cdot v_o^2 + L_m \cdot v_o - \frac{1}{2} \cdot L_m \right) \cdot \frac{di_a}{dt} - \left(L_m \cdot v_o \cdot v_k + \frac{1}{2} \cdot L_m \cdot v_k \right) \cdot \frac{di_k}{dt} + \\
& + \left(L_{2\sigma} + \frac{3}{2} \cdot L_m \right) \cdot \frac{di_b}{dt} + L_m \cdot \left(v_o \cdot \sqrt{3} \cdot \cos\left(\gamma + \frac{5 \cdot \pi}{6}\right) + \sqrt{3} \cdot \cos\left(\gamma + \frac{\pi}{2}\right) \right) \cdot \frac{di_A}{dt} + \\
& + L_m \cdot \left(v_o \cdot \sqrt{3} \cdot \cos\left(\gamma + \frac{\pi}{2}\right) + \sqrt{3} \cdot \cos\left(\gamma + \frac{\pi}{6}\right) \right) \cdot \frac{di_B}{dt} + \\
& + L_m \cdot i_A \cdot \omega_r \cdot \left(v_o \cdot \sqrt{3} \cdot \cos\left(\gamma - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) - \sqrt{3} \cdot \cos(\gamma) \right) + \\
& + L_m \cdot i_B \cdot \omega_r \cdot \left(-v_o \cdot \sqrt{3} \cdot \cos(\gamma) + \sqrt{3} \cdot \cos\left(\gamma + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \right) - i_a \cdot v_o \cdot R_a + i_b \cdot R_b = 0.
\end{aligned}$$

Фаза В ротора:

$$\begin{aligned}
& -2 \cdot \left(L_{2\sigma} + \frac{3}{2} \cdot L_m \right) \cdot \frac{di_b}{dt} - \left(L_{2\sigma} + \frac{3}{2} \cdot L_m \right) \cdot \frac{di_a}{dt} + L_m \cdot (-3 \cdot \cos(\gamma)) \cdot \frac{di_B}{dt} + \\
& + L_m \cdot \left(3 \cdot \cos\left(\gamma - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \right) \cdot \frac{di_A}{dt} + L_m \cdot i_A \cdot \omega_r \cdot \left(3 \cdot \cos\left(\gamma - \frac{\pi}{6}\right) \right) + \\
& + L_m \cdot i_B \cdot \omega_r \cdot \left(3 \cdot \cos\left(\gamma - \frac{\pi}{2}\right) \right) - i_a \cdot R_c - i_b \cdot (R_b + R_c) = 0.
\end{aligned}$$

КЗ контур фазы А ротора:

$$\begin{aligned}
& (L_{2\sigma} + L_m) \cdot v_k^2 \cdot \frac{di_k}{dt} + \left(L_m \cdot v_o \cdot v_k + \frac{1}{2} \cdot L_m \cdot v_k \right) \cdot \frac{di_a}{dt} + \\
& + L_m \cdot v_k \cdot \sqrt{3} \cdot \cos\left(\gamma - \frac{\pi}{6}\right) \cdot \frac{di_A}{dt} + L_m \cdot v_k \cdot \sqrt{3} \cdot \cos\left(\gamma - \frac{\pi}{2}\right) \cdot \frac{di_B}{dt} + \\
& + L_m \cdot v_k \cdot i_A \cdot \omega_r \cdot \left(\sqrt{3} \cdot \cos\left(\gamma + \frac{\pi}{3}\right) \right) + L_m \cdot v_k \cdot i_B \cdot \omega_r \cdot \left(\sqrt{3} \cdot \cos(\gamma) \right) + i_k \cdot R_k = 0.
\end{aligned}$$

Выводы по главе 2

1. Предложено обоснование выбора в пользу трехфазной естественной системы координат с целью составления математической модели индукционного двигателя для исследования его поведения в режимах работы, связанных с наличием электрической несимметрии в цепях статора и ротора.

2. Составлена математическая модель асинхронной машины, обладающая возможностью расчета как симметричного, так и режимов, связанных с наличием несимметрии, в том числе и ее предельных случаев (например, обрыва одной из фаз). При этом вместо классической записи уравнений асинхронной машины в данной координатной системе предложена запись относительно токов двух фаз статора и двух фаз ротора. Ток третьих фаз при этом выражается через токи двух других.

3. Показано, что учет насыщения магнитной цепи в совокупности с учетом электрической несимметрии является сложной научной задачей, которая, тем не менее, в условиях значительно возросших за последние десятилетия вычислительных мощностей может быть успешно решена. Предложен алгоритм учета насыщения магнитопровода при наличии несимметрии в электрической машине.

4. Продемонстрирован вывод систем уравнений для расчета характеристик асинхронного двигателя при наличии межвитковых коротких замыканий в фазах машины.

Глава посвящена разработке математической модели, адекватно отражающей поведение асинхронного двигателя в режимах, связанных с наличием электрической несимметрии в цепях статора и/или ротора и учитывающей насыщение магнитных цепей, а также возникающий в условиях несимметрии высший гармонический состав электромагнитного момента, опираясь на современные методы расчета и возможности существующих программных пакетов.

Одной из важных проблем, с которой сталкиваются предприятия, занимающиеся проектированием и изготовлением электрических машин, является существенное расхождение результатов расчета характеристик с данными, полученными в результате эксперимента на реальной машине [75-79]. В большинстве случаев это объясняется тем, что используемые методики представляют собой математические модели, составленные с учетом системы допущений, сформировавшейся за многолетнюю историю развития теории асинхронных двигателей. С развитием математического аппарата, а также возросшими на порядки вычислительными мощностями, появляется возможность отказа от тех допущений, которые оказывают большое влияние на точность результатов. Однако, важен индивидуальный подход к каждой конкретной задаче, ведь высокая точность зачастую достигается значительно возросшим временем расчета, что не всегда бывает целесообразно.

В следующей главе, основываясь на разработанной математической модели, будет выполнено исследование характеристик асинхронных двигателей в наиболее характерных несимметричных режимах, имеющих место при эксплуатации, в том числе и в предельных случаях несимметрии (обрывы фаз, витковые короткие замыкания).

ГЛАВА 3 МОДЕЛИРОВАНИЕ НЕСИММЕТРИЧНЫХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Основываясь на полученных в предыдущей главе модификациях математических моделей асинхронного двигателя, в среде программного продукта Matlab была разработана компьютерная программа, обладающая возможностью расчета несимметричных режимов с учетом насыщения стали магнитопровода.

Данная программа позволяет рассчитывать несимметричные режимы асинхронного двигателя, в том числе и их предельные случаи – обрывы фаз и межвитковые короткие замыкания. Возможность учета насыщения магнитных цепей, реализованная для несимметричных режимов, позволяет увеличить точность проводимых расчетов, что может оказаться крайне полезным применительно к определенному рода задачам [32, 81- 88].

Для рассмотрения по существу из большого многообразия несимметричных режимов асинхронного двигателя в данной работе были выбраны два случая.

3.1 Режим обрыва фазы обмотки асинхронного двигателя

Первый из исследуемых режимов – обрыва фазы статора или ротора – наиболее распространен среди высоковольтных фазных асинхронных двигателей большой мощности, используемых в качестве привода печей обжига. Кроме этого, в случае с обрывом фазы ротора, можно наблюдать характерное явление – эффект Гергеса (одноосного включения), представляющего собой провал механического момента двигателя при скольжении близком к 0,5. Несмотря на то, что данный эффект известен уже более века, действенные способы борьбы с ним до сих пор отсутствуют.

В качестве объекта исследования выступает асинхронный двигатель с фазным ротором ФАЗМ-800/6000-4 У2,5 производства НПО «ЭЛСИБ» ПАО. Характеристики двигателя: номинальная мощность $P_{2ном} = 800 \text{ кВт}$, номинальная

частота вращения $n_1 = 750 \text{ об / мин}$, номинальное питающее напряжение $U_1 = 6 \text{ кВ}$. При переходе к системе базисных величин параметры симметричного режима работы двигателя, сообщаемые программе, следующие:

- напряжения фаз статора $U_{SA} = U_{SB} = U_{SC} = 1 \text{ о.е.};$
- активные сопротивления фаз статора $R_{SA} = R_{SB} = R_{SC} = 0.015 \text{ о.е.};$
- активные сопротивления фаз ротора $R_{ra} = R_{rb} = R_{rc} = 0.018 \text{ о.е.};$
- индуктивность рассеяния обмотки статора $L_{1\sigma} = 0.091 \text{ о.е.};$
- индуктивность рассеяния обмотки ротора $L_{2\sigma} = 0.127 \text{ о.е.};$
- эквивалентная взаимная индуктивность $L_m = 3.0 \text{ о.е.};$
- число пар полюсов $p = 4;$
- приведенный момент инерции $J = 1537.$

Пуск двигателя при этом производится без применения пусковых реостатов, поэтому величина момента нагрузки выбрана равной 25% от номинального значения ($M_n = 0.25 \text{ о.е.}$).

Для демонстрации работы программы осуществлен расчет предельного случая несимметрии статора – обрыва одной фазы, результаты которого представлены на Рисунке 3.1. Для этого в параметрах, сообщаемых программе, необходимо увеличить сопротивление одной из фаз статора на несколько порядков.

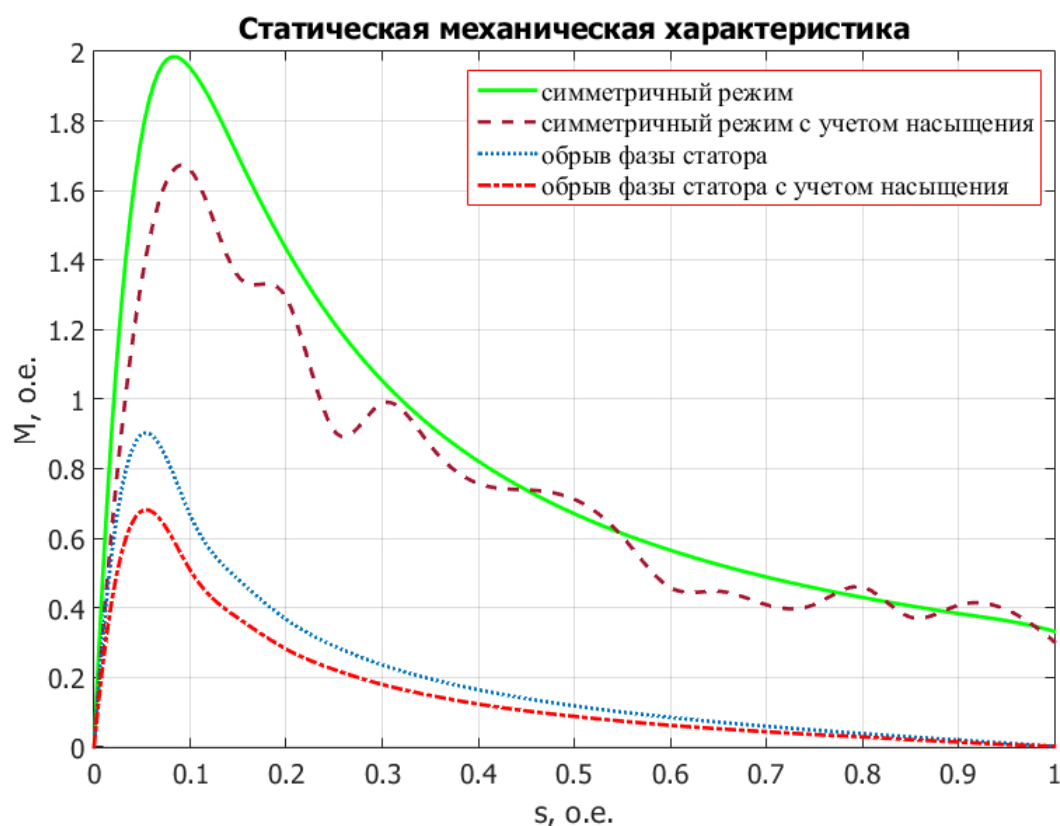


Рисунок 3.1 - Статические механические характеристики асинхронного двигателя в симметричном режиме и при обрыве одной фазы статора

Наличие магнитных потоков обратной последовательности при обрыве обмотки статора вследствие несимметрии статорных токов создает составляющую механического момента, имеющую синхронный режим при скольжении $s = 2$, и равную по модулю моменту прямой последовательности в точке $s = 1$. Таким образом, при обрыве фазы обмотки статора наблюдается значительное уменьшение максимального и падение до нуля пускового момента.

При учете насыщения магнитопровода статическая механическая характеристика обретает локальные скачки и провалы, объясняемые появлением спектра высших гармоник в составе магнитного потока ротора и статора. Их взаимодействие и порождает искривление механической характеристики. Наибольшее их влияние можно заметить на статической механической характеристике, соответствующей несимметричным режимам ротора, в данном случае построенной для обрыва одной фазы (Рисунок 3.2).

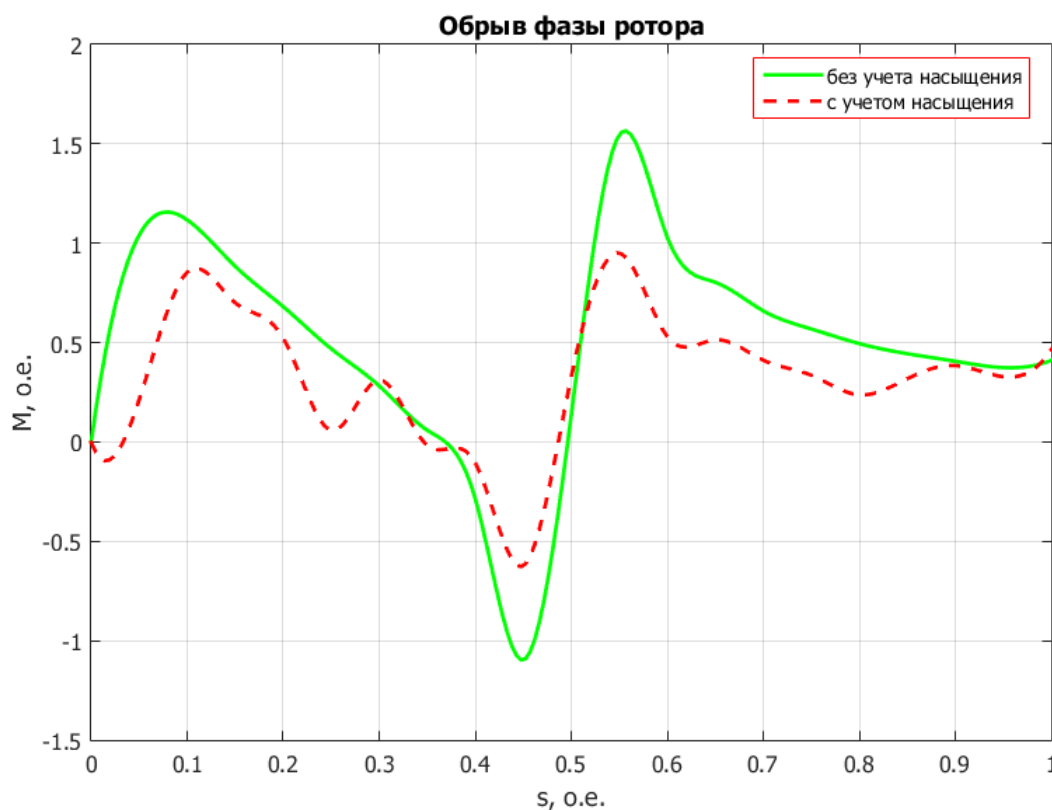


Рисунок 3.2 – Статические механические характеристики асинхронного двигателя при обрыве одной фазы ротора

Провал с отрицательными значениями электромагнитного момента обусловлен эффектом одноосного включения, именуемым эффектом Гергеса. Наличие конечного значения сопротивления ($100 \cdot R_{ra}$) в цепи ротора при моделировании несимметрии повышает пусковой момент за счет введения дополнительной составляющей активного сопротивления.

Характерной особенностью семейства кривых электромагнитного момента с различной величиной несимметрии в роторе является равенство пускового момента в симметричном режиме и при обрыве фазы ротора, что объясняется неизменным соотношением реактивного и активного сопротивления обмоток в уцелевших фазах. Внесение в цепь ротора активного сопротивления смещает фазу вектора тока \dot{I}'_2 в обмотке ротора относительно индуцированной ЭДС навстречу вектору тока статора \dot{I}_1 . Так как фаза $\alpha_{I'_2}$ вектора тока \dot{I}'_2 совпадает с фазой основной гармоники магнитной индукции в роторе, то величина электромагнитного момента, определяемого, среди прочего, разностью фаз

векторов магнитных индукций ротора и статора, возрастает. Это соответствует утверждению, что электромагнитный момент асинхронного двигателя определяется активной составляющей тока ротора.

Анализируя механическую характеристику, построенную для режима обрыва фазы ротора с учетом насыщения магнитопровода, помимо эффекта Гергеса можно заметить всплески и провалы, обусловленные влиянием на общую кривую электромагнитного момента паразитных гармонических механических характеристик, которые, в свою очередь, порождены гармоническими составляющими магнитной индукции. К тому же, максимальные значения электромагнитного момента на рисунках 3.1 и 3.2 для насыщаемого магнитопровода несколько ниже, поскольку при учете насыщения стали магнитная индукция оказалась ограничена максимальным значением 1.8-2 Тл реальной кривой намагничивания.

Динамические характеристики машины в режиме обрыва фазы ротора выглядят следующим образом.

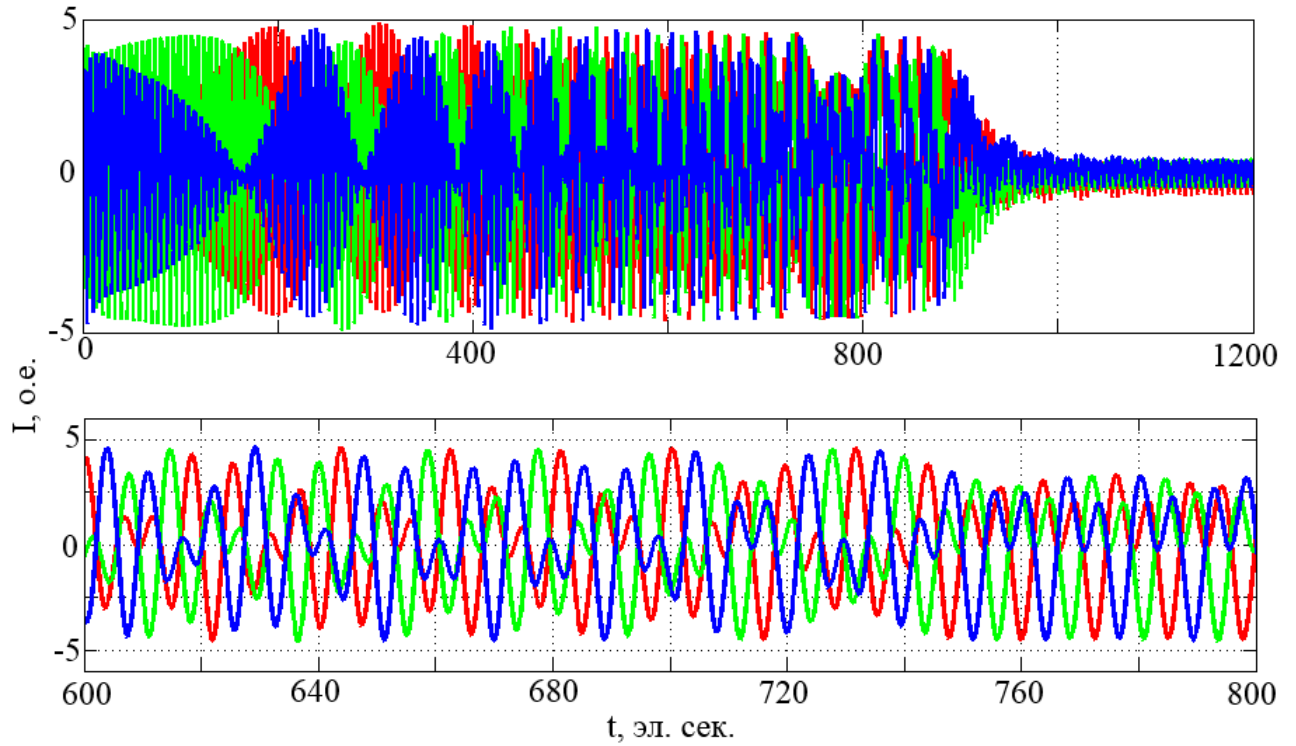


Рисунок 3.3 - Зависимость токов фаз статора от времени при обрыве фазы ротора

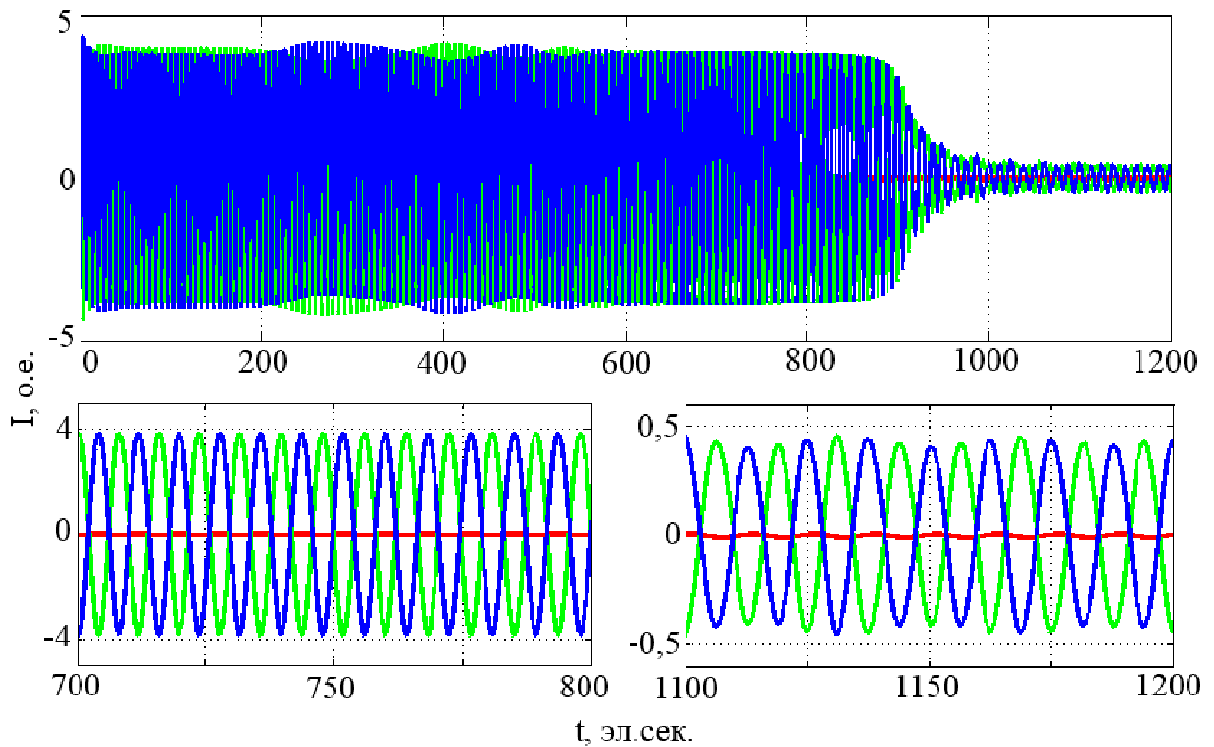


Рисунок 3.4 - Зависимость токов фаз ротора от времени при обрыве фазы ротора

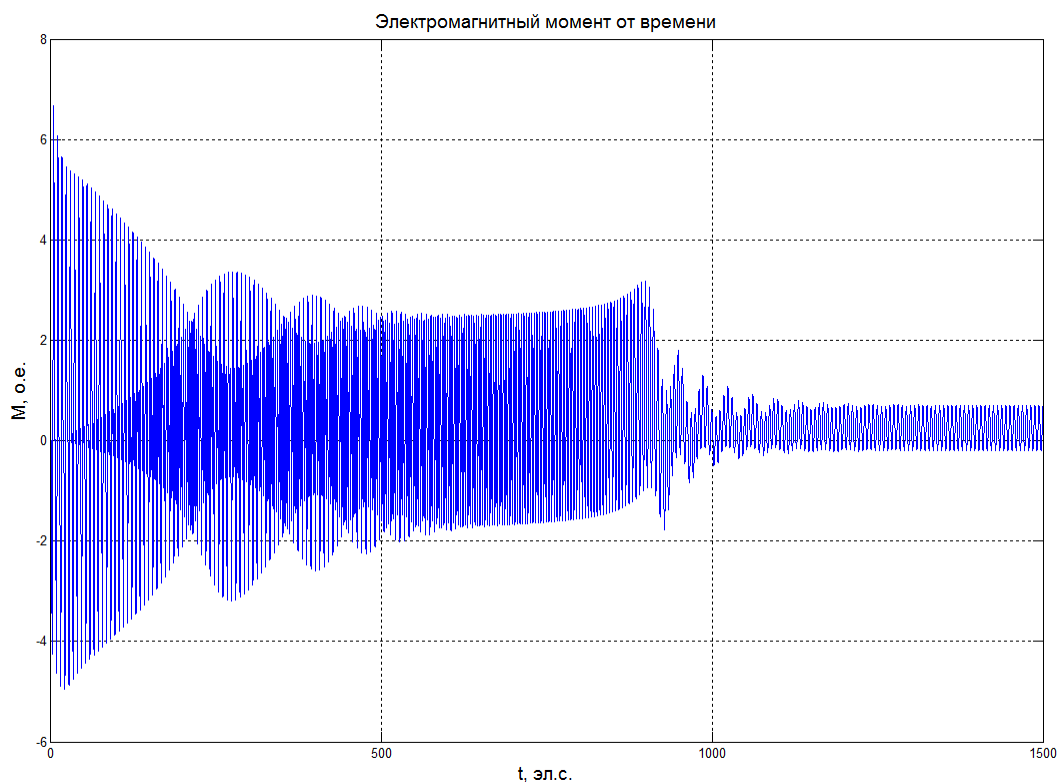


Рисунок 3.5 - Зависимость электромагнитного момента от времени при обрыве фазы ротора

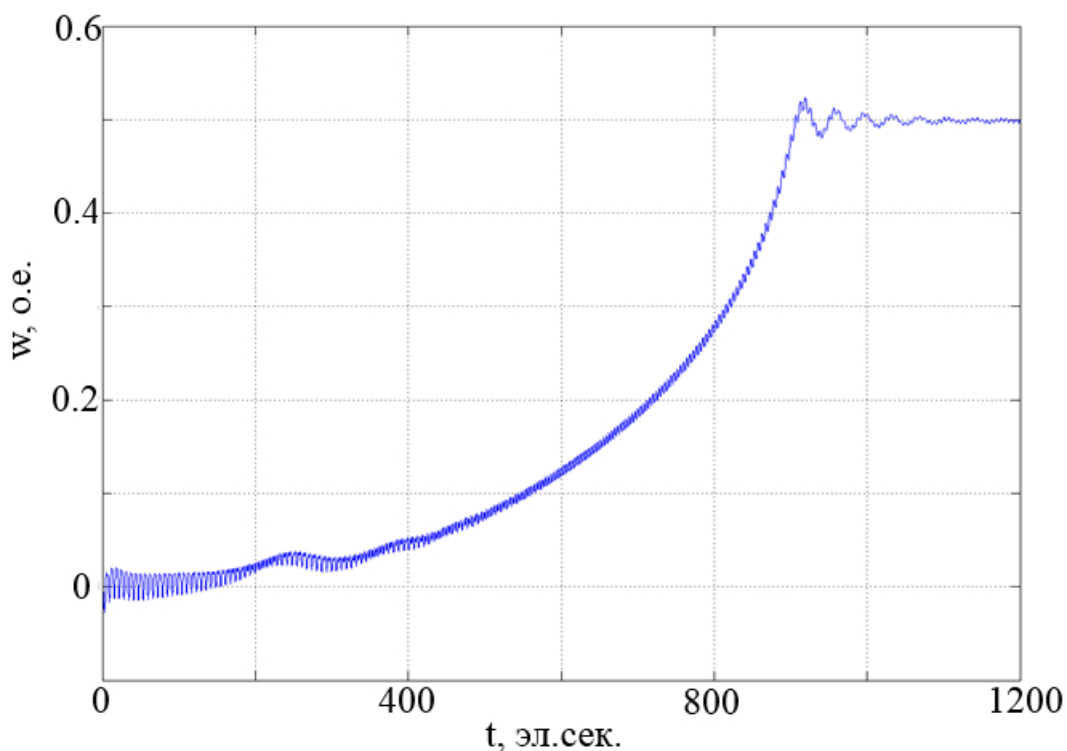


Рисунок 3.6 - Зависимость угловой частоты вращения ротора от времени при обрыве фазы ротора

Проанализировав полученные результаты, можно сделать выводы, что в режиме обрыва фазы ротора по сравнению с симметричным режимом:

- увеличиваются амплитуды токов фаз статора и ротора, как в переходном, так и в установившемся режиме. Следствием этого является уменьшение КПД и увеличение нагрева обмоток, а значит преждевременный выход двигателя из строя, так как превышение температуры изоляции обмотки на 8°C приводит к сокращению срока службы машины примерно в 2 раза;

- в токах фаз статора присутствуют пульсации частоты $2 \cdot f_1 \cdot s$, вызванные разностью частот прямой составляющей тока статора и обратной составляющей тока ротора;

- механическая характеристика двигателя имеет провал в области скольжения 0.5 о.е., в результате чего двигатель не разгоняется до номинальных оборотов, а застревает на скорости, близкой к половинной;

Пульсации электромагнитного момента, заметные на рисунке 3.5, вызывают дополнительную вибрацию, вследствие чего сокращается срок службы отдельных деталей двигателя. В некоторых случаях допустимый уровень несимметрии лимитируется не условиями нагрева, а условиями механической перегрузки при колебаниях корпуса двигателя.

Для установления влияния уровня несимметрии на величину провала момента было построено семейство статических механических характеристик с различными величинами сопротивлений R_a в фазе ротора.

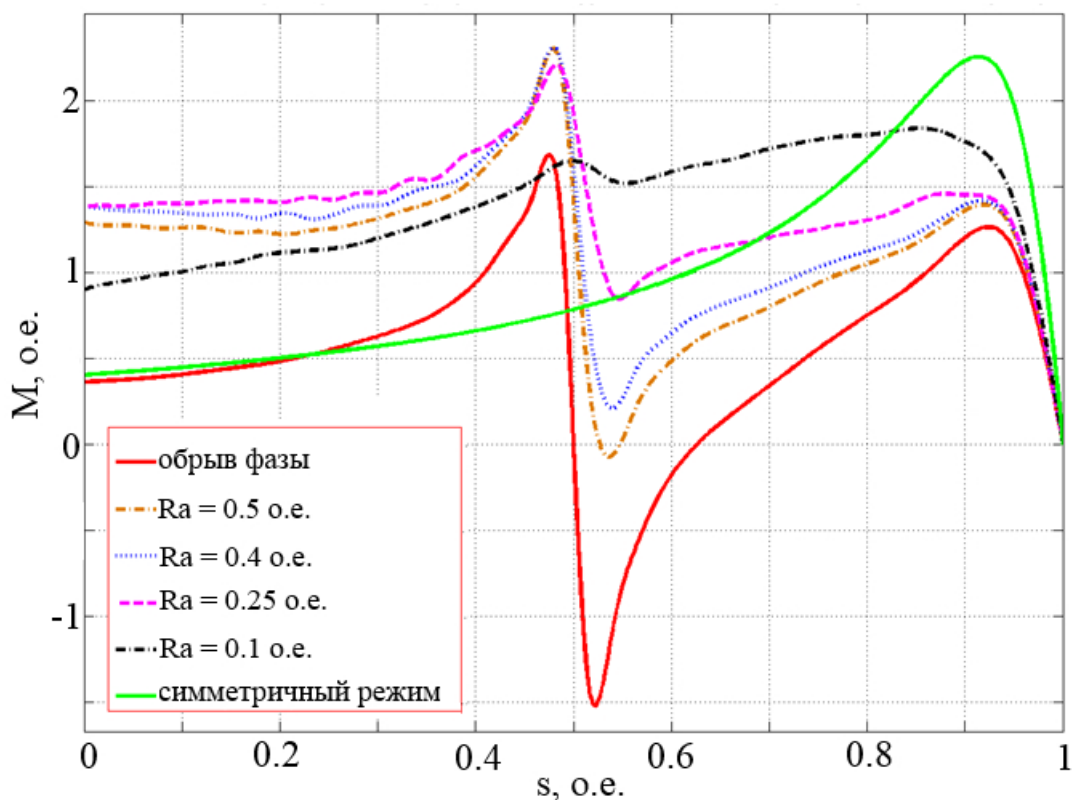


Рисунок 3.7 - Семейство статических механических характеристик с различными уровнями несимметрии сопротивлений одной из фаз ротора

Как видно из рисунка, с увеличением сопротивления фазы ротора растет и величина провала момента двигателя. Нужно отметить, что если величина этого провала станет настолько большой, что момент двигателя в области скольжения $s=0.5$ окажется меньше момента нагрузки, двигатель не сможет разогнаться свыше половинной скорости вращения. К тому же, с ростом сопротивления фазы ротора растет и величина номинального скольжения, что приводит к увеличению потерь двигателя и, как результат, к повышению нагрева обмоток.

Одной из рекомендаций по уменьшению провала электромагнитного момента при обрыве фазы ротора, описанной в большинстве учебных пособий по данной тематике, является увеличение активного сопротивления в уцелевших фазах, к примеру, с помощью реостата. Для оценки эффективности данного способа с помощью разработанной программы осуществлено моделирование обрыва фазы ротора с повышенными значениями сопротивлений, результаты приведены на рисунке 3.8.

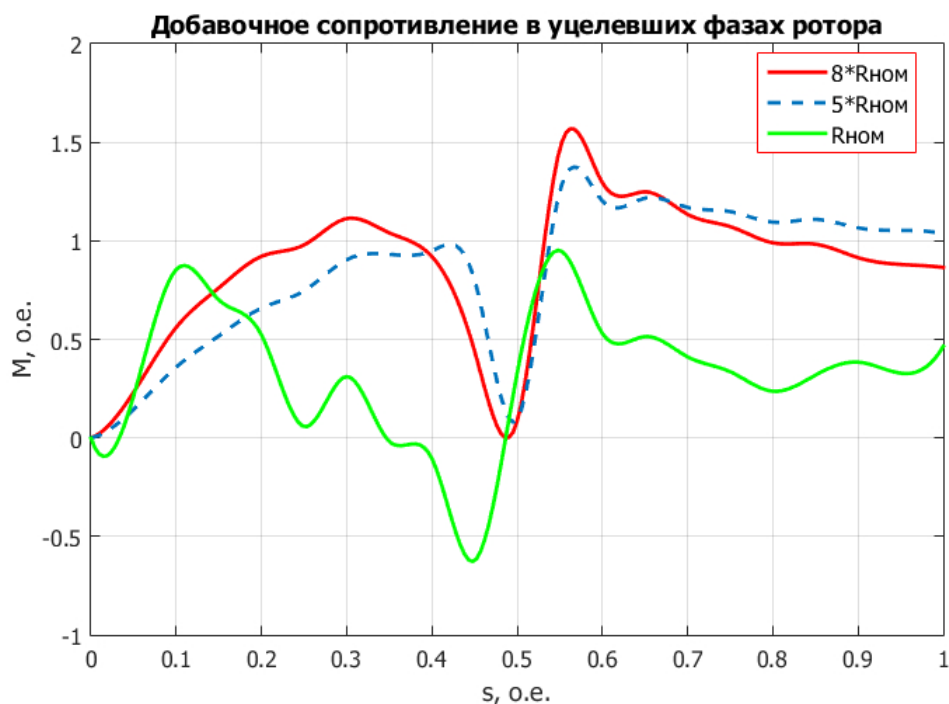


Рисунок 3.8 – Влияние величины активного сопротивления в уцелевших фазах на провал момента при обрыве фазы ротора

Как видно из графиков, увеличение активного сопротивления до рекомендуемых в литературе значений $(5..8) \cdot R_{ном}$ действительно приводит к уменьшению величины провала электромагнитного момента. Применительно к данному случаю видно, что провал переместился из области отрицательных значений, и есть возможность, к примеру, разогнать двигатель с обрывом фазы на холостом ходу до скорости, близкой к номинальной. Следует отметить, что дальнейшее увеличение активного сопротивления не приводит к ощутимому уменьшению провала в статической характеристике.

3.2 Межвитковое короткое замыкание

Второй рассматриваемый в работе вид несимметрии – межвитковое короткое замыкание – чаще других является причиной выхода двигателя из строя. В подавляющем большинстве случаев отказы электродвигателей происходят из-за повреждения обмоток – 85-95%. Основные отказы обмоток обусловлены именно межвитковыми замыканиями – 93%. Короткие замыкания являются наиболее

опасными аварийными режимами и возникают из-за пробоя или перекрытия изоляции. Токи короткого замыкания иногда достигают величин, в десятки и сотни раз превосходящих значения токов нормального режима, а их тепловое воздействие и динамические усилия, которым подвергаются токоведущие части, могут привести к повреждению всего двигателя. При этом межвитковые короткие замыкания – одни из самых трудно выявляемых неисправностей. Двигатель может продолжать вращаться, но нагревание в короткозамкнутых витках вскоре вызовет серьезные повреждения, например, междуфазное замыкание или замыкание витков на корпус. Поэтому межвитковые замыкания являются очень опасной неисправностью и важным предметом изучения.

На основе предложенной автором во второй главе модификации математической модели проведен расчет режима межвиткового короткого замыкания в фазе ротора двигателя с номинальной нагрузкой при различных значениях параметра ν_k .

На рисунках 3.9 - 3.13 приводятся следующие зависимости основных величин машины для половины витков фазы в КЗ контуре (параметр $\nu_k = 0.5$):

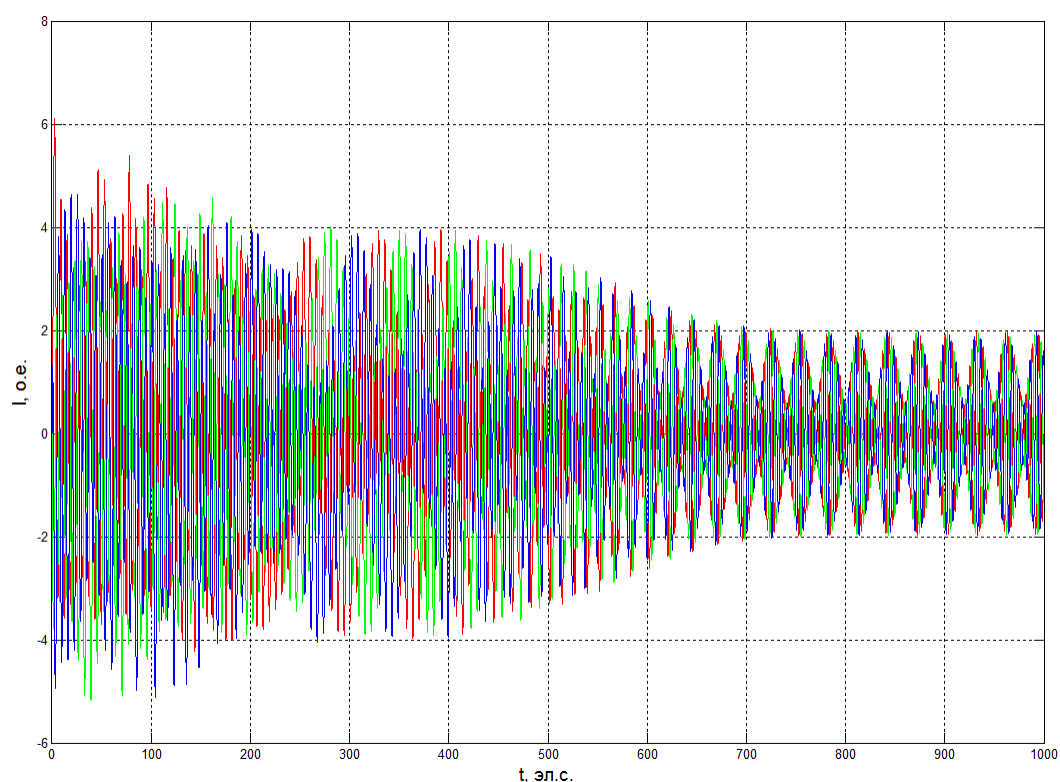


Рисунок 3.9 - Токи фаз статора при межвитковом КЗ в одной фазе ротора с $\nu_k = 0.5$

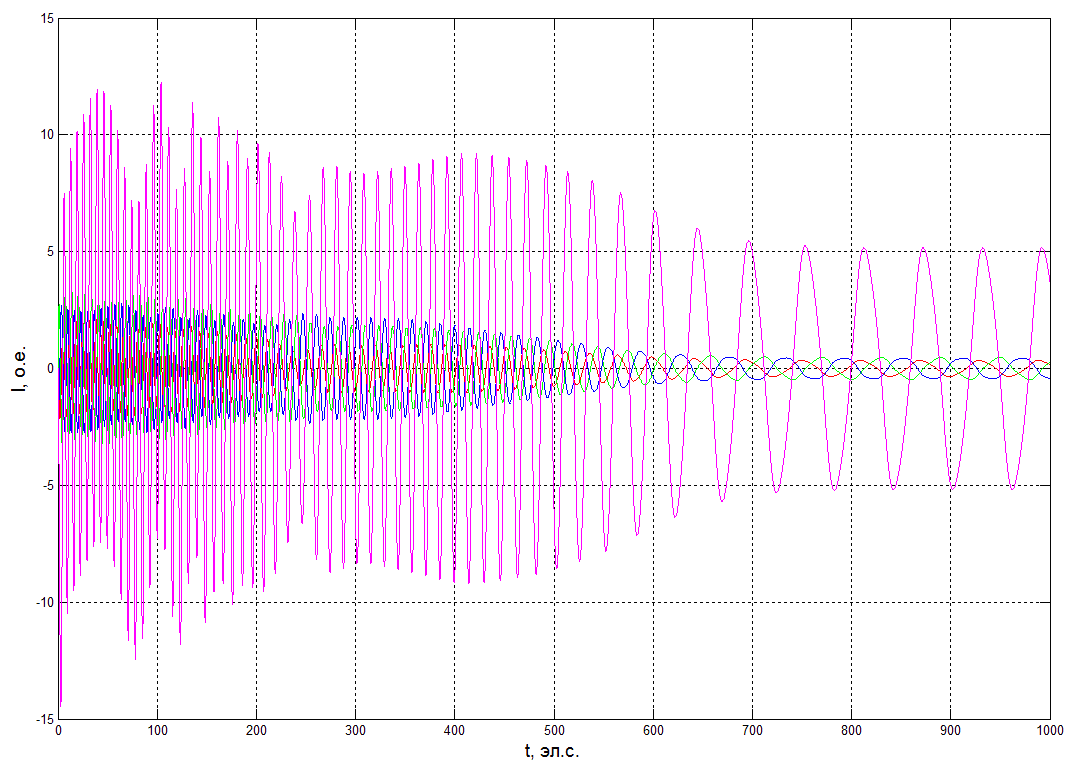


Рисунок 3.10 - Токи фаз ротора при межвитковом КЗ в одной фазе ротора с $U_k = 0.5$

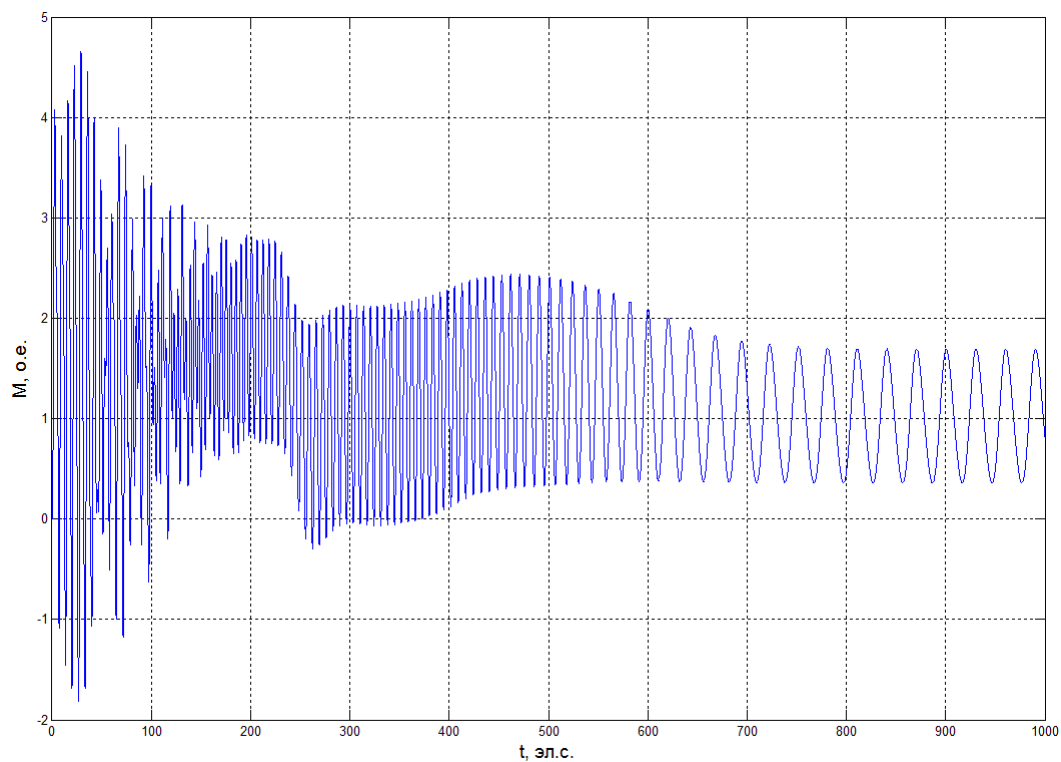


Рисунок 3.11 - Электромагнитный момент двигателя при межвитковом КЗ в одной фазе ротора с $U_k = 0.5$

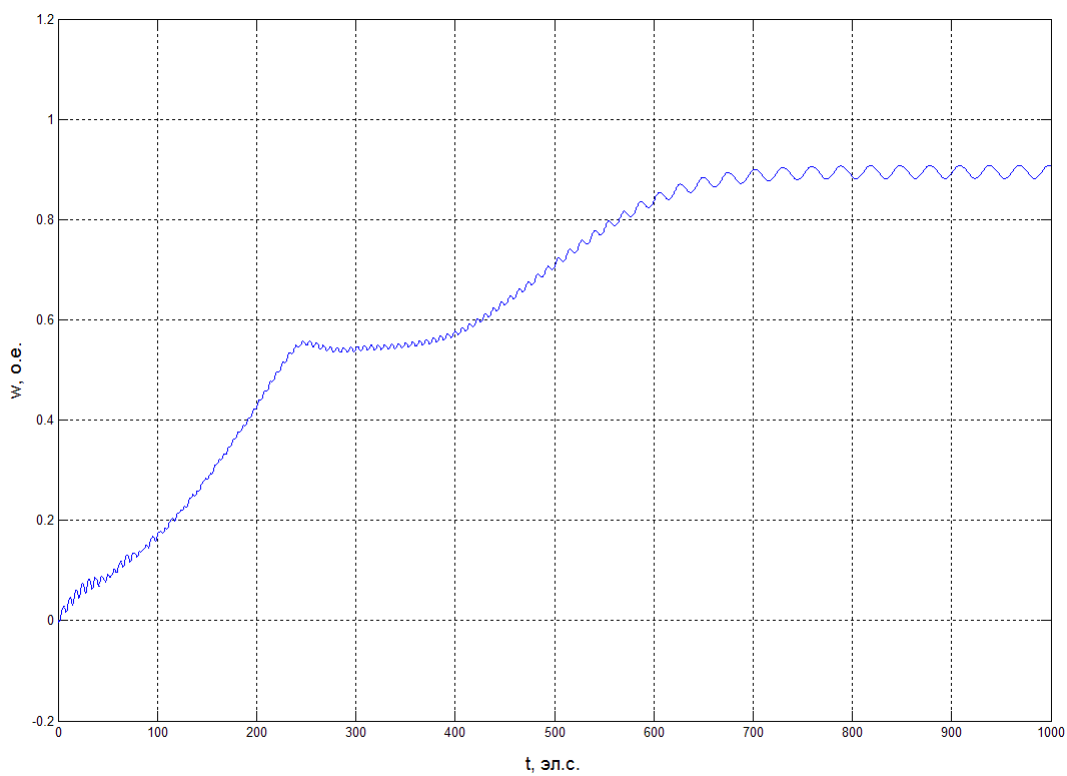


Рисунок 3.12 – Угловая частота вращения ротора при межвитковом КЗ в одной фазе ротора с

$$\nu_k = 0.5$$

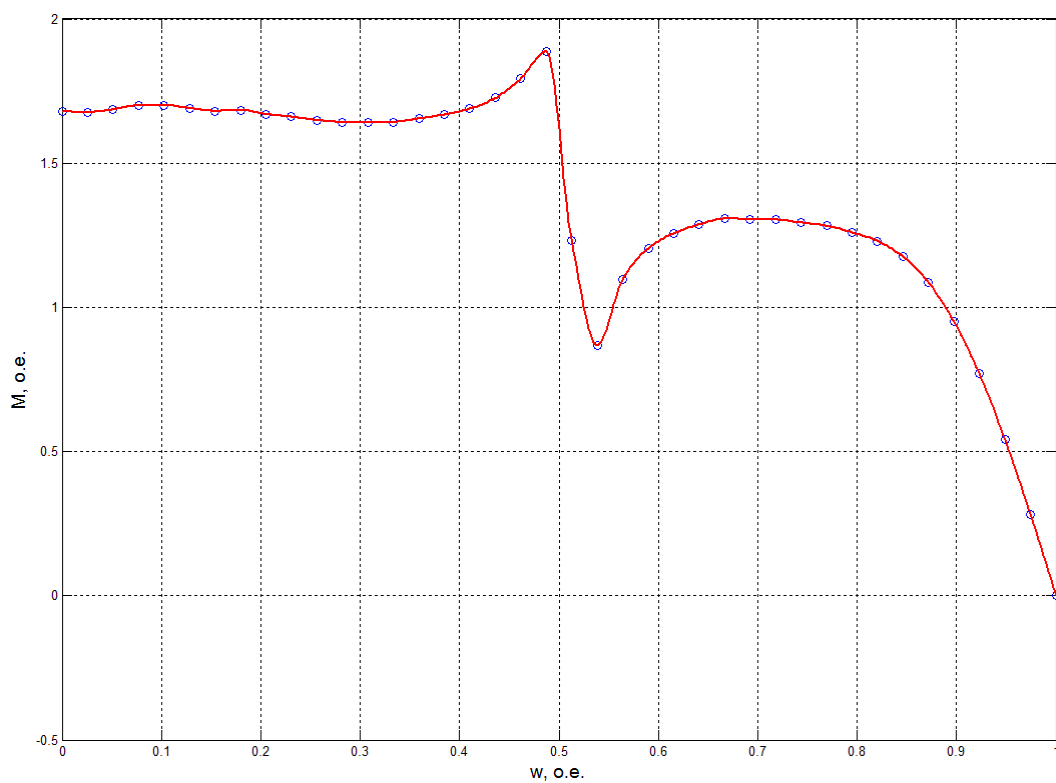


Рисунок 3.13 - Статическая механическая характеристика при межвитковом КЗ в одной фазе

$$\text{ротора с } \nu_k = 0.5$$

Как видно из рисунка 3.12, рост угловой частоты вращения вала ротора от 0 до 0.5 от синхронной частоты происходит за промежуток времени от 0 до 250 эл.с. Далее имеет место провал момента, обусловленный эффектом Гергеса, означающего наличие несимметрии в цепи ротора. На этом участке времени момент нагрузки оказывается больше момента, развиваемого асинхронным двигателем, и монотонность роста скорости вращения ротора прерывается.

Однако по причине действия пульсирующего характера момента (рисунок 3.11) на ротор при несимметрии его электрической цепи, сам ротор испытывает за промежуток времени, равный 20 мс, попеременно разгон и торможение. Т.е. к скорости вращения ротора попеременно прибавляется и вычитается $\Delta\omega$. В случае, если эта величина $\Delta\omega$ окажется больше значения разности скоростей, при которых $M_{\text{дв}} = M_n$ и $M_{\text{дв}} \rightarrow \min$ в окрестности $\omega=0.5$, то произойдет «проскальзывание» рабочего режима двигателя в область малых скольжений, что имеет место в данном случае (рисунок 3.12). Скорость вращения вала устанавливается на значении, при котором момент на валу двигателя равен номинальному моменту нагрузки ($M'_n = 1$) в области малых скольжений: рисунок 3.12 и рисунок 3.13.

При моделировании реостатного пуска и наличии межвиткового короткого замыкания в обмотке ротора двигателя на рисунке 3.10 видно, что ток в короткозамкнутом контуре примерно на порядок превосходит значения токов в уцелевших частях обмоток ротора. Так как потери в обмотке зависят от квадрата тока, то значение мощности потерь в меди короткозамкнутого контура будет примерно в 100 раз превосходить номинальные расчетные значения. Это неминуемо приведет к недопустимому перегреву машины и развитию аварии.

Токи в статоре двигателя, приведенные на рисунке 3.9, модулированные токами короткозамкнутого контура ротора, имеют также завышенные, по сравнению с номинальными, значения, что является недопустимым, и говорит о необходимости немедленного отключения аварийного двигателя.

На рисунках 3.14 – 3.18 приведены зависимости токов ротора и статора, угловой частоты вращения и момента от времени, а также статическая механическая характеристика машины для 60% витков фазы в короткозамкнутом контуре ($v_k = 0.6$) при номинальной механической нагрузке:

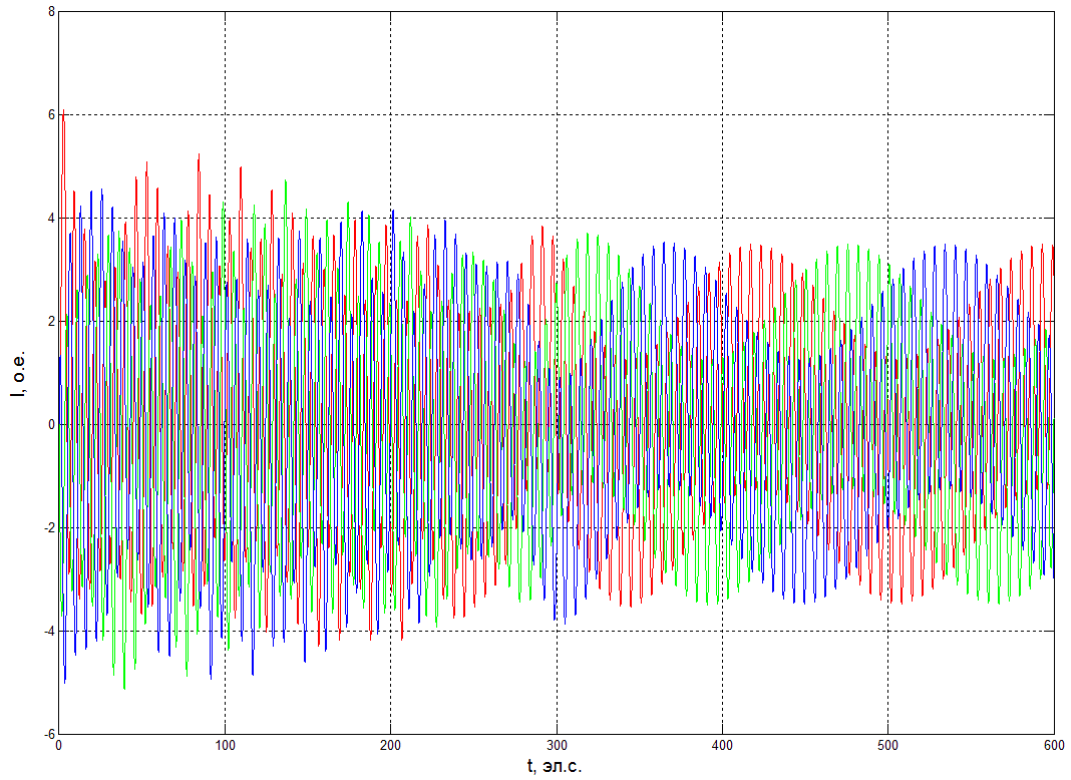


Рисунок 3.14 - Токи фаз статора при межвитковом коротком замыкании в одной фазе ротора с

$$v_k = 0.6$$

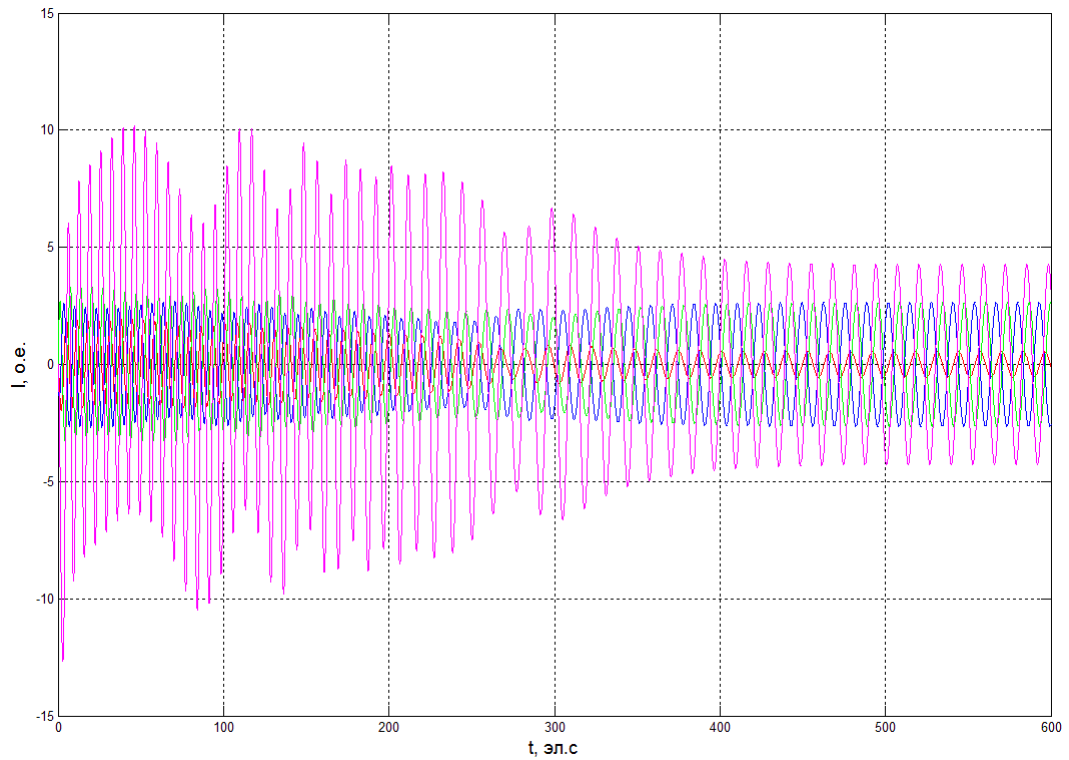


Рисунок 3.15 - Токи фаз ротора при межвитковом коротком замыкании в одной фазе ротора с $\nu_k=0.6$

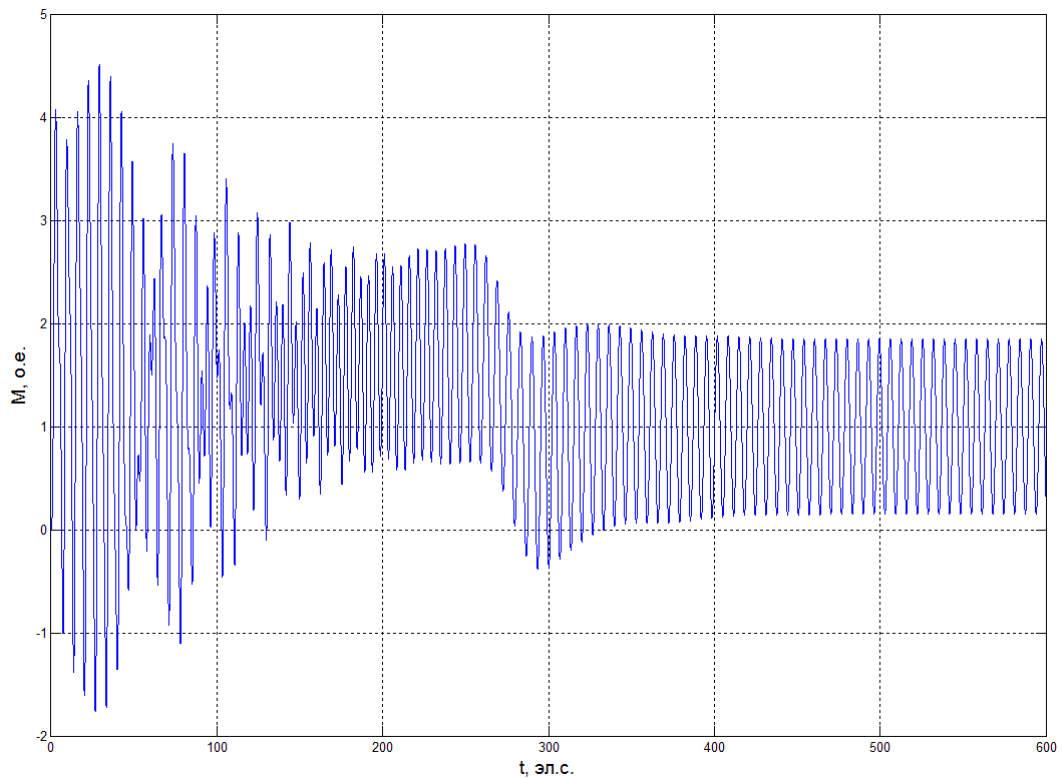


Рисунок 3.16 - Электромагнитный момент двигателя при межвитковом коротком замыкании в одной фазе ротора с $\nu_k=0.6$

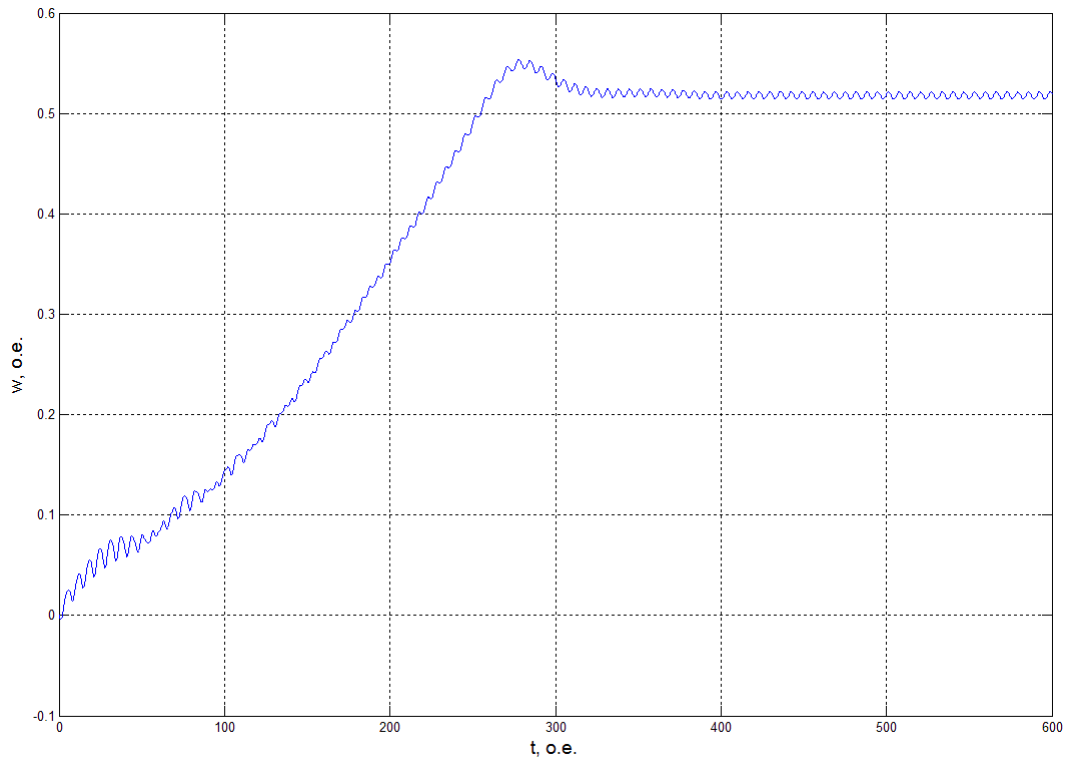


Рисунок 3.17 – Угловая частота вращения ротора при межвитковом коротком замыкании в одной фазе ротора с $\nu_k=0.6$

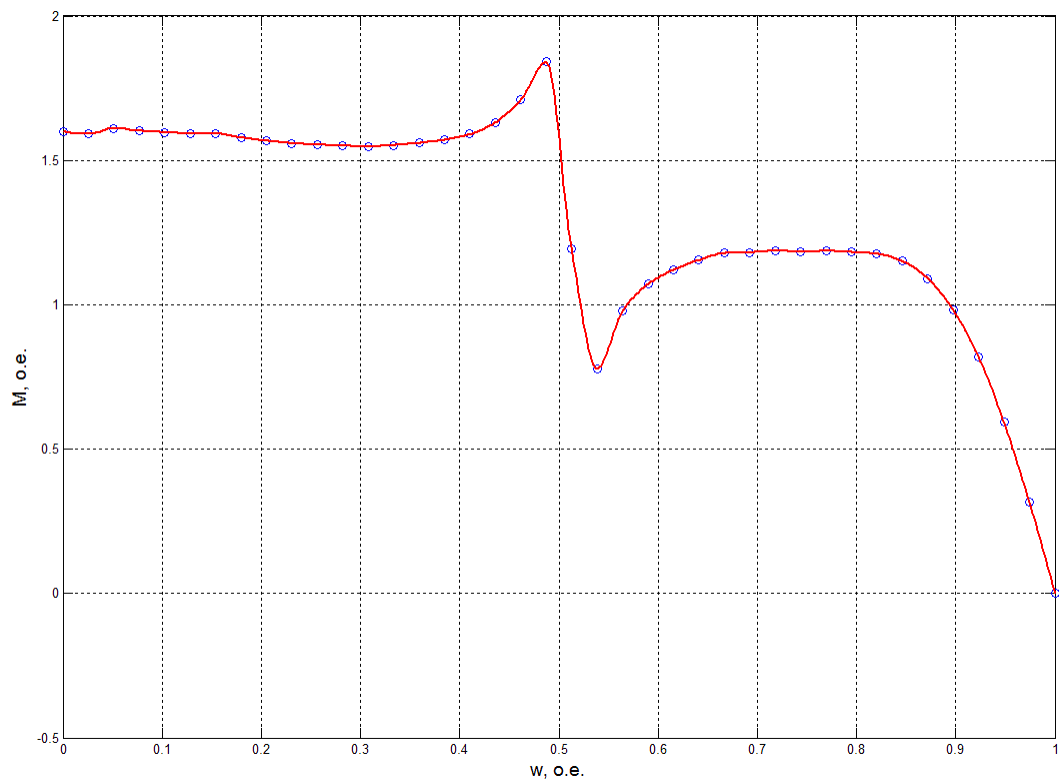


Рисунок 3.18 - Статическая механическая характеристика при межвитковом коротком замыкании в одной фазе ротора с $\nu_k=0.6$

При 60% витков в короткозамкнутом контуре двигатель набирает половину синхронной скорости за несколько большее время по причине снижения среднего за период значения электромагнитного момента, по сравнению с предыдущим вариантом, когда замкнута половина витков в контуре. Кроме того, перехода режима работы двигателя в область механической характеристики с малым скольжением не происходит по причине большей разности между равновесной скоростью при номинальном моменте нагрузки и скорости, при которой электромагнитный момент имеет локальный минимум в окрестности $w=0,5$. Это видно из рисунков 3.17 и 3.18.

Обмотки фаз ротора при таком режиме будут разогреваться более стремительно, чем в предыдущем случае (рисунок 3.11), так как токи не только в короткозамкнутом контуре, но и во всех фазах ротора (рисунок 3.16) значительно превышают номинальные значения. Из рисунка 3.16 видно, что ток короткозамкнутого контура (розовый) значительно отстает по фазе от тока фазы А ротора (красный), т.е. носит более индуктивный характер. Токи статора на рисунке 3.15 модулированы токами ротора обратной последовательности.

Токи обратной последовательности в роторе имеют угловую частоту $\omega_2 = 1 - \omega_r$, но чередование фаз противоположное направлению вращения ротора. Таким образом, относительно статора токи обратной последовательности ротора вращаются со скоростью $\omega_r - \omega_2 = 2 \cdot \omega_r - 1$. Из рисунка 3.16 частота колебаний тока в 26 раз меньше основной частоты, т.е. $2 \cdot \omega_r - 1 = 1 / 26 = 0.038$. Тогда $\omega_r = 0.52$, что соответствует установившемуся значению скорости на рисунке 3.18.

Для установления влияния числа короткозамкнутых витков на провал момента построено семейство статических механических характеристик с разными величинами параметра ν_k (рисунок 3.19).

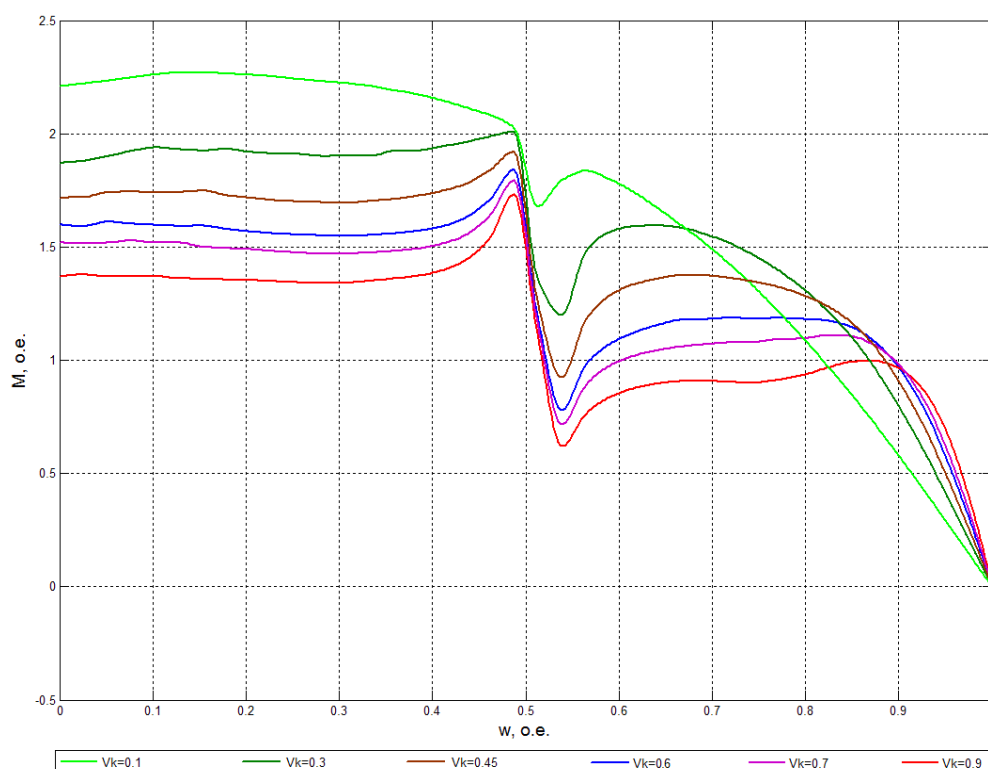


Рисунок 3.19 - Семейство статических механических характеристик при межвитковом коротком замыкании в одной фазе ротора с различными величинами v_k

При минимальном количестве короткозамкнутых витков обмотки ротора $v_k = 0.1$ (10%), общий характер механической характеристики за исключением провала, обусловленного эффектом Геггеса, схож с характеристикой, получаемой при реостатном пуске. Критический момент при этом имеет место при скорости 0,15 от синхронной. Критическое скольжение соответственно равно 0,85.

Увеличение количества короткозамкнутых витков в контуре приводит к росту токовой несимметрии, которая может быть рассчитана с использованием систем прямой и обратной последовательности. Растущие с ростом числа короткозамкнутых витков искажения механической характеристики все больше подчеркивают скачок момента при больших скольжениях и провал при скольжениях, меньших 0,5. Спад максимального момента при $v_k > 0.1$ на рисунке 3.19 обусловлен смещением электрического угла токов короткозамкнутых витков в сторону увеличения, т.е. обретения током в них более реактивного характера. А общее число витков в фазах ротора, в которых ток

имеет менее значительное отставание от соответствующих им ЭДС, при этом снижается, т.к. с ростом ν_k число уцелевших витков ν_o оказывается все меньше.

Выводы по главе 3:

1. На базе программного пакета MatLab разработана компьютерная программа, обладающая возможностью расчета широкого спектра эксплуатационных режимов асинхронного двигателя. Возможность учета насыщения магнитных цепей, реализованная, в том числе, для несимметричных режимов, позволяет увеличить точность проводимых расчетов.

2. Используя разработанную программу, проведено моделирование наиболее характерных несимметричных режимов, имеющих место при эксплуатации асинхронных двигателей, в том числе и предельных случаев несимметрии (обрывы фаз, короткие замыкания), получены зависимости электромагнитных и механических характеристик двигателя как в переходных, так и в установившихся режимах. Выполнена верификация результатов, полученных методом моделирования, с результатами эксперимента на реальной машине. Выявлено, что погрешность не превышает 15%, что является приемлемым результатом.

3. Выполнен качественный и количественный анализ полученных статических и динамических характеристик машины в несимметричных режимах различного характера. Даны рекомендации по выбору уровня нагрузки двигателя при определенном уровне несимметрии в цепях машины.

Глава посвящена исследованию характеристик асинхронного двигателя с несимметрией в цепях статора/ротора. С помощью созданной программы выполнены исследования влияния степени различных типов несимметрий на токи переходных процессов и переходные механические характеристики. Рассмотрены также результаты расчетов аварийных режимов при обрывах фазы и межвитковых замыканиях, определены критические механические моменты нагрузок для описанных режимов, сделаны выводы по их значениям.

В следующей главе будет выполнен анализ путей подавления некоторых эффектов влияния несимметрии на характеристики асинхронных машин и способы повышения остаточного ресурса и надежности двигателя в данных режимах. Также будет предложен принцип работы и вариант практической реализации устройства, позволяющего устранить провал в механической характеристике вследствие несимметрии ротора, тем самым избавляясь от необходимости немедленного отключения двигателя и прерывания производственного цикла.

ГЛАВА 4 МЕТОД И УСТРОЙСТВО ОБЕСПЕЧЕНИЯ НЕПРЕРЫВНОСТИ ПРОИЗВОДСТВЕННОГО ЦИКЛА ПРИ ПОЯВЛЕНИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ НЕСИММЕТРИИ В ОБМОТКАХ КРУПНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

4.1 Обоснование метода компенсации провала электромагнитного момента

Для выбора наиболее подходящего способа компенсации провала электромагнитного момента рассмотрим подробнее все способы, описанные в п.1.2.1, выделяя их достоинства и недостатки.

Введение противо-ЭДС. Моделирование компенсации несимметрии ротора введением противо-ЭДС в источник питания выполнено согласно подходу, предложенному в п.1.4.2. Результаты моделирования представлены на рис.4.1.

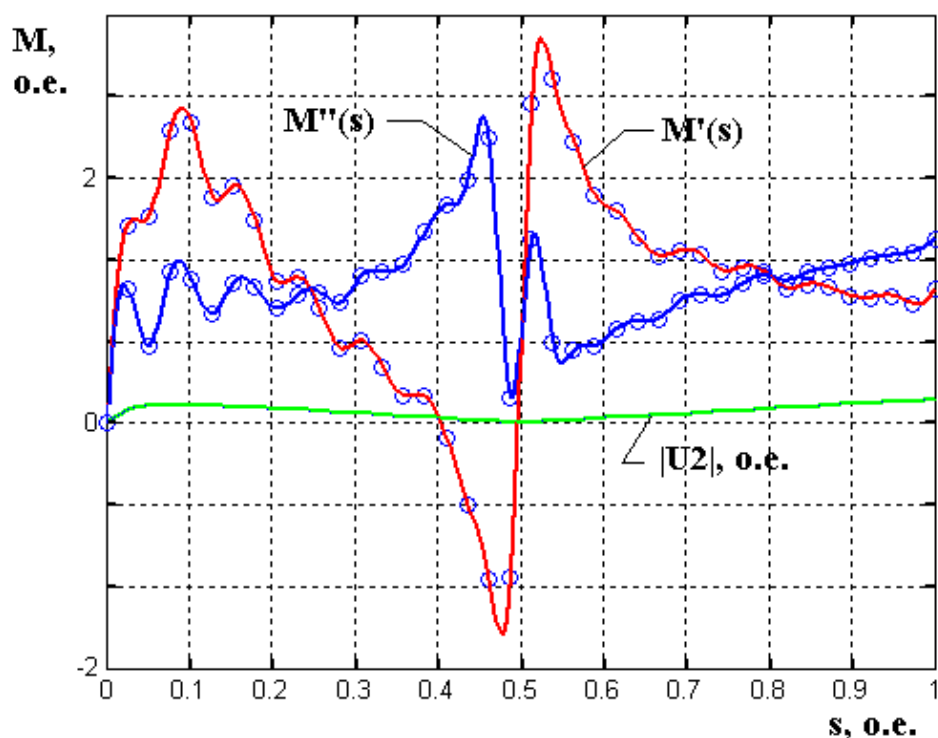


Рисунок 4.1 - Механическая характеристика асинхронного двигателя без компенсации токов обратной последовательности статора (M') и с компенсацией (M'')

Наибольшую неравномерность характеристика $M''(s)$ имеет, как видно, в области $s = 0.5$, где противо-ЭДС недостаточно точно отражает ЭДС, наводимую

потоком ротора обратной последовательности; $|U_2|$ на данном графике представляет модуль вычисленной противо-ЭДС, подаваемой в цепь статора. При определении оптимальной величины противо-ЭДС с целью полной компенсации эффекта Гергеса необходимо знать функцию от частоты для комплексного входного сопротивления обратной последовательности асинхронного двигателя. Такой подход к решению задачи осложняется технологическим разбросом параметров и необходимостью их занесения в регулирующее устройство.

Как видно из результатов расчета, неточность в вычислении полного входного сопротивления при частоте, отличной от промышленной, приводит к неравномерности графика результирующего момента и снижению максимального момента при величинах скольжения меньших критического.

Введение активных сопротивлений в цепь статора. На рис.4.2 приведены механические характеристики в предельном случае несимметрии ротора (когда амплитуды токов прямой и обратной последовательности в роторе равны) для обычного режима ($R'_s = 0.015$) и с дополнительными активными сопротивлениями в цепи статора ($R'_s = 15$). Как видно, в последнем случае «застревание», обусловленное эффектом Гергеса, отсутствует.

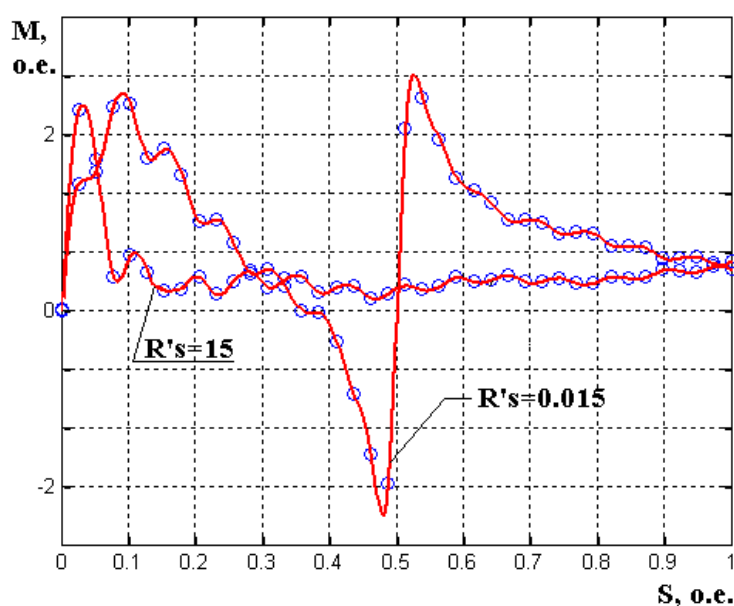


Рисунок 4.2 - Статическая механическая характеристика асинхронного двигателя без добавочных активных сопротивлений в цепи статора ($R'_s = 0.015$) и с добавочными активными сопротивлениями ($R'_s = 15$)

Однако, следует отметить низкий КПД схемы, обусловленный большими потерями энергии на активных сопротивлениях в цепи статора. Трехфазный источник питания в данном случае выбирается с много большим, по сравнению с номинальным, значением напряжения, что также ограничивает возможности применения этого метода.

Малый пусковой момент обусловлен значением пускового тока, равным номинальному, в то время как при безреостатном (классическом) пуске значения тока достигают кратности 5-7. Колебания момента на статической механической характеристике объясняются наличием асинхронных моментов с токами обратных последовательностей на высших гармониках.

Использование трехфазного источника тока. На рисунке 4.3 изображено семейство статических механических характеристик, построенных для различных уровней несимметрии ротора: от симметричного режима ($R'_a = 0.018$) до предельного случая несимметрии - обрыва фазы ротора ($R'_a = 18$).

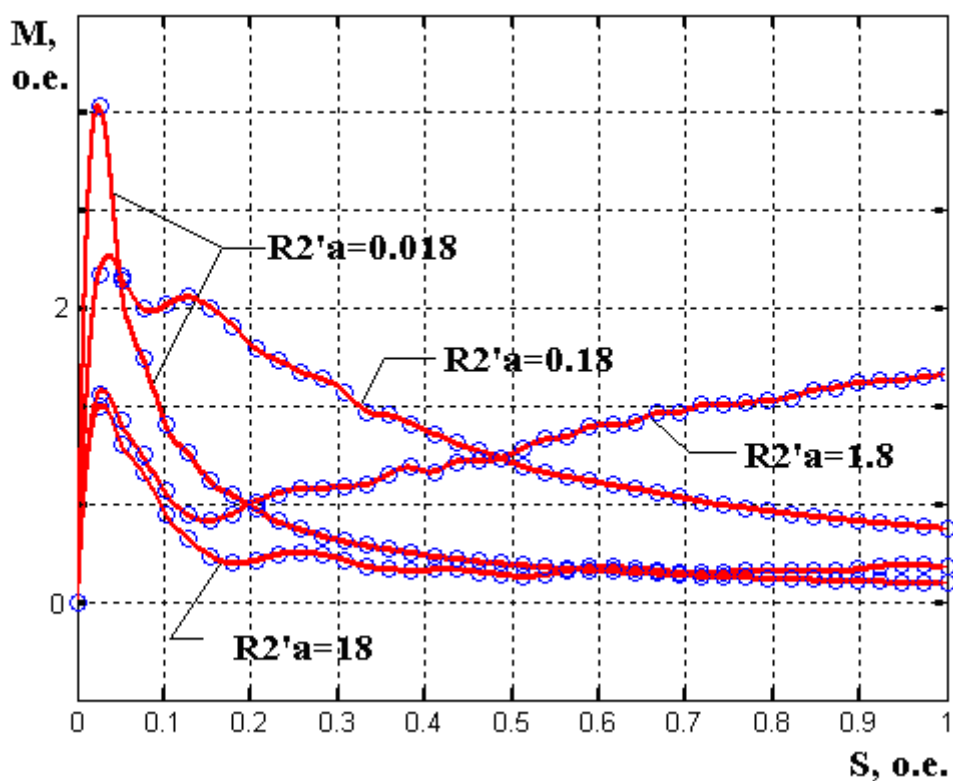


Рисунок 4.3 - Статические механические характеристики при компенсации несимметрии ротора питанием цепи статора от источника тока

Токи статора при всех значениях сопротивления фазы ротора на всем диапазоне скольжений поддерживаются на номинальном уровне. Большое значение критического момента в симметричном режиме (рис.4.3) обусловлено наличием большего, по сравнению с несимметричными режимами, значения напряжения на статорных обмотках при фиксированной величине фазных токов. Напряжение же на фазах статора при питании асинхронного двигателя от источника тока определяется эквивалентным полным сопротивлением двигателя при вращении его ротора с заданной скоростью. В симметричном режиме ротора значение полного сопротивления больше.

Из рассмотренных методов компенсации провала электромагнитного момента, основываясь на отмеченных достоинствах недостатках каждого из них, для решения поставленной задачи выбран метод принудительного задания токов статора.

Введение конденсаторов в разрыв цепи статора. На рис.4.4 представлена статическая механическая характеристика при удачном выборе емкости конденсаторов для симметричного и несимметричного режима.

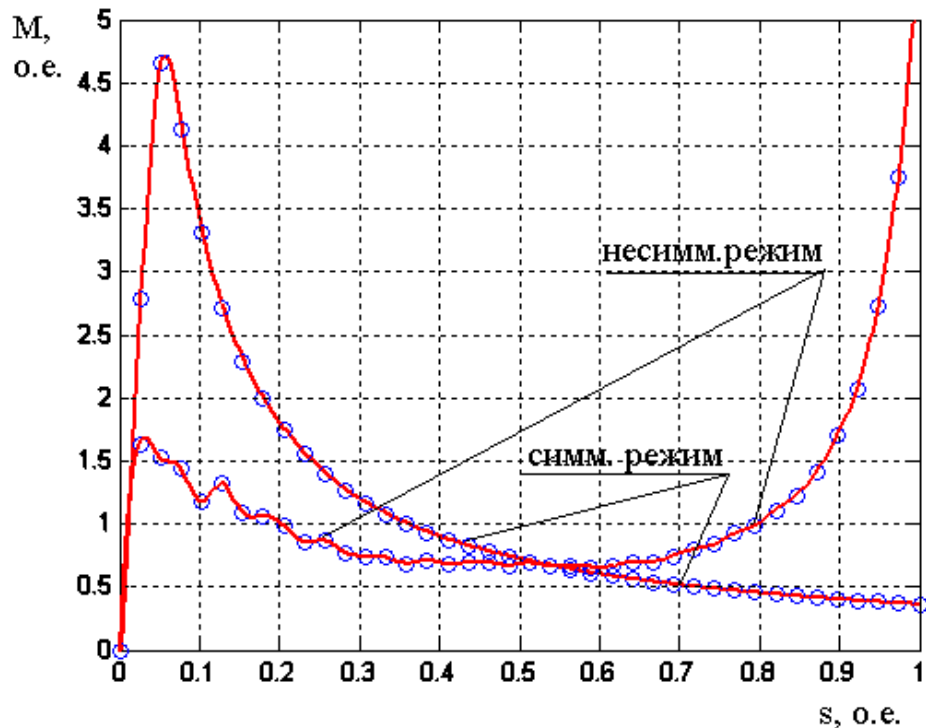


Рисунок 4.4 – Статическая механическая характеристика асинхронного двигателя с конденсаторами при симметричном и несимметричном режиме

Как видно, установка конденсаторов в разрыв цепи статора практически устраняет эффект Гергеса. Однако данный метод создает дополнительные трудности, как уменьшение пускового механического момента в симметричном режиме и в т.ч. отмеченные в п.1.4.5. С целью выравнивания пускового момента при несимметричном режиме можно предложить дальнейшее понижения емкости конденсатора и повышение напряжения источника, где это допустимо.

Однако возможны ситуации, когда резонансный пик попадает на рабочий диапазон скольжений, как это показано на рисунке 4.5.

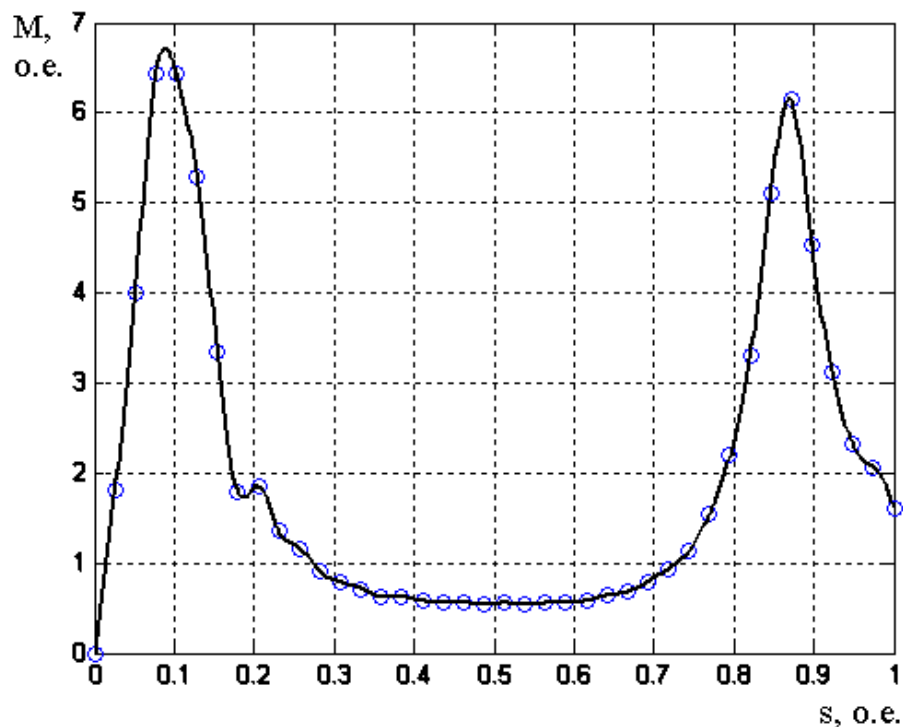


Рисунок 4.5 – Статическая механическая характеристика асинхронного двигателя с конденсаторами при несимметричном режиме и резонансе напряжений при скольжении $s=0.87$

Пиковый механический момент при резонансе ограничивается фазными сочетаниями токов ротора и статора, насыщением магнитопровода, наличием активного сопротивления обмотки статора.

Токи статора в резонансном режиме многократно превышают номинальные пусковые токи, что недопустимо по причине тепловой и динамической перегрузки обмотки. На рисунке 4.6 приведен пример графика токов статора при резонансе напряжений при заторможенном роторе ($s=1$), а также векторная диаграмма токов ротора и статора при резонансе.

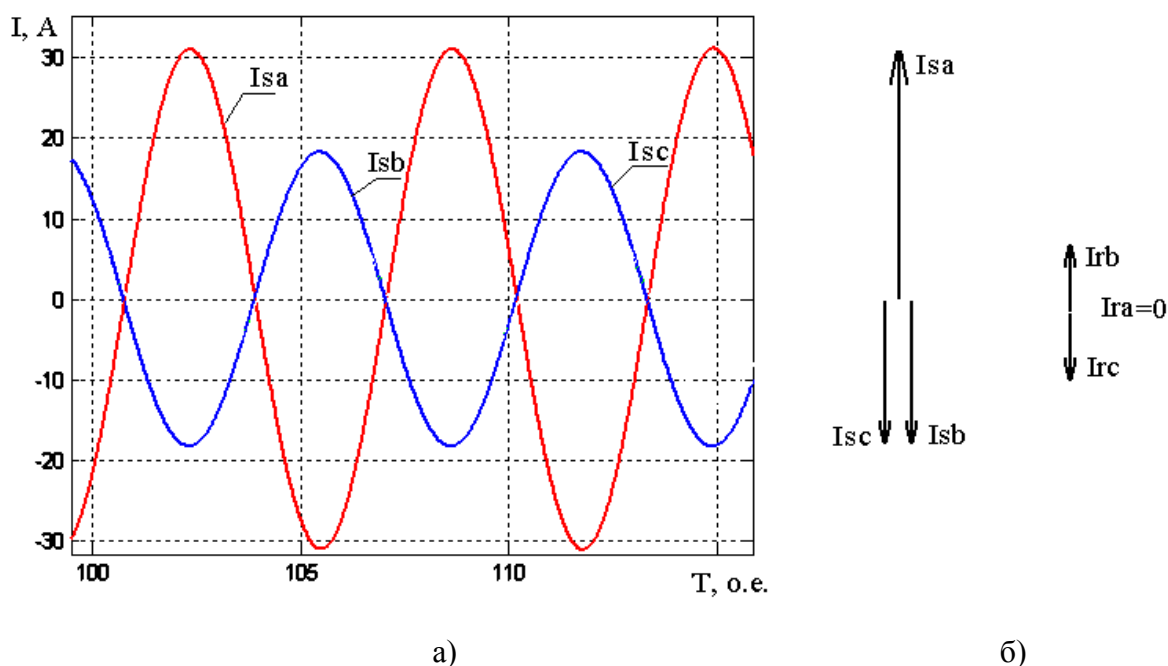


Рисунок 4.6 – График токов статора асинхронного двигателя с конденсаторами при несимметричном режиме и резонансе напряжений при скольжении $s=1$ - а); Векторная диаграмма токов статора и ротора при резонансе напряжений при скольжении $s=1$

Как видно из рисунка 4.6, при резонансе напряжений токи имеют недопустимые значения, а наличие несимметрии в цепи ротора приводит к искажению векторного треугольника.

4.2 Принципиальная схема устройства для компенсации провала электромагнитного момента при появлении электрической несимметрии в цепях асинхронного двигателя

Определившись со способом, следующий шаг заключается в построении принципиальной схемы предлагаемого устройства. В результате выполненного патентного поиска устройств с аналогичным функционалом были найдены следующие подходящие аналоги:

- устройство для питания асинхронного электродвигателя (патент РФ №133365 Н02Н7/09), содержащее трехфазный преобразователь частоты, выполненный по трехфазной мостовой схеме, три датчика тока, каждый из которых подключен к соответствующей фазе обмотки статора асинхронного

двигателя, на валу которого установлен датчик скорости, соединенный с микроконтроллером, к которому подключены датчик частоты вращения и преобразователь частоты;

- устройство для защиты электрической машины переменного тока от аномальных режимов (патент РФ №94040701 H02H7/08, H02H7/085), содержащее трансформаторы тока по числу фаз электрической машины, вторичные обмотки которых подключены ко входу многофазного выпрямителя, цепь из одного или нескольких последовательно соединенных позисторов, установленных с возможностью теплового контакта с обмотками статора защищаемой электрической машины, один из выводов этой цепи подключен к одному из выходных выводов упомянутого выпрямителя, конденсатор одним из выводов соединенный с другим выводом цепи из одного или нескольких последовательно соединенных позисторов, пороговый узел, к выходу которого подключен вход исполнительного органа;
- трехфазный усилитель (патент РФ №2308138 H02J3/28), являющийся прототипом предлагаемого изобретения, содержащий три мостовых инвертора, питаемых от сети постоянного напряжения и управляемых от трехфазного источника сигналов, блоки формирования максимального, минимального и среднего между ними значений входных сигналов и три сумматора.

Недостатком первого устройства является то, что оно не содержит элементов, минимизирующих провал статической механической характеристики асинхронного двигателя при появлении электрической несимметрии в цепи ротора. Следовательно, возможны ситуации, когда при обрыве или замыкании обмотки ротора по обмоткам статора и силовой части электропривода будет протекать значительный ток, и произойдет так называемое «застывание» двигателя на половине номинальной скорости что, в конечном счете, может привести к перегреву и последующему пожару двигателя.

К недостаткам двух других следует отнести отсутствие возможности продолжить эксплуатацию двигателя с электрической несимметрией цепи ротора.

В ходе проведенных исследований было разработано устройство питания асинхронного двигателя, обеспечивающего защиту двигателя от перегрева вследствие повреждений обмоток и в случае необходимости, при повреждении электрической цепи ротора, бесперебойную работу двигателя в ограниченном режиме. На данное устройство оформлен патент на изобретение (патент РФ №2647882 от 21.03.18).

Устройство работает следующим образом: при подаче напряжения питания задающий генератор 10 (рис. 4.7) формирует синусоидальные симметричные уровни напряжений, умножаемые на некоторый коэффициент, обратно пропорциональный среднему значению фазных амплитуд статора и ограниченный задаваемым максимальным пусковым током. Произведения напряжений на этот коэффициент подаются на сумматоры 4, 5, 6, на выходах которых формируются разностные составляющие токов задаваемых и токов фактически протекающих по фазам статора асинхронного двигателя 20. Эта разностная составляющая управляет мостовыми инверторами 21, 22, 23 на основе ШИМ – появление положительного сигнала токового рассогласования приводит к увеличению длительности импульса в периоде ШИМ, из-за чего среднее значение напряжения на выходе инверторов 21, 22, 23 повышается, и наоборот – отрицательный сигнал токового рассогласования снижает длительность импульса в периоде, что приводит к уменьшению среднего напряжения на выходе инверторов 21, 22, 23.

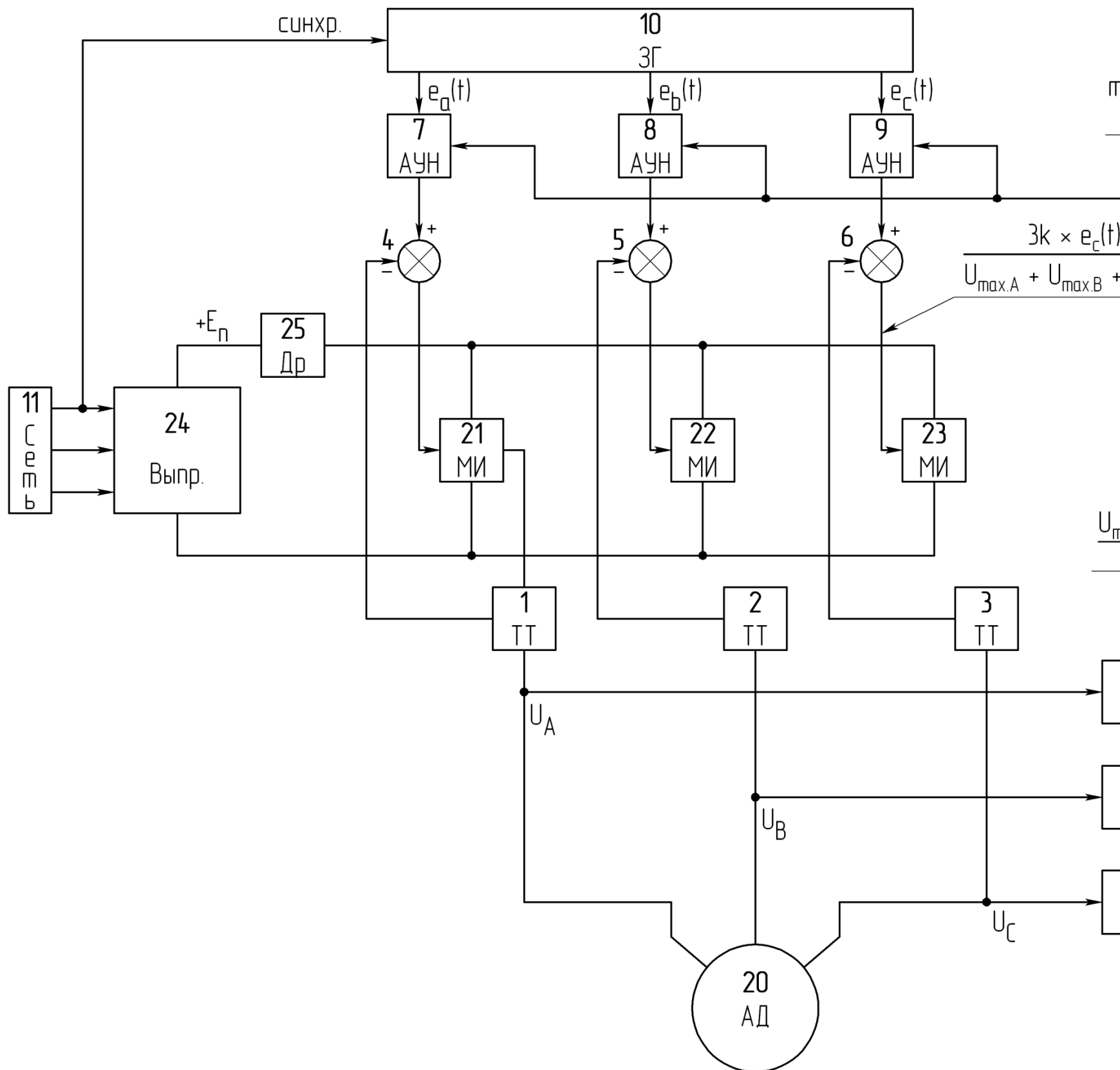


Рисунок 4.7 – Блок-схема устройства питания асинхронного двигателя с компенсацией провала механической

При больших скольжениях ротора и поддержании в статоре асинхронного двигателя 20 номинального тока момент на валу двигателя мал, и возрастает только при скольжениях, близких к номинальным. Напряжение на зажимах фаз статора при больших скольжениях также мало. Для компенсации пускового момента в предлагаемом устройстве предусмотрена цепь коррекции, состоящая из блока формирования средней амплитуды 13, блока нелинейного преобразования 12 и аналоговых умножителей напряжения 7, 8, 9, и повышающая уровень фазных токов статора асинхронного двигателя 20 при малых напряжениях на зажимах фаз статора умножением формируемых задающим генератором 10 токов на коэффициент, обратно пропорциональный амплитудным напряжениям фаз статора.

При электрической несимметрии цепи ротора асинхронного двигателя 20 и при реализованной схемотехнически симметрии токов статора амплитуды напряжений фаз статора существенно различаются, что объясняется наличием в магнитной цепи потокосцепления обратной последовательности, формирующего в цепи статора ЭДС обратной последовательности. При критическом случае, когда напряжение обратной последовательности равно напряжению прямой последовательности, ошибка коррекции несимметрии составляет $(1.732+1.732)/3-1=0.155$, т.е. 15.5%.

Таким образом, благодаря введению трансформаторов тока устройство питания асинхронного двигателя способно задавать симметричные синусоидальные токи фаз статора, что избавляет асинхронный двигатель от провала статической механической характеристики ниже нуля при наличии в нем электрической несимметрии в роторе, и введением цепи коррекции, состоящей из блока формирования средней амплитуды, блока нелинейного преобразования и аналоговых умножителей напряжения, выполнена коррекция статической механической характеристики при больших скольжениях.

4.3 Метод обеспечения непрерывности производственного цикла при появлении электрической несимметрии в обмотках

Для корректного выбора элементов устройства и его эффективной работы, необходимо соблюдать принципы синтезирования, реализуемые в приведенном ниже методе, состоящем из трех основных блоков.

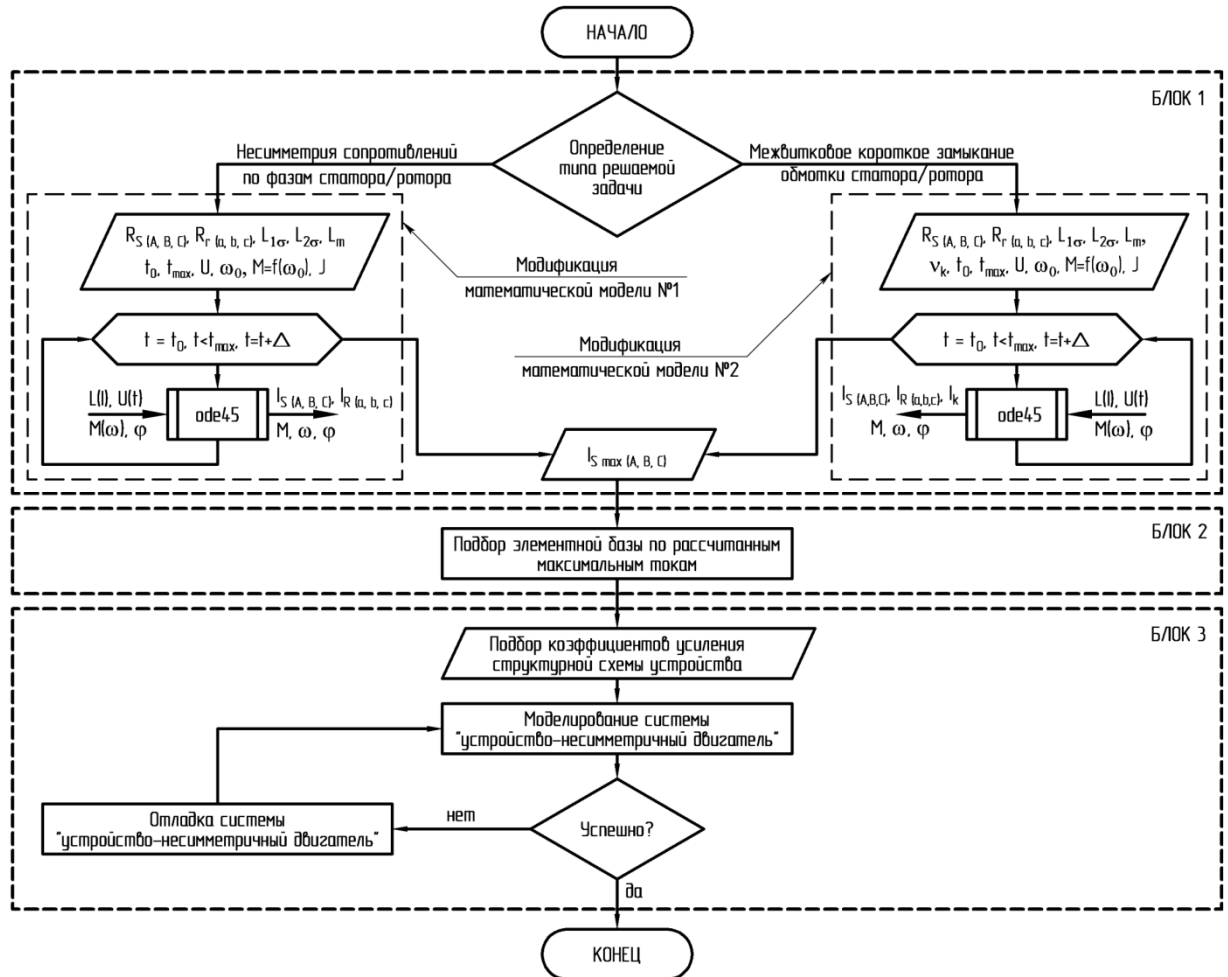


Рисунок 4.8 – Блок-схема метода синтезирования системы «устройство-несимметричный асинхронный двигатель»

Первый блок основан на определении максимальных токов в обмотках статора асинхронного двигателя при наличии электрической несимметрии в цепи ротора. Данная величина токов необходима для подбора некоторых элементов устройства – трансформаторов тока, мостовых инверторов и других.

Второй блок предназначен для корректного выбора элементов устройства, поддерживающего эксплуатационный режим работы при наличии электрической несимметрии в цепи ротора.

Третий блок предназначен для оптимизации системы «устройство-двигатель», осуществляемой на основе моделирования конкретных исследуемых режимов.

Следует отметить, что наиболее трудоемкой частью алгоритма является третий блок, поскольку при реализации метода последовательных приближений число циклов может быть различным.

Рассмотрим реализацию приведенного алгоритма на примере компенсации провала электромагнитного момента асинхронного двигателя с фазным ротором типа ФАЗМ-800/6000-4 У2,5, вызванного межвитковым коротким замыканием в фазе А ротора.

Исходя из типа решаемой задачи – межвиткового короткого замыкания – для расчета искомых величин для последующей настройки устройства выбрана модификация математической модели №2, описанная в п.2.4.

На рисунке 4.9 приведен алгоритм расчета электромеханического и электромагнитного переходного процесса асинхронного двигателя с учетом насыщения магнитопровода, используемый при моделировании как симметричного, так и различных несимметричных режимов.

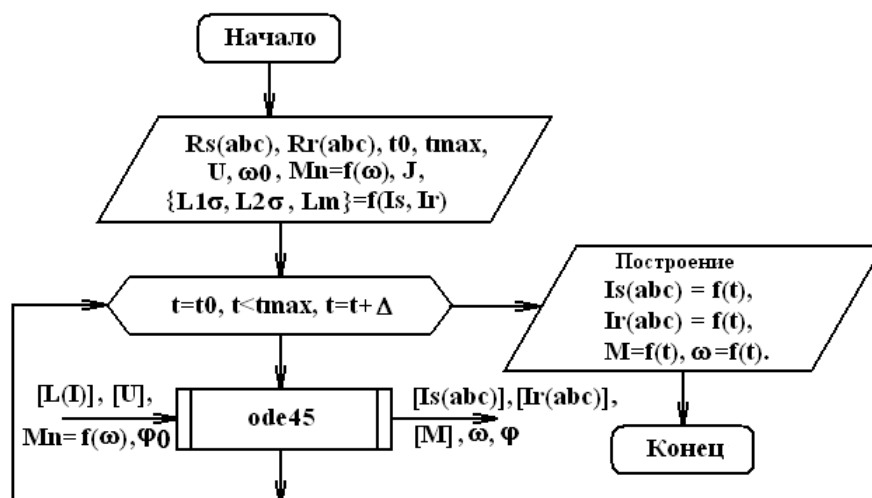


Рисунок 4.9 – Алгоритм расчета переходного процесса асинхронного двигателя с использованием программного пакета MatLab

Изначально задаются значения активных сопротивлений фаз А, В, С статора $R_{s(abc)}$ и ротора $R_{r(abc)}$, расчетный интервал времени $t_0 \dots t_{max}$, закон изменения питающих фазных напряжений U , начальной скорости вращения ω_0 , закон изменения момента нагрузки от скорости $M_n(\omega)$, момента инерции J , индуктивностей рассеяния статора $L_{1\sigma}$, ротора $L_{2\sigma}$ и взаимной индуктивности в зависимости от значений токов.

Затем для диапазона $t_0 \dots t_{max}$ рассчитываются токи ротора и статора, электромагнитный момент двигателя, частоту вращения ротора и его положение относительно точки отсчета через неравные промежутки времени. В качестве исходных данных встроенный решатель «ode» использует матрицу индуктивностей, напряжений, момент нагрузки и текущее положение ротора. При наличии нелинейной связи магнитной индукции и напряженности магнитного поля магнитопровода в матрицу индуктивностей заносится значение индуктивности, соответствующее току, рассчитанному на предыдущем интервале времени. Вычисления выполняются согласно системе дифференциальных уравнений, записанных в матричной форме. Результаты расчетов представляются в виде матриц токов, моментов и скоростей.

По завершении цикла счета головная программа строит по матричным результатам расчета токов, моментов и скоростей искомые зависимости.

Собственные индуктивности и индуктивности рассеяния в разной мере зависят от тока вследствие различия путей замыкания магнитных контуров. Все это лишь усложняет задачу учета насыщения магнитопровода.

Нелинейная зависимость индуктивности от тока как следствие нелинейной зависимости магнитной индукции от напряженности магнитного поля стали при такой постановке задачи может быть задана:

- кусочно-линейной – в виде совокупности интервалов с линейными зависимостями магнитной индукции от напряженности магнитного поля;
- при помощи аппроксимирующей функции.

Введение аппроксимирующей функции имеет свои достоинства: изменение индуктивности происходит плавно, т.е. производная

индуктивности по току не имеет разрывов, и монотонность значений расчетных токов в локальной области не нарушается. Существует множество способов нахождения коэффициентов полинома: вариативный, эвристический, в том числе метод наименьших квадратов [71].

В случае определения функции как совокупности интервалов необходимо использование операторов условия:

$$L(i) = \begin{cases} (a_{11} + a_{12} \cdot i) \text{ if } 0 \leq |i| \leq b_1 \\ \vdots \\ (a_{n1} + a_{n2} \cdot i) \text{ if } b_{n-1} \leq |i| \leq b_n \end{cases}, \quad (4.1)$$

где a_{11}, \dots, a_{n2} - коэффициенты, аппроксимирующие функцию линейной зависимостью на заданном участке;

b_1, \dots, b_n - значения токов на границах интервалов аппроксимации.

Использование численного метода решения совместно с кусочно-линейной аппроксимацией накладывает свои ограничения: функция индуктивности от тока не должна иметь разрывов, а ее производная – резких скачков [65, 66].

Применение аппроксимирующей функции предполагает подбор коэффициентов, который удобно выполнять с помощью метода наименьших квадратов.

Суть метода наименьших квадратов в следующем. Предварительно по виду функции подбирается некоторый полином, например с положительными или отрицательными степенными показателями при аргументе (напряженность магнитного поля). Составляется уравнение дисперсии по известным N точкам аргумента – напряженности магнитного поля H_z и соответствующим им функциям – индукциям B_z :

$$D = \frac{1}{N} \sum_{z=1}^n (B_z - (a_1 \cdot H_z^0 + a_2 \cdot H_z^{1/1} + a_3 \cdot H_z^{1/2} + \dots))^2. \quad (4.2)$$

Коэффициент полинома $a_{j=1\dots m}$ подобран оптимально, если любое его отклонение вызывает рост дисперсии. Т.е. частная производная по каждому коэффициенту $a_1\dots a_m$ равна нулю:

$$\begin{cases} \frac{dD}{da_1} = 0; \\ \vdots \\ \frac{dD}{da_m} = 0. \end{cases} \quad (4.3)$$

Совместное решение системы даст m значений коэффициентов полинома, отвечающих минимуму дисперсии [73]. Как видно, данный метод трудоемок на этапе вывода аппроксимирующей функции и лишает наглядности зависимость индуктивности от тока.

Так, для листовой электротехнической стали марки 2013 [75, 76] задана основная кривая намагничивания (кривая 1 на рисунке 4.10).

Совместным решением системы уравнений получены коэффициенты полинома, подстановка которых в аппроксимирующий полином дает:

$$B(H) = -1.208 \cdot 10^{-5} \cdot H^1 + 3.472 \cdot H^{\frac{1}{3}} - 111.965 \cdot H^{\frac{1}{5}} + 1789 \cdot H^{\frac{1}{10}} - 8233 \cdot H^{\frac{1}{20}} + 18940 \cdot H^{\frac{1}{50}} - 12390 \cdot H^{\frac{1}{100}}. \quad (4.4)$$

Построением графика по (4.4) получена кривая 2 на рисунке 2.5, близкая к основной кривой намагничивания по критерию минимума дисперсии.

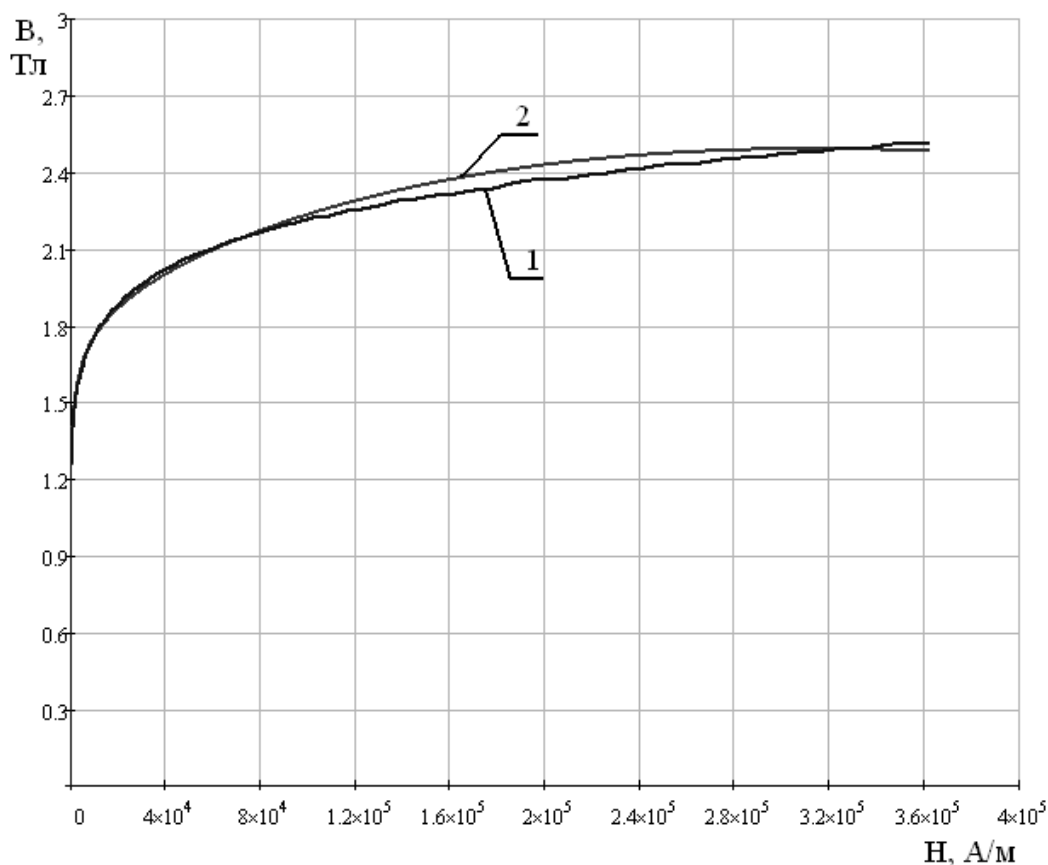


Рисунок 4.10 – Основная кривая намагничивания стали 2013: 1 – построенная по табличным значениям, 2 – построенная по аппроксимирующему полиному

К недостатку этого метода можно отнести непредсказуемость поведения аппроксимирующего полинома за пределами области определения исходной функции, по которой выполнялся расчет.

Кроме того, для упрощения итоговой формулы в процессе решения системы дифференциальных уравнений первого порядка следует убирать из полинома часть членов и задаваться ограничением по их количеству, что приводит, в конечном счете, к расхождению с исходной кривой.

В альтернативном варианте в качестве аппроксимирующей функции с использованием метода наименьших квадратов и сокращением числа членов полинома до одного, может быть применена степенная функция вида:

$$B(H) = X \cdot H^Y. \quad (4.5)$$

Совместным решением двух дифференциальных уравнений по двум точкам – нулевому и максимальному значению аргумента и исходной

функции, так как неизвестных коэффициентов всего два, получена аппроксимирующая функция:

$$B(H) = 0.703 \cdot H^{0.1}. \quad (4.6)$$

Поведение за пределами области определения напряженности магнитного поля является монотонным, что отражает реальный эффект насыщения стали, а построение на графике табличной кривой намагничивания и ее аппроксимирующей функции (4.6) не создает видимых между ними различий.

Ввиду простоты записи и большему соответствию физическому явлению в предлагаемом алгоритме использовано это уравнение кривой намагничивания.

В результате выполнения первого блока метода определяются максимально возможные токи, протекающие по обмоткам фаз статора при наличии короткозамкнутых витков в фазе А ротора асинхронного двигателя и являющиеся исходными данными для выполнения второго блока.

Систематизированные данные расчета максимальных токов в обмотках статора при наличии несимметрии сопротивлений цепи ротора для отрезков серии двигателей 4ФАЗ и ФАЗМ приведены в таблице 3.

Таблица 3 – результаты расчета максимальных токов фазы обмотки статора в несимметричном режиме

Тип двигателя	Номинальный ток фазы обмотки статора, А	Максимальный ток в фазе обмотки статора в несимметричном режиме, А	
		Обрыв фазы ротора	Межвитковое короткое замыкание 60% витков фазы ротора
ФАЗМ-800/6000-4 У2,5	443	2038	2525
ФАЗМ-800/10000-4 У2,5	266	1224	1516
4ФАЗ 800/6000С-4 УХЛ4	90,2	429	550
4ФАЗ 800/10000-4 УХЛ4	54,3	258	331

Второй блок метода представляет собой подбор элементной базы, применяемой для практической реализации предлагаемого устройства компенсации провала электромагнитного момента асинхронного двигателя при появлении в обмотке ротора электрической несимметрии.

Визуально блок-схему, представленную на рисунке 4.7, можно условно разделить на функциональные блоки элементов. Результат такого представления показан на рисунке 4.11.

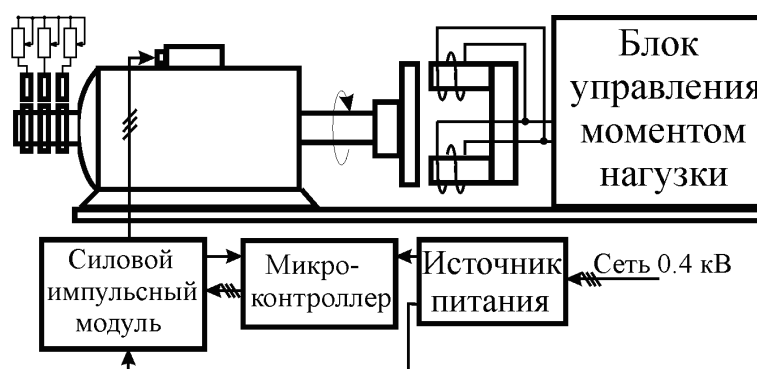


Рисунок 4.11 – Структурная схема блоков устройства питания асинхронного двигателя по функциональному назначению

Изображенный на рисунке 4.11 асинхронный двигатель, управляемый микроконтроллером посредством силового транзисторного модуля, вращает электромагнитную систему короткозамкнутых обмоток, находящихся под воздействием магнитного поля, неподвижного относительно статора двигателя, что имитирует нагрузку на валу двигателя. Развиваемый

двигателем механический момент фиксируется визуально по шкале. На микроконтроллер поступают данные о режимах работы двигателя (фазные токи, напряжения), и в соответствии с полученными данными микроконтроллером вырабатываются импульсы заданной длительности, создающие по алгоритму ШИМ трехфазный ток такой амплитуды, который обеспечит оптимальный режим работы асинхронного двигателя в имеющемся несимметричном режиме.

При создании модели системы автоматического управления предполагается использовать следующие основные элементы, приведенные в таблице 4.

Таблица 4 - Элементная база устройства питания асинхронного двигателя

Элемент	Тип элемента
Электродвигатель асинхронный с фазным ротором мощностью 800 кВт	ФАЗМ-800/6000-4У2,5
Силовой транзистор	IRG4BC30UD
Микроконтроллер	PIC16F72
Трехфазный драйвер	IR2130
Транзисторы силового модуля	BC107, BC177
Стабилизатор	78L05, 78L12
Резистор	C2-33H 0.125
Выпрямительный мост	KBPC1008

Для реализации третьего блока на основе программного пакета MatLab Simulink реализовано моделирование системы «устройство-асинхронный двигатель» при несимметрии электрических сопротивлений в цепи ротора.

На данном этапе главной задачей является подбор корректных коэффициентов усиления соответствующих функциональных блоков. Подбор выполняется итерационным методом, с отладкой модели на каждом шаге.

Устройство представляет собой симметричный трёхфазный источник синусоидального тока с управлением амплитуды тока по режиму на механической характеристике: в режиме пуска источник должен обеспечить

двигателю 3-х – 5-кратный номинальный ток, при переходе в рабочий режим с номинальным скольжением ток не должен превышать своего номинального значения.

Блоки 17-19 «преобразователи уровней» должны адаптировать фазное напряжение сети к напряжению управляющего устройства, не превышающему, как правило, 5В, потому напряжение делится на некоторый коэффициент k .

Блоки 14-16 «пик-детекторы» фиксируют максимальное значение входного сигнала.

Блок 13 представляет собой сумматор максимальных за период значений фазных напряжений. Использование всех трёх фаз для формирования напряжения обратной связи вызвано необходимостью сохранять работоспособность двигателя в случае значительной несимметрии напряжений.

Блок 12 «блок нелинейных преобразований» должен задавать уровень токов фаз двигателя таким образом, чтобы при максимальном уровне входного сигнала, соответствующем полному фазному напряжению, ток составлял номинальное значение, а при скольжениях больше критического, когда напряжение мало, пусковой ток задавался большими величинами, порядка 3-х крат номинального значения. Таким образом, в простейшем случае,

$$f_{БПН}((U_{\max A} + U_{\max B} + U_{\max C}) / 3) = \min(I_{\max}, 3 \cdot k / (U_{\max A} + U_{\max B} + U_{\max C}))$$

Эта функция для учёта особенностей механических характеристик нагрузки двигателя может быть уточнена.

Блок 12 формирует сигнал, пропорциональный необходимым для соответствующего режима, амплитудам токов фаз двигателя.

Задающий генератор напряжения 10 формирует синусоидальный сигнал условно единичной амплитуды, по которому будут формироваться

мгновенные значения токов фаз путём перемножения в блоках «аналоговый умножитель напряжения» 7,8,9.

Трансформаторы тока 1, 2, 3 формируют сигналы, пропорциональные токам фаз, необходимые для установления обратной связи блоками 4, 5, 6. При несоответствии реальных токов фаз разность между сигналами, снимаемыми с трансформаторов тока, и сигналами датчика, т.е. сигналами с аналоговых умножителей напряжения (7, 8, 9) подаётся на блоки мостовых инверторов 21, 22, 23 для нивелирования различия между токами требуемыми и реальными.

Частный случай структурной схемы моделируемой системы после выполнения третьего блока методики представлен на рисунке 4.12. Зависимости токов статора и ротора, угловой вращения ротора и электромагнитного момента в функции времени, полученные при моделировании, показаны на рисунках 4.13 - 4.15.

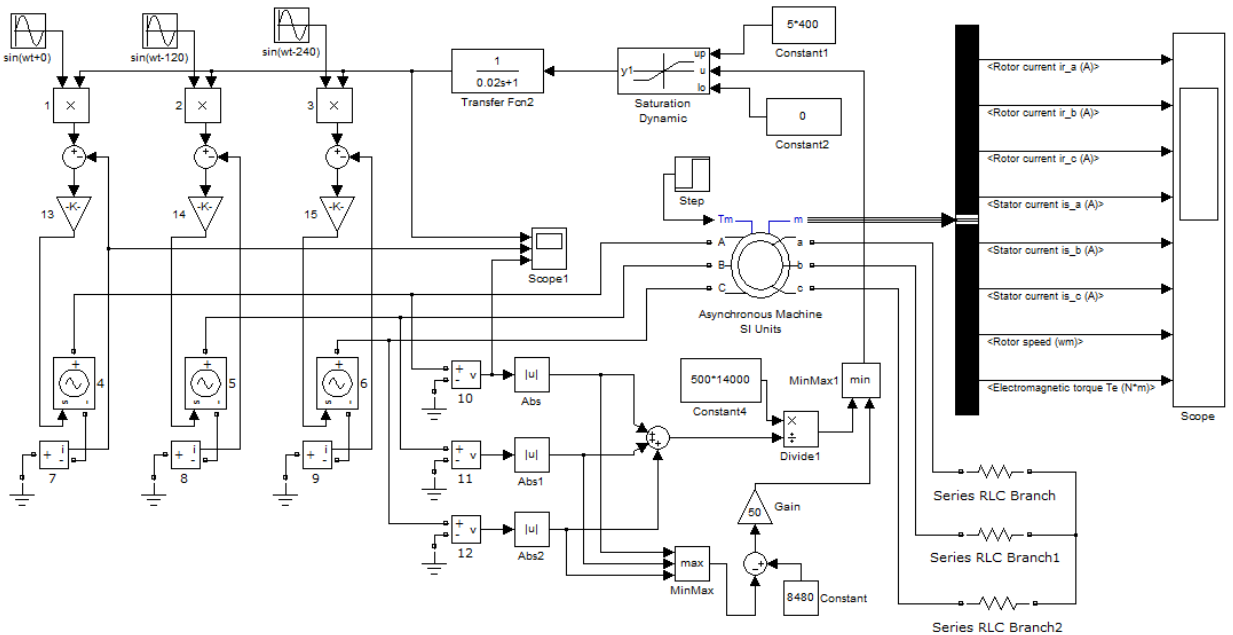


Рисунок 4.12 – Моделирование системы «устройство-несимметричный асинхронный двигатель» в Simulink

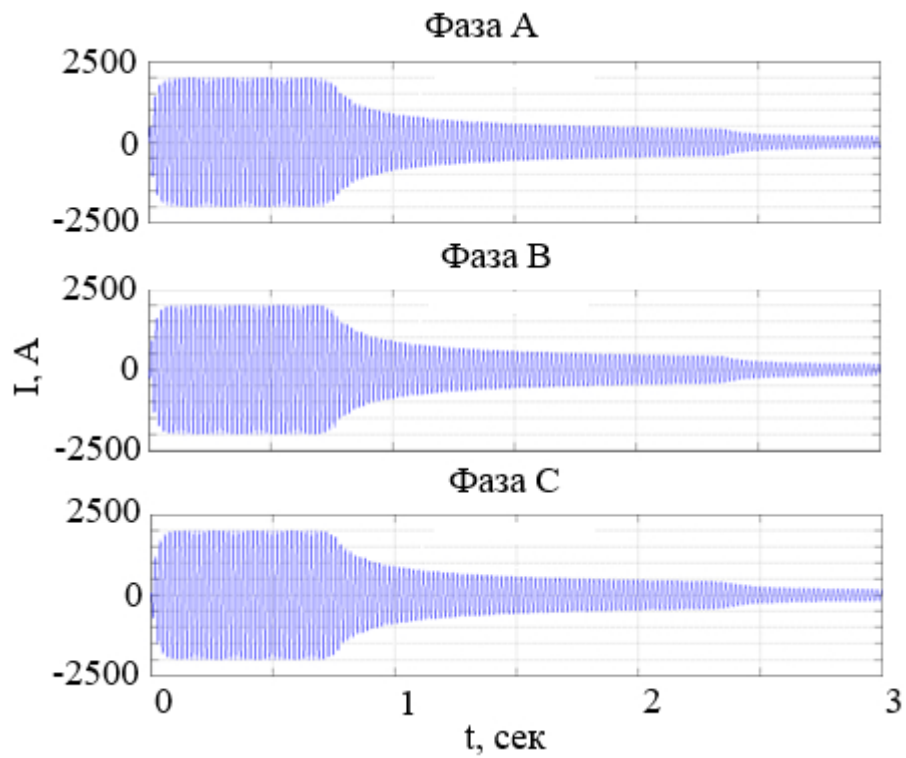


Рисунок 4.13 – Токи фаз статора при несимметрии ротора и принудительном задании токов статора в функции времени.

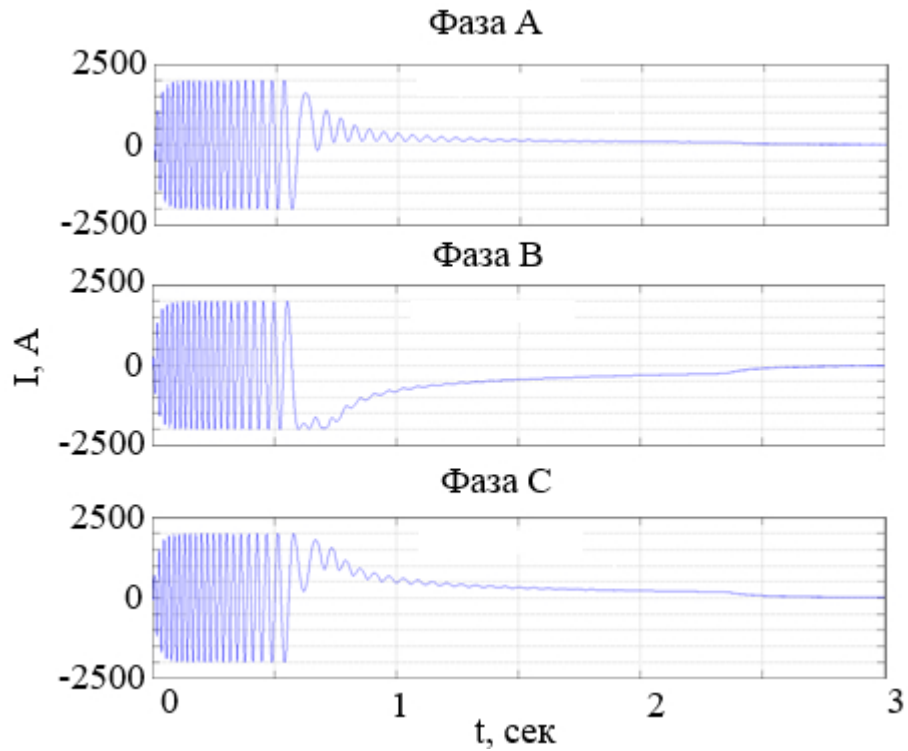


Рисунок 4.14 – Токи фаз ротора при несимметрии ротора и принудительном задании токов статора в функции времени.

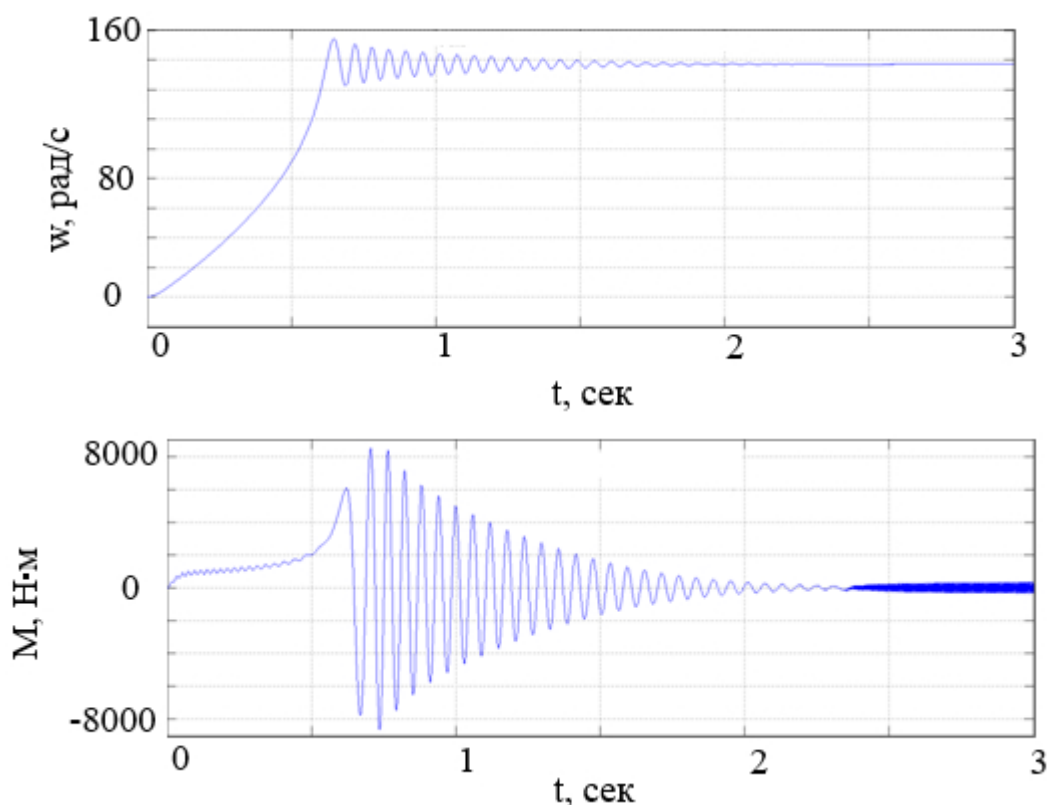


Рисунок 4.15 – Угловая частота вращения ротора и электромагнитный момент при несимметрии ротора и принудительном задании токов статора в функции времени.

По полученным осциллограммам характеристик асинхронного двигателя можно сделать вывод об эффективном решении устройством задачи устранения провала электромагнитного момента при наличии электрической несимметрии обмотки ротора, что предоставляет возможность довести технологическую операции до завершения без необходимости немедленного отключения двигателя.

Выводы по главе 4

1. Из рассмотренных в главе 1 методов, пригодных для подавления паразитной составляющей в токах обмотки статора, наведенной от действия поля обратной последовательности ротора, сформулировав из достоинства и недостатки, выбран метод принудительного задания токов обмотки статора (питания двигателя от источника тока).

2. В результате выполненного патентного поиска определены подходящие аналоги устройства питания асинхронного двигателя от источника тока. Определив слабые известного оборудования, разработана принципиальная схема устройства, обладающего функционалом устранения провала в механической характеристике при появлении электрической несимметрии в цепи ротора.

3. Для практической реализации метода компенсации провала момента асинхронного двигателя разработан алгоритм синтеза системы «устройство-двигатель», реализуемый четырьмя основными блоками. Представлен пример реализации приведенного алгоритма для компенсации провала электромагнитного момента асинхронного двигателя с фазным ротором типа ФАЗМ-800/6000-4 У2,5, вызванного межвитковым коротким замыканием в фазе А ротора. Исходя из полученных результатов, доказана состоятельность предлагаемого метода и реализующего его устройства.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Поставленные в диссертационной работе задачи решены в полном объеме и получены следующие результаты:

1. Выполнены классификация основных типов несимметричных режимов асинхронных двигателей и анализ причин их возникновения. Вычленены группы несимметричных режимов, наиболее часто имеющих место в высоковольтных асинхронных двигателях цементной промышленности. Отмечено, что вследствие перекоса фазных токов, как и их несинусоидальности, порождается магнитный поток, вращающийся в обратном по отношению к основному потоку направлении, что приводит, в конечном счете, к перегреву двигателя, вибрации и повышенному износу узлов электрической машины, а также к возникновению паразитного момента, вызывающего провал в механической характеристике двигателя.

2. Выполнена систематизация основных методов расчета несимметричных режимов работы асинхронных двигателей: аналитических и численных. Анализ показал, что наиболее широко применяемые аналитические методы сводятся к применению метода наложения, что делает невозможным учет нелинейных свойств стали магнитопровода. Применение же численных методов позволяет обойти эти недостатки. Отмечено, что при решении различных задач целесообразно использовать комбинации аналитических и численных методов.

3. Предложена модификация математической модели для расчета несимметричных режимов работы асинхронного двигателя, отличающаяся возможностью относительно простого и точного учета нелинейных свойств стали магнитопровода. Автором разработаны методика расчета несимметричных режимов асинхронных двигателей и реализующая ее компьютерная программа, успешно внедренные в электромагнитных и тепловых расчетах НПО «ЭЛСИБ» ПАО, в частности для оценки момента на валу и токов и их пульсаций при аварийных режимах, а также для выработки

рекомендаций для возможности продолжения эксплуатации двигателей до вывода в ремонт.

4. С помощью разработанных автором инструментальных средств оценено влияние эффекта Гёргеса, связанного с появлением в обмотке статора токов обратной последовательности вследствие обрыва фазы обмотки ротора, на провал кривой электромагнитного момента. Установлено влияние уровня электрической несимметрии ротора на провал электромагнитного момента. Показан принцип определения допустимого числа короткозамкнутых витков фазы для сохранения вращения электродвигателя. Выявлено, что данные величины следует определять индивидуально, так как они в значительной степени зависят от типа нагрузки.

5. Автором предложено несколько методов, пригодных для устранения негативного влияния несимметрии сопротивлений фаз обмоток электродвигателя на эксплуатационные характеристики машины.

Один из этих методов – принудительное задание токов статора с использованием источника тока - использован в предложенном устройстве, позволяющем устранять провал в механической характеристике. Принцип его действия основан на поддержании постоянства действующих значений фазных токов обмотки статора и подавлении возникающих в обмотке статора токов, обусловленных наличием системы напряжений обратной последовательности в обмотке ротора вследствие несимметрии сопротивлений. Проведена верификация результатов компенсации с использованием разработанного устройства на основе моделирования системы устройство-несимметричный высоковольтный асинхронный двигатель в программном пакете MatLab Simulink. Подтверждена эффективность устройства применительно к поставленной задаче.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Коварский Е.М., Янко Ю.И.** Испытание электрических машин // М.: Энергоатомиздат, 1990. 320с.: ил.
2. **Гольдберг О.Д.** Испытания электрических машин // Учебн. для вузов по спец. "Электромеханика". М.: Высшая школа, 1990. - 225с.: ил.
3. **Пиотровский Л.М., Васютинский С.Б., Несговорова Е.Д.** Испытание электрических машин // М. Л.: Госэнергоиздат, 1960 – 372с.: ил.
4. **Жерве Г.К.** Промышленные испытания электрических машин // М. -Л.: Госэнергоиздат, 1959. 504с.: ил.
5. **Жерве Г.К.** Промышленные испытания электрических машин // М. -Л.: Энергоатомиздат, 1984. -408с.: ил.
6. **Котеленец Н.Ф., Кузнецов НЛ.** Испытания и надежность электрических машин // Учебн. пособие для вузов по спец. "Электромеханика". - М.: Высшая школа, 1988. – 232с.: ил.
7. **Кручинская К.М.** Влияние обрыва стержней клетки ротора на рабочие характеристики асинхронных двигателей // Электротехническая промышленность, сер. Электрические машины. 1967. - Вып. 283. - с. 13 – 18.
8. **Кручинская К.М.** Исследование несимметрии токовой цепи ротора короткозамкнутого асинхронного двигателя // Электротехническая промышленность, сер. Электрические машины. 1965. - Вып. 254. -с. 3-8.
9. **Кручинская К.М.** Анализ общего случая обрыва любого числа стержней короткозамкнутого ротора асинхронного двигателя с любым числом полюсов // Электротехническая промышленность, сер. Электрические машины. -1968.-Вып. 304. - с.8-9.
10. **Кручинская К.М.** Влияние обрыва стержней клетки ротора на рабочие характеристики асинхронных двигателей // Электротехническая промышленность, сер. Электрические машины. 1967.- Вып. 283. - с.13-18.

11. **Волохов С.А.**, Добродеев П.Н., Кильдишев А.В. Диагностирование обрыва стержня клетки ротора асинхронного электродвигателя // Электротехника. 1998. - № 2. - с. 13-15.
12. **Высоцкая В.М.**, Елгазин В.И., Могилевская Т.Ю. О причинах обрыва стержней короткозамкнутых роторов // Изв. Вузов Электромеханика. 1961. -№ 1. - с. 143.
13. **Адаменко А.И.** Методы исследования несимметричных асинхронных машин. - Киев: Наук. Думка, 1969. - 356 с.
14. **Трещев И.И.** Несимметричные режимы судовых машин переменного тока // Л.: Судостроение, 1965 - 248с.
15. **Сорокер Т.Г.**, Кручинская К.М. Методика теоретического исследования общего случая несимметрии короткозамкнутого ротора // Сб. трудов ВЗПИ. М., 1970. - Вып. 66. - с. 21 - 32.
16. **Жакевичюс С.-Г.И.** Исследование асинхронного электродвигателя с асимметрией в беличьей клетке ротора //Автореферат дисс. канд. техн. наук. -Каунас, 1969.-26с.
17. **Адаменко А.И.** Несимметричные асинхронные машины // Киев: Изд-во АН УССР 1962.-212с.
18. **Богуславский И.З.** Токи в несимметричной короткозамкнутой клетке ротора//Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт. 1982.-№1. - с. 71-76.
19. **Богуславский И.З.** МДС ротора асинхронного двигателя с несимметричной клеткой ротора //Изв. РАН. Энергетика и транспорт. 1992. - № 1. - с. 117- 127.
20. **Богуславский И.З.** Особенности полей асинхронного двигателя с несимметричной клеткой при несинусоидальном питании //Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт. 1990. - № 2. - с. 77 - 87.
21. **Богуславский И.З.** Метод расчета токов в цепной схеме с повреждающими элементами // Электричество. 1984. - № 4. - с. 54 - 57.

22. **Пантелеев А.М.** Токи и моменты асинхронного двигателя при несимметрии в обмотке ротора // Автореферат дисс. канд. техн. наук. Ереван, 1987.-20с.
23. **Пантелеев А.М.** Токи и моменты асинхронного двигателя при несимметрии в обмотке ротора: Автореф. дисс. канд. техн. наук. -Ереван, 1987.-20с.
24. **Никиян Н.Г.,** Митрофанов С.В. Методы расчета токов и потерь асинхронной машины с несимметричной клеткой ротора // Монография. Оренбург: ОГУ, 1999.-49 с.
25. **Никиян Н.Г.,** Йондем М.Е., Бояджян С.С. Расчет токов в беличьей клетке ротора при дефектах у нескольких стержней // Электричество. 1991. № 5. - с. 66 - 68.
26. Справочник по ремонту крупных электродвигателей // Под ред. Р.И. Соколова-М.: Энергоатомиздат, 1985. -272с.,ил.
27. **Williamson S.** and Smith A.C. Steady State analysis of 3-phase cage motors with rotor-bar and-ring faults // IEE PROC. Vol. 129, pt. B, № 33 May 1982, page 93-100.
28. **Williamson S.** and Smith A.C. The analysis of induction motors with general rotor cage asymmetry // PROC. Int. Confer, of electrical machines. Budapest, 1982.
29. **Адаменко А.И.** Методы исследования несимметричных асинхронных машин. – Киев: Наук. Думка, 1969. – 356 с.
30. **Адаменко А.И.** Однофазные конденсаторные двигатели. – Киев: Изд-во АН УССР, 1960. – 247 с.
31. **Никиян Н.Г.** Многофазная реальная асинхронная машина: математическое моделирование, методы и средства диагностики: Монография. Оренбург: ГОУ ВПО ОГУ, 2003. - 334 с.
32. **Никиян Н.Г.** Методы определения и средства контроля характеристик асинхронных двигателей малой мощности в серийном производстве //

- Автореферат диссертации на соискание ученой степени доктора технических наук. Санкт-Петербург, 1992. -39с.
33. **Бессонов Л.А.** Теоретические основы электротехники: Электрические цепи. - М.: Высшая школа, 1996. - 624с.
 34. **Нейман Л.Р., Демирчян К.С.** Теоретические основы электротехники // Учебник для втузов в 2-х томах. Том 2 3-е изд., перераб. и доп. - Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. Отд-ние, 1981. – 416с.: ил.
 35. **Нейман Л.Р., Демирчян К.С.** Теоретические основы электротехники // Учебник для втузов в 2-х томах. Том 1 3-е изд., перераб. и доп. - Л.: Энерго-атомиздат. Ленингр. Отд-ние, 1981. – 536с.: ил.
 36. Теоретические основы электротехники // Т.1. Основы теории линейных цепей. Под ред. Ионкина П.А. Учебник для электротехн. вузов. Изд. 2-е, переработ, и доп. М.: Высшая школа, 1976. 544с.: ил.
 37. **Толстов Ю.Г.** Теория линейных электрических цепей // Учебн. Пособие для втузов. 2-е изд., перераб. и доп. - М.: Высшая школа, 1978. – 279с.: ил.
 38. **Зевеке Г.В., Ионкин П.А., Нетушил А.В., Страхов С.В.** Основы теории цепей // Учебник для втузов. 5-е изд., перераб., - М.: Энергоатомиздат, 1989. -528с.: ил.
 39. **Шебес М.Р., Каблукова М.В.** Задачник по теории линейных электрических цепей // Учебн. пособие для электротехнич., радиотехнич. спец. вузов. -4-е изд., перераб. и доп. -М.: Высшая школа., 1990. 544с.: ил.
 40. **Лайон В.** Анализ переходных процессов в электрических машинах переменного тока. – М.: – Л.: Госэнергоиздат, 1958. – 400 с.
 41. **Ковач К.П.** Переходные процессы в машинах переменного тока / К.П. Ковач, И. Рац. М. – Л.: Госэнергоиздат, 1963. - 744с.
 42. **Гольдберг О.Д.** Переходные процессы в электрических машинах и аппаратах и вопросы их проектирования: Учеб. Пособие для вузов / О.Д. Гольдберг, О.Б. Буль, И.С. Свириденко, С. П. Хелемская; Под ред. О.Д. Гольдберга. – М.: Высш. шк.,2001. -512с.

43. **Тонн Д.А.** Анализ аналитических методов, применяемых для расчета несимметричных асинхронных машин// Электротехнические комплексы и системы управления. - 2006. - №1. – с.74-76.
44. **Храмов Ю. А.** Доливо-Добровольский Михаил Иосифович // Физики: Биографический справочник / Под ред. А. И. Ахиезера. – Изд. 2-е, испр. и дополн. – М.: Наука, 1983. – С. 106. – 400 с.
45. **Вольдек А.И.** Электрические машины: Учебник для студентов высш. техн. учебн. заведений. -3-е изд., перераб. - Л.: Энергия, 1978. -232с.
46. **Костенко М.П.** Электрические машины Ч.2. Машины переменного тока / М.П. Костенко, Л.М. Пиотровский. – Л.: Энергия, 1973. -648с.
47. **Иванов-Смоленский А.В.** Электрические машины. В 2-х т. Том 1: Учебник для вузов. 2-е изд., перераб. и доп. - М.: Издательство МЭИ, 2004. - 652с.
48. **Сипайлов Г.А.** Электрические машины: Спец. курс. -М.: Высшая школа, 1987.- 287с.
49. **Уайт Д.С.** Электромеханическое преобразование энергии: Пер. с англ. Д.С. Уайт, Г.Х. Вудсон. М. - Д.: Энергия,1964. - 528с.
50. Электротехника: Асинхронный двигатель [Электронный ресурс] / Под ред. Коголь И.М. - Учебно-методический комплекс. – М.: Справочно-информационный интернет-портал «Экспонента.Ру», 2012. – Режим доступа: <http://model.exponenta.ru/electro/0080.htm> / свободный. - Загл. с экрана.
51. **Токарев Б.Ф.** Электрические машины //Учебн. пособие для вузов.-М.: Энергоатомиздат, 1990. 624с.: ил.
52. **Бойко Е.П.,** Гаинцев Ю.В., Ковалев Ю.М. и др. Асинхронные машины общего назначения // Под ред. Петрова В.М., Кравчика А.Е. М.: Энергия, 1980. – 488с., ил.
53. **Сипайлов Г.А.,** Кононенко Е.В., Хорьков К.А. Электрические машины: Спец. курс // 2-е изд. перераб. и доп. М.: Высшая школа, -1987. - 286с.: ил.

54. **Данилевич Я.Б.**, Домбровский В.В, Казовский Е.Я. Параметры электрических машин переменного тока//М. - Л: Наука, 1965. - 339с.
55. **Лазарев Ю.** Моделирование процессов и систем в MATLAB. Учебный курс. - СПб.: Питер; Киев: Издательская группа BHV, 2005. -512с.
56. **Герман-Галкин С. Г.** Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0: Учебное пособие – СПб.: Корона принт, 2001. - 320с.
57. **Поршнеv С.В.** MATLAB 7. Основы работы и программирования. – БИНОМ/Лаборатория знаний, 2010. -320с.
58. **Соркин М.** Асинхронные электродвигатели 0.4кВ. Аварийные режимы работы // Новости электротехники. -2005. - №2 (32).
59. **Мусин А.М.** Аварийные режимы асинхронных электродвигателей и способы их защиты. – М.: Колос, 1979. -112с.
60. **Копылов И.П.**, Математическое моделирование асинхронных машин / И.П. Копылов, Ф.А. Мамедов, В.Я. Беспалов. -М.: Энергия, 1969. -327с.
61. **Грузов Л.Н.** Методы математического исследования электрических машин. – М.: Л.: Госэнергоиздат, 1953. – 264 с.
62. **Ефименко Е.И.** Аналитический метод исследования переходных и установившихся режимов машин переменного тока. // Изд-во АН СССР Энергетика и транспорт. – 1988. – № 2. – с. 16–25.
63. **Иванов-Смоленский А.В.**, Абрамкин Ю.В., Власов А.И., Кузнецов В.А. Универсальный метод расчета электромагнитных процессов в электрических машинах // Под ред. Иванова-Смоленского А.В. М.: Энергоатомиздат, 1986-216с.:ил.
64. **Шуйский В.П.** Расчет электрических машин // Энергия, 1968, 732с.,ил.
65. **Самохин А.Б.**, Самохина А.С. Численные методы и программирование на Фортране для персонального компьютера // М.: Радио и связь, 1996. 224с., ил.
66. **Пискунов Н.С.** Дифференциальное и интегральное исчисления // Том 2, М., 1978, 576с.: ил.

67. **Копылов И.П.** Применение вычислительных машин в инженерно-экономических расчетах // М.: Высшая школа, 1980. - 256с.
68. **Мордвинов Ю.В.,** Ельчинова Н.М., Котова В.М. К учету насыщения от полей рассеяния при коротком замыкании асинхронных двигателей // Труды ВНИИЭМ. 1976. - т. 45. - с.62 - 78.
69. **Хрущев В.В.** Электрические машины систем автоматики. – Л.: Энергия, 1985. – 363 с.
70. **Лавренов Е.О.** Имитационная модель асинхронной машины с учетом электрической несимметрии и насыщения магнитной цепи // Электро. Электротехника. Электроэнергетика. Электротехническая промышленность. - 2015. - № 3. - С. 25-30
71. **Лавренов Е.О.** Способы учета насыщения магнитопровода в имитационном моделировании асинхронного двигателя с использованием численных методов // Сборник научных трудов НГТУ. – 2014. – № 2. – с. 58-63.
72. **Геллер Б.,** Гамата В. Высшие гармоники в асинхронных машинах // М.: Энергия, 1981. -352 с.
73. **Линник Ю.В.** Метод наименьших квадратов и основы математико-статистической теории обработки наблюдений / - 2-е изд., испр. и доп. - М.: Физматгиз, 1962. – 349 с.
74. **Виноградов А.Б.** Векторное управление электроприводами переменного тока / ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина».– Иваново, 2008. – 298 с.
75. **Копылов И.П.,** Горянов Ф.А. и др. Проектирование электрических машин // Учебн. пособие для втузов, под. ред. Копылова И.П., М.: Энергия, 1980. - 496 с., ил.
76. **Копылов И.П.** Проектирование электрических машин / Под ред. И. П. Копылова. – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 2005. – 767с.
77. **Гольдберг О.Д.** Проектирование электрических машин: Учебник / О.Д. Гольдберг, И.С. Свириденко. – М.: Высшая школа, 2006. – 430с.

78. Проектирование электрических машин / Под ред. И. П. Копылова. – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 2005. – 767с.
79. Асинхронные двигатели серии 4А: Справочник / А.Э. Кравчик, М.М. Шлаф, В.И. Афонин, Е.А. Соболенская. – М.: Энергоиздат, 1982. -504с.
80. **Кацман, М. М.** Расчет и конструирование электрических машин: Учебное пособие для техникумов. - М.: Энергоатомиздат, 1984. - 358с.
81. Проектирование электрических машин // Под ред. Сергеева П.С. М.: Энергия, 1968.
82. **Гурин Я.С.**, Кузнецов Б.И. Проектирование серий электрических машин переменного тока ПЛ.: Энергия, 1974. 504с.: ил.
83. **Гольдберг О.Д.**, **Гурин Я.С.**, Свириденко И.С. Проектирование электрических машин // М.: Высшая школа, 1984. 431с.: ил.
84. Методика электромагнитного расчета трехфазных короткозамкнутых асинхронных двигателей // РТМ ОАБ 689.501 ВНИИЭМ, 1977.
85. **Демирчян К.С.**, Богуславский И.З. Расчет токов и потерь в роторе короткозамкнутого асинхронного двигателя с помощью обобщенной характеристики МДС ротора // Электричество. 1980. - № 5. - с. 58 - 60.
86. **Демирчян К.С.**, Богуславский И.З. Методы аналитического исследования токов в короткозамкнутых обмотках ротора машин переменного тока // Изв. РАН Энергетика. -1992, № 4.
87. **Лопухина Е.М.**, Сомихина Г.С. Расчет асинхронных микродвигателей однофазного и трехфазного тока // М.: Госэнергоиздат, 1961.-241с.
88. **Коломейцев С.Ф.**, Цыбулевский Ф.И. Добавочные токи и добавочные моменты в симметричных короткозамкнутых асинхронных двигателях при учете токов растекания по пакету ротора // Изв. Высш. уч. заведений, сер. Электромеханика, 1985, № 5, с. 113-115.
89. **Писаревский Э.А.** Электрические измерения и приборы // М., Энергия, 1970.-432с.: ил.
90. **Усманходжаев Н.М.** Методы регулирования скорости однофазных конденсаторных асинхронных двигателей. – М.: Энергия, 1980. – 120 с.

91. **Peter Tavner, Li Ran, Jim Penman, Howard Sedding.** Condition monitoring of rotating electrical machines. // The institution of Engineering and Technology, London, UK©2008, p.306.
92. **W.Thomson, R.Gilmore.** Motor current signature analysis to detect faults in induction motor drives – fundamentals, data interpretation and industrial case histories. // Proceedings of the thirty-second turbomachinery symposium, 2003, pp.145-156.

ПРИЛОЖЕНИЕ А Документы на зарегистрированные объекты
интеллектуальной собственности

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2647882

**УСТРОЙСТВО ПИТАНИЯ АСИНХРОННОГО
ДВИГАТЕЛЯ**

Патентообладатель: **ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ
БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ "НОВОСИБИРСКИЙ
ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ"
(RU)**

Автор: **Лавренов Евгений Олегович (RU)**

Заявка № **2016106441**
Приоритет изобретения **24 февраля 2016 г.**
Дата государственной регистрации в
Государственном реестре изобретений
Российской Федерации **21 марта 2018 г.**
Срок действия исключительного права
на изобретение истекает **24 февраля 2036 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

 **Г.П. Ивлиев**



ПРИЛОЖЕНИЕ Б Акты внедрения научных результатов диссертационного исследования

УТВЕРЖДАЮ

Генеральный директор

ЗАО «ЭРАСИБ»

 В.А. Клан

« 25 » 02 2020 г.



АКТ

о внедрении материалов диссертационной работы Лавренова Евгения Олеговича «Методы и устройство поддержания непрерывности производственного цикла при появлении электрической несимметрии в обмотках крупных асинхронных двигателей»


ЗАО «ЭРАСИБ» занимается решением инженерно-технических задач по разработке и внедрению регулируемых электроприводов на производственных предприятиях. Основа продукции — интеллектуальные изделия силовой электроники, адаптированные под конкретные условия эксплуатации: преобразователи частоты, преобразователи постоянного тока, устройства плавного пуска, станции частотного управления.

Результаты диссертационной работы Лавренова Е. О. представляют интерес для ЗАО «ЭРАСИБ». В частности:

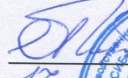
1. Рассматриваемая проблематика работы асинхронных электродвигателей при появлении электрической несимметрии представляет особенный интерес при питании электродвигателей от преобразователя частоты. Решения, описанные в работе, актуальны для электроприводов механизмов непрерывного действия, например электроприводов печей обжига клинкера.

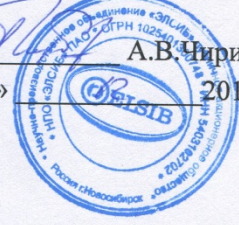
2. Принцип работы устройства питания асинхронного электродвигателя, обеспечивающего компенсацию провала электромагнитного момента, описанного в диссертационном исследовании Лавренова Е.О., может найти практическое применение в разработке новых технических решений, что расширит функционал выпускаемых преобразователей и наделит их конкурентными преимуществами.

Начальник группы
разработчиков

 В.В. Вдовин

УТВЕРЖДАЮ
Технический директор
НПО «ЭЛСИБ» ПАО


А.В. Чириков
« 17 » 2019 г.



АКТ

о внедрении материалов диссертационной работы Лавренова Евгения Олеговича на тему «Методы и устройство поддержания непрерывности производственного цикла при появлении электрической несимметрии в обмотках крупных асинхронных двигателей»

НПО «ЭЛСИБ» ПАО занимается разработкой и изготовлением крупных высоковольтных электрических машин для различных отраслей промышленности. На НПО «ЭЛСИБ» ПАО используется полный цикл изготовления электрических машин – электромагнитные и тепловые расчеты, разработка конструкторско-технологической документации, полное изготовление и испытание машин как серийных, так и под отдельные требования Заказчика. При проработке отдельных требований Заказчиков на новые электродвигатели, а также в процессе технической поддержки двигателей, находящихся в эксплуатации, НПО «ЭЛСИБ» ПАО приходится сталкиваться с различными условиями эксплуатации, для оценки которых не достаточно освоенных методик, а требуется уточнение и разработка новых фрагментов расчета.

Полученные в работе результаты исследований имеют теоретическую и практическую ценность для разработки и оценки работы асинхронных двигателей в управляемых электромеханических системах.

Настоящим актом подтверждаем, что результаты исследований, содержащиеся в кандидатской диссертации Лавренова Е.О., используются в электромагнитных и тепловых расчетах НПО «ЭЛСИБ» ПАО, в частности для оценки момента на валу и тока и их пульсаций при аварийных режимах, а также для выработки рекомендаций (условий) для возможности продолжения эксплуатации двигателей до вывода в ремонт.

Предложенная автором программа для расчета электромагнитных характеристик асинхронного двигателя, обладающая функционалом учета насыщения магнитной цепи, использована для оценки величин составляющих тока, наводимых в двух соседних фазах обмотки статора при наличии электрической несимметрии в третьей фазе. Расчеты использовались для двигателей из номенклатуры предприятия серий АДО, 2АДО, ВА02Э, ВА0КЭ. Результаты электромагнитных расчетов, выполненных НПО «ЭЛСИБ» ПАО, подтверждены экспериментальными данными эксплуатации.

Начальник управления –
гл. конструктор по асинхронным
электрическим машинам



Р.В. Честюнин