

Федеральное агентство железнодорожного транспорта

**Федеральное государственное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Ростовский государственный университет путей сообщения»
ФГБОУ ВПО РГУПС**

На правах рукописи

ПУСТОВЕТОВ МИХАИЛ ЮРЬЕВИЧ



**РАЗВИТИЕ НАУЧНОЙ БАЗЫ ПО ПРОЕКТИРОВАНИЮ И АНАЛИЗУ
ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ
ЭЛЕКТРОВОЗОВ**

05.09.03 – «Электротехнические комплексы и системы»

ДИССЕРТАЦИЯ
на соискание ученой степени
доктора технических наук

Научный консультант –
доктор техн. наук, профессор Гюев З.Г.

Ростов-на-Дону - 2015

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	9
1. СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ ВСПОМОГАТЕЛЬНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА НА ОСНОВЕ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ, ИСПОЛЬЗУЕМОГО НА ЭЛЕКТРОВОЗАХ И В СТАЦИОНАРНОЙ ЭНЕРГЕТИКЕ ЖЕЛЕЗНЫХ ДОРОГ РОССИИ	20
1.1. АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР СХЕМНЫХ РЕШЕНИЙ ОТЕЧЕСТВЕННОГО ВСПОМОГАТЕЛЬНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА НА ОСНОВЕ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ, ИСПОЛЬЗУЕМОГО НА ЭЛЕКТРОВОЗАХ	20
1.1.1. ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД С ПИТАНИЕМ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ОТ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО ФАЗОРАСЩЕПИТЕЛЯ	20
1.1.2. ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД С ПИТАНИЕМ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ПО КОНДЕНСАТОРНОЙ СХЕМЕ В СОЧЕТАНИИ С ТИРИСТОРНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ ЧАСТОТЫ И ЧИСЛА ФАЗ	25
1.1.3. ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД С ПИТАНИЕМ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ОТ ТРЁХФАЗНОГО АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ	48
1.2. ПРОБЛЕМЫ РАЗРАБОТКИ МАТЕМАТИЧЕСКИХ И КОМПЬЮТЕРНЫХ МОДЕЛЕЙ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ЭЛЕКТРОПОДВИЖНОГО СОСТАВА И СТАЦИОНАРНОЙ ЭНЕРГЕТИКИ	57
1.2.1. ОБЗОР ПОДХОДОВ К СОСТАВЛЕНИЮ МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ	58
1.2.2. ОБЗОР ПОДХОДОВ К СОСТАВЛЕНИЮ МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ТРЁХФАЗНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ	77
1.3. ПРОБЛЕМЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА	81

ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 1	98
ЦЕЛЬ И ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ	99
2. СИНТЕЗ ИМИТАЦИОННЫХ МОДЕЛЕЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ	101
2.1. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ И КОМПЬЮТЕРНАЯ МОДЕЛИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ В ТРЁХФАЗНЫХ ЗАТОРМОЖЕННЫХ КООРДИНАТАХ	101
2.1.1. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ №1	101
2.1.2. КОМПЬЮТЕРНАЯ МОДЕЛЬ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ НА БАЗЕ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ №1	103
2.1.3. ЗАДАНИЕ ЗНАЧЕНИЯ r_{μ}	109
2.1.4. УЧЁТ НАСЫЩЕНИЯ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ ПО ПУТИ ОСНОВНОГО МАГНИТНОГО ПОТОКА НА БАЗЕ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ №1	111
2.1.5. КРИТИКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ №1	114
2.1.6. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ № 4	115
2.1.7. УЧЁТ НАСЫЩЕНИЯ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ ПО ПУТИ ОСНОВНОГО МАГНИТНОГО ПОТОКА НА БАЗЕ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ № 4	116
2.1.8. СРАВНИТЕЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ	118
2.1.9. ПРИБЛИЖЁННЫЙ РАСЧЁТ ПАРАМЕТРОВ Т-ОБРАЗНОЙ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ ТРЁХФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ПО КАТАЛОЖНЫМ ДАННЫМ	120
2.2. МОДЕЛИРОВАНИЕ НАГРУЗКИ НА ВАЛУ И РАСЧЁТ КПД ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАШИНЫ В СРЕДЕ <i>OrCAD</i> ИЛИ ДРУГИХ СИСТЕМ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ <i>PSpice</i>	133
2.2.1. СХЕМЫ ФОРМИРОВАНИЯ МОМЕНТА НАГРУЗКИ	135
2.2.2. СХЕМА ВЫЧИСЛЕНИЯ КПД	139
2.3. УНИВЕРСАЛЬНАЯ ДЛЯ СТАНДАРТНЫХ ГРУПП СОЕДИНЕНИЙ МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ТРЁХФАЗНОГО	141

ДВУХОБМОТОЧНОГО ТРАНСФОРМАТОРА С ЕДИНЫМ МАГНИТОПРОВОДОМ	
2.3.1. ВЫВОД УРАВНЕНИЙ ТРАНСФОРМАТОРА ИЗ УРАВНЕНИЙ ОБОБЩЁННОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАШИНЫ	141
2.3.2. НЕКОТОРЫЕ СВЕДЕНИЯ О ГРУППАХ СОЕДИНЕНИЙ ОБМОТОК	145
2.3.3. УРАВНЕНИЯ ТРЁХФАЗНОГО ТРАНСФОРМАТОРА ДЛЯ СЛУЧАЕВ, КОГДА НЕ ПРОИСХОДИТ ПЕРЕСТАНОВКА ФАЗ ВТОРИЧНОЙ ОБМОТКИ ОТНОСИТЕЛЬНО ПЕРВИЧНОЙ	147
2.3.4. УРАВНЕНИЯ ТРЁХФАЗНОГО ТРАНСФОРМАТОРА ДЛЯ СЛУЧАЕВ, КОГДА ПРОИСХОДИТ ПЕРЕСТАНОВКА ФАЗ ВТОРИЧНОЙ ОБМОТКИ ОТНОСИТЕЛЬНО ПЕРВИЧНОЙ	150
2.3.5. КОМПЬЮТЕРНАЯ МОДЕЛЬ ТРЁХФАЗНОГО ДВУХОБМОТОЧНОГО ТРАНСФОРМАТОРА	155
2.3.6. ТЕСТИРОВАНИЕ РАБОТОСПОСОБНОСТИ МОДЕЛИ ТРЁХСТЕРЖНЕВОГО ТРАНСФОРМАТОРА	160
2.4. СПОСОБ УЧЁТА НЕЛИНЕЙНОСТИ КРИВОЙ НАМАГНИЧИВАНИЯ ПРИ ПЕРЕМЕННОЙ ЧАСТОТЕ ПИТАЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ	163
2.5. РАСШИРЕНИЕ КОМПЬЮТЕРНОЙ МОДЕЛИ ТРЁХФАЗНОГО ДВУХОБМОТОЧНОГО ТРАНСФОРМАТОРА ДО ВОЗМОЖНОСТИ МОДЕЛИРОВАНИЯ СХЕМЫ «ЗИГЗАГ»	174
2.6. МОДЕЛИРОВАНИЕ ТРЁХФАЗНОГО ДВУХУРОВНЕВОГО АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ С ЖЁСТКОЙ КОММУТАЦИЕЙ	175
2.6.1. СПОСОБ ФОРМИРОВАНИЯ ПОТЕНЦИАЛОВ И НАПРЯЖЕНИЙ АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ	175
2.6.2. ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ	186
2.7. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОДНОФАЗНОГО ДВУХОБМОТОЧНОГО ТРАНСФОРМАТОРА	193
2.8. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОДНОФАЗНОГО МНОГООБМОТОЧНОГО ТРАНСФОРМАТОРА	196

2.9.	КОМПЬЮТЕРНАЯ МОДЕЛЬ ОДНОФАЗНОГО ТРАНСФОРМАТОРА С ДОПОЛНИТЕЛЬНЫМ ВЫВОДОМ (ОТПАЙКОЙ) В СРЕДНЕЙ ТОЧКЕ ВТОРИЧНОЙ ОБМОТКИ	199
2.10.	МАТЕМАТИЧЕСКАЯ И КОМПЬЮТЕРНАЯ МОДЕЛИ ДРОССЕЛЯ	203
	ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 2	209
3.	ИСПОЛЬЗОВАНИЕ РАЗРАБОТАННЫХ ИМИТАЦИОННЫХ МОДЕЛЕЙ УСТРОЙСТВ В КАЧЕСТВЕ ИНСТРУМЕНТОВ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ АНАЛИЗА И СИНТЕЗА ПРОЦЕССОВ В ЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ПРИВОДЕ. СИНТЕЗ ИМИТАЦИОННЫХ МОДЕЛЕЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ	211
3.1.	АНАЛИЗ ПОТЕРЬ ТЯГОВОГО ТРАНСФОРМАТОРА ЭЛЕКТРОВОЗА ПРИ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ РАБОТЕ ЧЕТЫРЁХКВАДРАНТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ	211
3.1.1.	СОСТОЯНИЕ ВОПРОСА	211
3.1.2.	СПОСОБ ОРГАНИЗАЦИИ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ РАБОТЫ 4QS	212
3.1.3.	МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ТЯГОВОГО ТРАНСФОРМАТОРА. СХЕМА ПОСТАНОВКИ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА	213
3.1.4.	АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ	219
3.2.	УСТРОЙСТВО ДЛЯ ПИТАНИЯ ТРЁХФАЗНЫХ И ОДНОФАЗНЫХ ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ ЭЛЕКТРОВОЗА ПОСТОЯННОГО ТОКА И СПОСОБЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭТИМ УСТРОЙСТВОМ	220
3.3.	КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ СОБСТВЕННЫХ НУЖД С ОДНОФАЗНЫМ ТРАНСФОРМАТОРОМ: РЕШЕНИЕ ПРЯМОЙ И ОБРАТНОЙ ЗАДАЧ	230
3.3.1.	РЕШЕНИЕ ПРЯМОЙ ЗАДАЧИ	234
3.3.2.	РЕШЕНИЕ ОБРАТНОЙ ЗАДАЧИ	234
3.4.	КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ СТАБИЛИЗАЦИИ ТОКА В ОБМОТКЕ ВОЗБУЖДЕНИЯ ТЯГОВОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ	236
3.5.	КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПУСКА ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ	

ЭЛЕКТРОВОЗА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ПРИ КОНДЕНСАТОРНОЙ СХЕМЕ ПИТАНИЯ	242
3.5.1. МОДЕЛИРОВАНИЕ ПУСКА МОТОР-КОМПРЕССОРА	242
3.5.2. МОДЕЛИРОВАНИЕ ОДНОВРЕМЕННОГО ПУСКА МОТОР- ВЕНТИЛЯТОРА И МОТОР-КОМПРЕССОРА	251
3.6. КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕПЛОВЫХ ПРОЦЕССОВ В АСИНХРОННОМ ВСПОМОГАТЕЛЬНОМ ДВИГАТЕЛЕ ЭЛЕКТРОВОЗА ПРИ НЕСИММЕТРИИ ПИТАЮЩИХ НАПРЯЖЕНИЙ И ДЕФЕКТАХ БЕЛИЧЬЕЙ КЛЕТКИ	256
3.6.1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ РАЗРАБОТКИ ТЕПЛОВОЙ МОДЕЛИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ	256
3.6.2. ХАРАКТЕРНЫЕ ОСОБЕННОСТИ РАЗРАБОТАННОЙ ТЕПЛОВОЙ МОДЕЛИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ	261
3.6.3. УСТАНОВЛЕНИЕ АДЕКВАТНОСТИ ТЕПЛОВОЙ МОДЕЛИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ	270
3.6.4. ВЫЯВЛЕНИЕ ОПАСНЫХ В ТЕПЛОВОМ ОТНОШЕНИИ РЕЖИМОВ РАБОТЫ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ	274
3.7. ЧАСТОТНЫЙ ПУСК МОТОР-КОМПРЕССОРА С АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ	277
3.8. КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СТАЦИОНАРНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ МОТОР-ВЕНТИЛЯТОРА С АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ ПРИ ПИТАНИИ ОТ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ	286
3.9. ПРЯМОЙ ПУСК АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ДВУХСТУПЕНЧАТОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ В СОСТАВЕ ВСПОМОГАТЕЛЬНОГО ПРИВОДА ЭЛЕКТРОВОЗА	293
3.10. ОБ ЭКОНОМИЧЕСКОМ ЭФФЕКТЕ ОТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ВСПОМОГАТЕЛЬНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ЭЛЕКТРОВОЗОВ	302
3.10.1. ОБ ЭКОНОМИЧЕСКОМ ЭФФЕКТЕ ОТ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ВСПОМОГАТЕЛЬНОГО	

ЭЛЕКТРОПРИВОДА ЭЛЕКТРОВОЗОВ У РАЗРАБОТЧИКОВ ЛОКОМОТИВОВ КАК ОТ АНАЛИТИЧЕСКОГО ИНСТРУМЕНТА ПОИСКА РЕШЕНИЯ ПРОБЛЕМЫ	303
3.10.2. ОБ ЭКОНОМИЧЕСКОМ ЭФФЕКТЕ ОТ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ВСПОМОГАТЕЛЬНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ЭЛЕКТРОВОЗОВ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ НАЙДЕННОГО РЕШЕНИЯ В ЭКСПЛУАТАЦИИ ЛОКОМОТИВОВ	306
ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 3	308
4. ИССЛЕДОВАНИЕ НА ИМИТАЦИОННЫХ МОДЕЛЯХ ВОПРОСОВ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ЧАСТОТНО- РЕГУЛИРУЕМОГО АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА	311
4.1. МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОМ АСИНХРОННОМ ПРИВОДЕ С ДЛИННЫМ ПИТАЮЩИМ КАБЕЛЕМ	311
4.2. РАСЧЁТ И МОДЕЛИРОВАНИЕ ФИЛЬТРОВ du/dt И СИНУС- ФИЛЬТРОВ ДЛЯ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА	316
4.2.1. ОБОСНОВАНИЕ ВЫБОРА СТРУКТУРЫ И ПАРАМЕТРОВ ФИЛЬТРОВ	316
4.2.2. МОДЕЛИРОВАНИЕ ФИЛЬТРОВ du/dt НА БАЗЕ СЕРИЙНЫХ ДЕЛЬТА-КОНДЕНСАТОРОВ, В ТОМ ЧИСЛЕ ПРИ УЧЁТЕ ПАРАМЕТРОВ СХЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ	323
4.2.3. РАСЧЁТ ПАРАМЕТРОВ СИНУС-ФИЛЬТРА ОТ ИНДУКТИВНОСТИ	327
4.2.4. РАСЧЁТ ПАРАМЕТРОВ СИНУС-ФИЛЬТРА ОТ ЕМКОСТИ	332
4.3. КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СИНУСНОГО ФИЛЬТРА ДЛЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ СОБСТВЕННЫХ НУЖД ЭЛЕКТРОВОЗА	334
4.4. ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СИНУСНОГО ФИЛЬТРА В СОСТАВЕ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ВОДЯНОГО НАСОСА С ВЫСОКОВОЛЬТНЫМ АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ	338
4.4.1. РАСЧЁТ И КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ	

СИНУСНОГО ФИЛЬТРА В СОСТАВЕ ДВУХТРАНСФОРМАТОРНОЙ СХЕМЫ ЧАСТОТНО- РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ МОЩНОСТЬЮ 250 кВт	340
4.4.2. РЕКОМЕНДАЦИИ ПО РАЗРАБОТКЕ СИНУСНОГО ФИЛЬТРА НА ОСНОВЕ ОПЫТА РАСЧЁТА, ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ И ИСПЫТАНИЙ В СОСТАВЕ ДВУХТРАНСФОРМАТОРНОЙ СХЕМЫ ЧАСТОТНО- РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ МОЩНОСТЬЮ 630 кВт	346
4.5. МОДЕЛИРОВАНИЕ ТОКОВ УТЕЧКИ В ТЯГОВОМ ЧАСТОТНО- РЕГУЛИРУЕМОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ	362
4.6. РАСЧЁТ И МОДЕЛИРОВАНИЕ ДВУХКОНТУРНОЙ СИСТЕМЫ ПОДЧИНЁННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ АКТИВНОГО КОРРЕКТОРА КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ	376
4.7. ОБ ЭКОНОМИЧЕСКОМ ЭФФЕКТЕ ОТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СИНУС- ФИЛЬТРА НА ВОДОНАСОСНОЙ СТАНЦИИ	391
ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 4	393
5. ЭНЕРГОСБЕРЕГАЮЩАЯ КОРОТКОЗАМКНУТАЯ ОБМОТКА РОТОРА АСИНХРОННОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАШИНЫ ПРИ ПОЛИГАРМОНИЧЕСКОМ СОСТАВЕ ПИТАЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ	396
ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 5	398
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	401
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ	404
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	406
ПРИЛОЖЕНИЯ	440

ВВЕДЕНИЕ

Необходимость более интенсивной интеграции российской экономики в мировую в условиях процессов ее глобализации, изменения традиционных хозяйственных связей стран мира поставили перед Россией ряд задач, связанных, в том числе, с использованием всех аспектов потенциала повышения конкурентоспособности ее экономики.

Этого потребовала и необходимость принятия эффективных мер по минимизации последствий экономического кризиса.

В этой связи существенно ужесточились требования к энергетической эффективности и энергосбережению, предусмотренные Указом Президента Российской Федерации от 4 июня 2008 года № 889 «О некоторых мерах по повышению энергетической и экологической эффективности российской экономики» [1] и Федеральным законом от 23 ноября 2009 г. № 261 «Об энергосбережении и повышении энергетической эффективности и о внесении изменений в отдельные законодательные акты Российской Федерации» [2].

Правительством Российской Федерации была утверждена 13 ноября 2009 г. Энергетическая стратегия России [3] и принята государственная программа Российской Федерации «Энергосбережение и повышение энергетической эффективности на период до 2020 года».

Широкомасштабное использование энерго- и ресурсосберегающих технологий и устройств является составной частью Энергетической стратегии России до 2020 г. [3] и государственной политики, направленной на устойчивое развитие хозяйственного комплекса нашей страны.

Железнодорожная отрасль в основополагающем документе, определяющем ориентиры энергетической эффективности на среднесрочную перспективу, «Энергетической стратегии холдинга «Российские железные дороги» на период до 2015 года и на перспективу до 2030 года» [4] также в числе важнейших приоритетов устанавливает всемерное топливно-энергосбережение с одновременным повышением эффективности потребления этих ресурсов. Это выдвигает повышенные требования к качественным показателям модернизируемых и разрабатываемых устройств, систем и процессов электрифицированного железнодорожного транспорта в том числе.

Концепция энергоэффективности известной электротехнической фирмы *Schneider Electric* [5] гласит: «Энергоэффективность не отличается от других наук, и при ее изучении необходимо использовать рациональный подход с общеизвестным порядком действий: определение, измерение, анализ, улучшение и управление. Невозможно улучшить то, что нельзя измерить».

Соглашаясь с вышеприведённым утверждением, следует признать, что одним из путей измерения, подсчёта с целью дальнейшего улучшения свойств как для объектов эксплуатируемых, так и для разрабатываемых является математическое и компьютерное моделирование устройств, систем и процессов. Моделирование позволяет сократить затраты на макетирование и испытания; ускорить процесс накопления необходимой информации; анализировать объект в разрезе иногда недоступном на физическом уровне, логически разделяя на составные части физически неделимый объект или явление; получить достаточные и избыточные сведения о свойствах объекта в штатных и аварийных ситуациях. В практике деятельности разнообразных научных коллективов неизменно значительное место отводится использованию современных методов исследований и расчётов с применением вычислительной техники, различных видов моделирования (физического, математического), позволяющих сократить трудоёмкие натурные испытания различных устройств, расширить возможности теоретических исследований и анализа.

В связи с постоянным совершенствованием характеристик электронно-вычислительных машин (ЭВМ) и программного обеспечения у исследователей появляются более широкие возможности приложения разнообразных математических методов к решению прикладных и теоретических задач техники и технологии. Так как от точности составленной математической модели и её компьютерной реализации во многом зависят качественные и количественные показатели проектируемых объектов, а от достоверности, адекватности модели существующего объекта – его прогнозные характеристики в интересующих исследователя режимах, то следует признать непреходящую актуальность разработки методологии составления и использования моделей, удобных для использования на современном уровне развития компьютерной техники. Одной из наиболее совершенных форм математического и компьютерного моделирования, доступных в наши дни, является имитационное моделирование, подразумевающее высокую степень детализации модели исследуемого объекта, что позволяет постановку условий вычислительного эксперимента, близких к реальным. Соответственно и результаты имитационного моделирования отличаются высокой степенью совпадения с экспериментальными данными и могут служить дешевой заменой ряду дорогостоящих опытных исследований.

По мнению автора, может быть предложена следующая трактовка понятий, используемых для описания моделей применительно к области моделирования электрического привода, электротехнических, электромеханических и электронных устройств на цифровых ЭВМ [6, 7].

Математическая модель – описание в символьной (в виде уравнений) или графической (в виде схем) форме явления, объекта или системы объектов.

Компьютерная модель – запись математической модели с помощью какого-либо языка программирования, то есть в форме, пригодной для моделирования на ЭВМ.

Имитационная модель – компьютерная модель, позволяющая учитывать большое количество характеристик моделируемого объекта, тем самым получать в ходе вычислительных экспериментов результаты, близкие к поведению реального объекта. Применительно к области электропривода имитационная модель должна быть пригодна для решения систем дифференциальных и алгебраических уравнений. Результаты вычислений должны быть доступны в виде мгновенных значений величин.

В то же время особую практическую ценность представляют такие инструменты моделирования, которые позволяют создавать и использовать компьютерные модели с возможно лучшим соотношением: затраты времени на разработку/ достоверность результатов.

По мнению автора, в сфере компьютерного моделирования объектов электротехники, электромеханики, электроники данному критерию в настоящее время соответствует использование программных пакетов для ЭВМ систем автоматического проектирования (САПР), например, *MatLab Simulink*, *Electronics Workbench*, *Micro-Cap*, *OrCAD* и других как платформ для построения и дальнейшего использования имитационных моделей, гибко сочетая схемотехнический (в виде электрических принципиальных схем) и операционный или структурный (в виде структурных схем) принципы. САПР открывают широкие возможности для инженера-исследователя и учёного благодаря наличию широкой библиотечной базы элементов и визуальному принципу программирования, когда разработчик составляет на экране ЭВМ графическую схему модели, а программный код при этом может генерироваться автоматически. Большинство пакетов моделирования электрических схем основано на различных модификациях программы моделирования аналоговых устройств *SPICE* (*Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*), разработанной в начале 1970-х годов в Калифорнийском университете (г. Беркли, США) [8].

Одной из наиболее развитых, обеспечивающей сквозное проектирование аналого-цифровых устройств, можно считать САПР *OrCAD* [9 - 12], разработанную и совершенствуемую фирмой *Cadence*. К достоинствам этой системы схемотехнического моделирования относятся следующие:

- возможность графического ввода моделируемой электрической схемы посредством графического редактора принципиальных схем *Capture*;
- высокая скорость моделирования аналоговых схем с помощью программы *PSpice*;
- возможность спектрального анализа сигналов.

Недостаток системы – высокая стоимость данного программного продукта (бесплатно доступна демонстрационная версия на сайте изготовителя, а также в качестве приложения к [13]).

Весьма полезными в методическом плане для специалистов, ведущих разработку компьютерных моделей и анализ характеристик электротехнических и электронных устройств в среде *OrCAD*, являются публикации [14 - 22].

Одним из важных, многогранных и сложносоставных элементов энергетических систем электрифицированного железнодорожного транспорта является электрический привод (ЭП) на борту электроподвижного состава (ЭПС). Как известно, понятие ЭП включает в себя следующие составные части [23]: источник энергии, электрическое преобразовательное устройство, двигательное устройство, передаточное устройство, рабочую машину или исполнительный механизм, управляющее и информационное устройства. Каждая из перечисленных составных частей ЭП может быть представлена немалым разнообразием вариантов. Практика моделирования ЭП в *OrCAD* отражена, например, в работах [24, 25].

В настоящее время в качестве вспомогательного ЭП на ЭПС всё большее распространение и развитие продолжает получать ЭП переменного тока на базе трёхфазных асинхронных двигателей (АД) с короткозамкнутым ротором. ЭП на базе АД демонстрирует сравнительно высокие показатели надёжности и энергоэффективности, характеризуется относительной дешевизной в производстве и эксплуатации, что способствует его массовому использованию. В современной отечественной практике создания электрооборудования локомотивов и технической литературе нашли отражение разновидности вспомогательных ЭП с АД [26, 27]: с питанием АД от электромеханического расщепителя фаз (пускового АД) [28, 29] как на электровозах ВЛ60, ВЛ60к, ВЛ80к, ВЛ80т, ВЛ80с, ВЛ80р, ВЛ84, ВЛ85, 2ЭС5К (после модернизации), 3ЭС5К (после модернизации); с питанием от конденсаторной системы расщепления фаз с регулируемой емкостью, с питанием от тиристорного непосредственного преобразователя частоты [29, 30] как на электровозе ВЛ65, ЭП1, ЭП1М, 2ЭС5К, 3ЭС5К; с питанием от транзисторного преобразователя частоты со звеном постоянного напряжения (с автономным инвертором напряжения (АИН)) [31] как на электровозах 2ЭС4К, ЭП10, ЭП200, ЭП20 и 2ЭС10. Наиболее мощными потребителями электроэнергии в составе вспомогательного ЭП являются мотор-вентиляторы, нагнетающие воздух для охлаждения, в первую очередь, тяговых электродвигателей, а также иного силового оборудования, и мотор-компрессоры, нагнетающие воздух в ресивер, связанный с тормозной пневматической магистралью.

Стационарная электроэнергетика железнодорожного транспорта предусматривает широкое использование (как и в других отраслях промышленности) электроприводов вентиляционных и насосных установок, где в последние десятилетия значительно упрочились позиции частотно-регулируемого электропривода (ЧРЭП) на базе АИН с АД. Неуклонное возрастание доли ЧРЭП происходит также в тяговом и вспомогательном ЭП локомотивов.

Среди отечественных учёных, внесших заметный вклад в исследование и совершенствование вспомогательного ЭП для ЭПС на основе АД, необходимо упомянуть: Гиюева З.Г., Каптелкина В.А., Козорезова М.А., Колпахчяна Г.И., Некрасова О.А., Пармаса Я.Ю., Режко Н.А., Рутштейна А.М., Синявского (Пехотского) И.В., Турулёва В.М., Украинского Э.В., Федюкова Ю.А., Хазена М.М., Чернохлебова В.Е. и др.

В теорию и практику ЧРЭП на базе АИН с АД внесли неоспоримый вклад отечественные и зарубежные ученые: Булгаков А.А., Виноградов А.Б., Волков С.Г., Грузов В.Л., Колпахчян П.Г., Курбасов А.С., Кучумов В.А., Лещёв А.И., Литовченко В.В., Лозановский А.Д., Макаров В.Г., Осипов О.И., Петрушин В.С., Поздеев А.Д., Ротанов Н.А., Сабинин Ю.А., Сандлер А.С., Сарбатов Р.С., Соколовский Г.Г., Суслова К.Н., Талья И.И., Терехов В.М., Фираго Б.И., Шрейнер Р.Т., E. Levi, A. Muetze, G.L. Skibinski, Bin Wu и др.

Особенностями питания АД во вспомогательном ЭП на ЭПС являются несимметрия питания фаз (при питании от электромеханического фазорасщепителя, по конденсаторной схеме, в ряде случаев от непосредственного преобразователя частоты) и несинусоидальность питающего напряжения (важная особенность при питании от статического преобразователя частоты (ПЧ), в т.ч. от АИН). Сложные условия питания АД в составе вспомогательного ЭП вкпе с возможной конструктивной несимметрией АД ввиду дефектов, возникающих при изготовлении и в процессе эксплуатации, требуют использования методов расчёта характеристик с отказом от некоторых упрощающих допущений, методов, позволяющих точнее рассчитывать электромагнитные, механические и тепловые характеристики.

Важным аспектом имитационного моделирования электротехнических устройств и систем железнодорожного транспорта является необходимость получения сведений по различным вопросам их электромагнитной совместимости.

Актуальны технические решения в области вспомогательного ЭП, позволяющие удешевить его конструкцию при сохранении высокой надежности.

В связи с последними рассуждениями ясно очерчивается **объект исследований**: устройства и системы вспомогательных ЭП на ЭПС. В границах установленного объекта исследований **предмет исследования** включает в себя параметры, характеристики, алгоритмы функционирования, схемные решения, модели и критерии оценки показателей функционирования вышеназванных электротехнических устройств и систем.

Автор настоящей работы ставит своей **целью** решение проблемы повышения качества разработки и эксплуатации вспомогательного электропривода электровозов за счет создания фонда имитационных моделей входящих в него устройств и систем, программ, методик расчета, исследования с их помощью работоспособности и качества функционирования схем вспомогательного электропривода в различных режимах.

Задачи исследования.

1. Исследовать и проанализировать электромагнитные и тепловые процессы при работе асинхронного двигателя в составе схемы вспомогательного электропривода электровоза с расщеплением фаз по конденсаторной схеме, в том числе с учётом дефектов конструкции асинхронного двигателя, выявить индикатор предотказного состояния асинхронного двигателя по перегреву обмотки ротора, пригодный для безразборной диагностики, в том числе на ходу движения поезда.

2. Выполнить анализ процессов в частотно-регулируемом электроприводе, в том числе с учётом аспектов обеспечения энергетической эффективности и электромагнитной совместимости и разработать методики расчета синусных фильтров и фильтров du/dt для несущей частоты широтно-импульсной модуляции 900 – 2500 Гц, а также обосновать структуру системы автоматического регулирования активного корректора коэффициента мощности.

3. Предложить технические решения в области вспомогательного электропривода, направленные на удешевление его конструкции при сохранении высокой надежности и энергетических характеристик.

4. Разработать технические решения, позволяющие снизить потери в короткозамкнутой обмотке ротора асинхронного двигателя от несинусоидальности питающего напряжения.

5. Разработать методику учета нелинейности безгистерезисной кривой намагничивания для математических моделей электротехнических устройств (асинхронный двигатель, трансформатор, дроссель), работающих при переменной частоте питающего напряжения.

6. Разработать математические модели основных устройств, входящих в состав вспомогательного электропривода электровозов, и имитационные модели электропривода на их основе. Модели должны учитывать особенности конструкции и эксплуатации, характерные для современных и перспективных образцов электровозов, использовать набор исходных данных об объекте моделирования традиционный для отечественной инженерной практики, быть пригодными для использования специалистами-электротехниками без углубленных навыков программирования.

При проведении исследований использовались различные **методы**. Теоретические исследования выполнены с использованием математических методов (интегральное и дифференциальное исчисление, математическая статистика), теории электротехники, теории электропривода, теории автоматического управления, методов анализа и синтеза с использованием структурных схем, метода передаточных функций. Экспериментальные исследования проводились на физических объектах, а также в виде компьютерного, в том числе имитационного, моделирования.

Научная новизна работы заключается в решении задач исследования путем разработки и использования эффективного инструментария в виде совокупности имитационных моделей электротехнических устройств и систем.

1. Выявлен индикатор предотказного состояния АД в составе вспомогательного ЭП электровоза с расщеплением фаз по конденсаторной схеме по перегреву обмотки ротора, пригодный для безразборной диагностики

2. Разработана имитационная модель вспомогательного ЭП электровоза с расщеплением фаз по конденсаторной схеме, отличающаяся автоматическим изменением небаланса питающих АД напряжений в зависимости от степени несимметрии короткозамкнутой обмотки ротора.

3. Разработана методика расчёта параметров СИФ и фильтров du/dt для ЧРЭП при несущей частоте ШИМ 900 – 2500 Гц.

4. Обоснована двухконтурная структура системы автоматического регулирования активного корректора коэффициента мощности.

5. Предложена схема с АИН и трехфазным трансформатором для питания вспомогательного ЭП электровоза постоянного тока, позволяющая использовать минимальное количество полупроводниковых ключей относительно низкого класса напряжения, а также способы управления ключами АИН.

6. Разработаны математическая и компьютерная модели трёхфазного АД в трёхфазных заторможенных координатах, отличающиеся от известных возможностями учета потерь в стали и насыщения магнитной цепи по пути основного магнитного потока, а также возможностью дополнения системой уравнений, описывающих тепловые процессы в АД на основе метода эквивалентных тепловых схем, в том числе при несимметрии по питанию и конструкции. Разработана методика приближенного расчета параметров АД по каталожным данным, отличающаяся учетом отличия опытной кратности пускового тока от расчетной.

7. Разработаны математическая и компьютерная модели трёхфазного двухобмоточного трансформатора с единым магнитопроводом, отличающиеся от известных тем, что позволяют проводить моделирование для всех стандартных групп соединений по часовой системе обозначений с возможностью расширения до моделей трехфазного трехобмоточного трансформатора и трансформатора со схемой соединения обмоток «зигзаг». Также разработаны варианты компьютерных моделей однофазного трансформатора и дросселя насыщающегося.

8. Разработана методика учета нелинейности безгистерезисной кривой намагничивания для математических моделей электротехнических устройств (АД, трансформатор, дроссель), работающих при переменной частоте питающего напряжения.

Основная идея диссертационной работы заключается в развитии научной базы по проектированию и анализу электротехнических устройств и систем электровозов посредством

разработки и использования их математических и компьютерных моделей на основе современных достижений теории электротехники, электромеханики и визуального программирования, что позволяет повысить эффективность труда специалистов.

Достоверность полученных результатов работы подтверждается:

- корректностью использования математического аппарата;
- удовлетворительным совпадением экспериментальных и расчётных характеристик объектов и процессов.

При решении поставленных задач были получены результаты, которые определяют новизну работы и в виде ***научных положений выносятся на защиту***:

1. Индикатор предотказного состояния АД в составе вспомогательного ЭП электровоза с расщеплением фаз по конденсаторной схеме по перегреву обмотки ротора, пригодный для безразборной диагностики.

2. Имитационная модель вспомогательного ЭП электровоза с расщеплением фаз по конденсаторной схеме с автоматическим изменением небаланса питающих АД напряжений в зависимости от степени несимметрии короткозамкнутой обмотки ротора.

3. Методика расчёта параметров СИФ и фильтров du/dt для ЧРЭП при несущей частоте ШИМ 900 – 2500 Гц.

4. Схема с АИН и трехфазным трансформатором для питания вспомогательного ЭП электровоза постоянного тока, позволяющая использовать минимальное количество полупроводниковых ключей относительно низкого класса напряжения, а также способы управления ключами АИН.

5. Математическая и компьютерная модели трёхфазного АД в трёхфазных заторможенных координатах с возможностями учета потерь в стали и насыщения магнитной цепи по пути основного магнитного потока, а также возможностью дополнения системой уравнений, описывающих тепловые процессы в АД на основе метода эквивалентных тепловых схем, в том числе при несимметрии по питанию и конструкции.

6. Методика приближенного расчета параметров АД по каталожным данным с учетом отличия опытной кратности пускового тока от расчетной.

7. Математическая и компьютерная модели трёхфазного двухобмоточного трансформатора с единым магнитопроводом, позволяющие проводить моделирование для всех стандартных групп соединений по часовой системе обозначений с возможностью расширения до моделей трехфазного трехобмоточного трансформатора и трансформатора со схемой соединения обмоток «зигзаг».

8. Варианты компьютерных моделей однофазного трансформатора и дросселя насыщающегося.

9. Методика учета нелинейности безгистерезисной кривой намагничивания для математических моделей электротехнических устройств (АД, трансформатор, дроссель), работающих при переменной частоте питающего напряжения.

Практическая ценность результатов заключается в том, что:

1. Внедрение в практику проектирования и анализа эксплуатационных режимов вспомогательного электрооборудования электровозов фонда разработанных имитационных моделей ЭП ЭПС и его составляющих устройств, программ, методик позволяет по сравнению с экспериментальными и традиционными расчетными методами исследования повысить эффективность распознавания неудачных конструкций и схем, нежелательных режимов работы и признаков скрытых дефектов, возможностей унификации элементной базы за счет сокращения затрат рабочего времени, материальных и энергетических ресурсов, повышения точности, наглядности расчетов и удобства технологии их осуществления.

2. Внедрение в практику эксплуатации локомотивов переменного тока функции мониторинга коэффициента небаланса междуфазных напряжений вспомогательных АД позволяет снизить расходы на ликвидацию последствий их внезапных отказов по причине перегрева короткозамкнутой обмотки ротора.

3. Внедрение полученных результатов в области расчета синусных фильтров и фильтров du/dt для несущей частоты широтно-импульсной модуляции 900 – 2500 Гц позволяет использовать отечественные электротехнические компоненты при проектировании и производстве выходных фильтров частотно-регулируемого электропривода как для вспомогательного электропривода электроподвижного состава, так и стационарных электроустановок, что представляет собой решение по импортозамещению.

4. Предложены варианты конструкции короткозамкнутой обмотки ротора АД, позволяющие снизить потери от несинусоидальности питающего напряжения.

Теоретические и практические результаты диссертационной работы определяют ***область их применения*** и использованы в ОАО «ВЭЛНИИ», г. Новочеркасск - при разработке и анализе вспомогательных ЭП электровозов; ОАО «ПО Водоканал» г. Ростова-на-Дону – при проведении мероприятий по устранению явления озонирования на водонасосных станциях, использующих ЧРЭП; ОАО «Севкавэлектроремонт», г. Ростов-на-Дону – в деятельности конструкторского отдела по проверке правильности проектных решений в области электропривода переменного тока испытательных стендов и станков; ФГБОУ ВПО РГУПС и ДГТУ – при обучении студентов по профилям «Электромеханика» и «Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов».

Акты внедрения результатов настоящей диссертационной работы приведены в Приложениях А - Д.

Основные положения и результаты диссертации прошли *апробацию*, доложены и обсуждены на: IV международной научно-технической конференции «Состояние и перспективы развития электроподвижного состава» (г. Новочеркасск, 2003 г.); международной научной конференции «Актуальные проблемы развития транспорта России: стратегические, региональные, технические» (г. Ростов-на-Дону, 2004 г.); всероссийских научно-практических конференциях «Транспорт» (г. Ростов-на-Дону, 2004 г., 2009 – 2012 гг.); научно-практической конференции «Проблемы энергосбережения и технической диагностики энергетического оборудования» (г. Ростов-на-Дону, 2006 г.); VI Всероссийской научно-технической конференции «Политранспортные системы Сибири» (г. Новосибирск, 2009 г.); международной научно-практической конференции «Проблемы и перспективы развития транспортного комплекса: образование, наука, производство» (г. Ростов-на-Дону, 2009 г.); международной научно-практической конференции «Проблемы трансферта современных технологий в экономику Забайкалья и железнодорожный транспорт» (г. Чита, 2011 г.); VII и VIII Международных (XVIII и XIX Всероссийских) конференциях по автоматизированному электроприводу АЭП-2012 и АЭП-2014 (г. Иваново, 2012 г., г. Саранск, 2014 г.); международных научно-технических конференциях «Технологія» в 2013 – 2015 гг. (Украина, г. Северодонецк); Всероссийской и Международной научно-практических конференциях, посвященных 50-летию Нижнекамского химико-технологического института «Проблемы и перспективы развития химии, нефтехимии и нефтепереработки» (г. Нижнекамск, 2013 г. и 2014 г.); VI Международной научно-практической конференции «Инновации в технологиях и образовании» (г. Белово, 2013 г.); международных научно-практических конференциях «Транспорт» (г. Ростов-на-Дону, в 2013 - 2015 гг.); Международной научно-технической конференции «Электроэнергетическая инфраструктура и электроподвижной состав железнодорожного транспорта. Современные проблемы и задачи» (г. Ростов-на-Дону, 2013 г.); Девятнадцатой и двадцатой Всероссийских научно-технических конференциях «Энергетика: эффективность, надёжность, безопасность» (г. Томск, 2013 г. и 2014 г.); Международной научно-практической конференции «Современные тенденции развития и перспективы внедрения инновационных технологий в машиностроении, образовании и экономике» (г. Азов, 2014 г.); международной научно-технической конференции «Компьютерное моделирование 2014 (КОМОД-2014)» (г. Санкт-Петербург, 2014 г.); Национальном конгрессе по энергетике (г. Казань, 2014 г.); IV Всероссийской научно-технической конференции «Инженерные исследования и достижения – основа инновационного развития» (г. Рубцовск, 2014 г.); Всероссийской заочной научно-практической конференции «Математическое и экспериментальное моделирование физических процессов» (г. Биробиджан, 2014 г.); Всероссийской научно-практической конференции, посвященной 70-летию победы в Великой

Отечественной Войне «Актуальные проблемы управления и автоматизации в нефтехимии, нефтепереработке и энергетике» (г. Нижнекамск, 2015 г.); V Международной научно-практической конференции «Образование, наука, транспорт в XXI веке: опыт, перспективы, инновации» (г. Оренбург, 2015 г.); 1-й Международной научно-практической конференции «Теоретические и прикладные аспекты компьютерных наук и информационных технологий» TACSIT-2015 (Украина, г. Северодонецк); 4-й Международной научно-практической конференции «Эффективное и качественное снабжение и использование электроэнергии» (г. Екатеринбург, 2015 г.); I Международной научно-практической конференции «Транспортный комплекс в регионах: опыт и перспективы организации движения» (г. Воронеж, 2015 г.).

Документы, подтверждающие участие Пустоветова М.Ю. в ряде конференций, приведены в Приложениях Е – И.

В полном объеме работа обсуждена и получила одобрение на расширенном заседании кафедры «Электрические машины и аппараты» ФГБОУ ВПО РГУПС (2014 г.) и совместном семинаре кафедр «Электрические машины и общая электротехника» и «Подвижной состав электрических железных дорог» ФГБОУ ВПО ОмГУПС (2014 г.).

По результатам выполненных исследований и материалам диссертации автором **опубликованы** 85 печатных работ, в том числе 25 статей в журналах, рекомендованных ВАК, 1 патент на изобретение (Приложение К), 3 свидетельства о государственной регистрации программ для ЭВМ (Приложения Л - Н), 2 монографии.

1. СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ ВСПОМОГАТЕЛЬНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА НА ОСНОВЕ ТРЕХФАЗНЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ, ИСПОЛЬЗУЕМОГО НА ЭЛЕКТРОВОЗАХ И В СТАЦИОНАРНОЙ ЭНЕРГЕТИКЕ ЖЕЛЕЗНЫХ ДОРОГ РОССИИ

1.1. АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР СХЕМНЫХ РЕШЕНИЙ ОТЕЧЕСТВЕННОГО ВСПОМОГАТЕЛЬНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА НА ОСНОВЕ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ, ИСПОЛЬЗУЕМОГО НА ЭЛЕКТРОВОЗАХ

Применяемые на электровозах в настоящее время схемные решения вспомогательного ЭП на базе АД можно свести к трём основным:

- 1) с питанием АД от электромеханического фазорасщепителя (на ЭПС переменного тока);
- 2) с питанием АД по конденсаторной схеме в сочетании с тиристорным преобразователем частоты и числа фаз для формирования ступеней пониженной производительности мотор-вентиляторов (на ЭПС переменного тока);
- 3) с питанием АД от трёхфазного АИН (на ЭПС как переменного, так и постоянного тока).

1.1.1. ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД С ПИТАНИЕМ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ОТ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО ФАЗОРАСЩЕПИТЕЛЯ

Электромеханические фазорасщепители используются на электропоездах и электровозах переменного тока для преобразования однофазного напряжения в трёхфазное, предназначенное для питания АД вспомогательного ЭП. Схемы вспомогательного ЭП с фазорасщепителем и описания их работы приведены в [26]. На рисунке 1.1 показана схема электрическая принципиальная силовых цепей вспомогательного ЭП магистрального электровоза переменного тока ВЛ85 (подробное описание дано в [26, 32]).

Фазорасщепители представляют собой АД с симметричной или несимметричной обмоткой статора, без нагрузки (или с небольшой нагрузкой) на валу [30]. Электромеханический фазорасщепитель (на примере фазорасщепителей НБ-453 или НБ-455 [29]) отличается от классического АД несимметричной обмоткой статора. Конструкция и принцип действия фазорасщепителя НБ-453 подробно описаны в [33, 34]. Принято чередование фаз 1 – 3 – 2 – 1, где питающее напряжение (см. рисунок 1.2) подаётся на фазы 1 и 2, называемые «двигательными». Фаза 3 именуется «генераторной». На рисунке 1.2 приняты следующие обозначения: I_C - ток сети; I_{1P} , I_{2P} , I_{3P} - токи фаз обмотки статора расщепителя; I_{1H} , I_{2H} , I_{3H} - токи нагрузки; I_K - ток батареи конденсаторов; U_{12} , U_{23} , U_{31} - линейные

напряжения. Однофазный ток двигательной фазы создаёт в воздушном зазоре фазорасщепителя пульсирующее магнитное поле, которое можно представить в виде двух встречновращающихся магнитных полей. Ротор с короткозамкнутой беличьей клеткой вращается с синхронной скоростью и не оказывает влияния на составляющую поля, с которой его направление вращения совпадает. Для обратного поля клетка ротора является аналогом короткозамкнутой обмотки трансформатора – клетка ротора демпфирует обратное поле. Расщепитель фаз можно рассматривать как совмещённый однофазный АД и трёхфазный синхронный генератор. Э.д.с. генератора наводятся во всех трёх фазах машины. Фазы векторов э.д.с. определяются пространственным расположением фаз обмотки статора. Так как ток нагрузки, питаемой от расщепителя фаз, содержит индуктивную составляющую, вектор напряжения генераторной фазы в исходном состоянии конструктивно смещён против часовой стрелки. Напряжения холостого хода для НБ-455А равны: 380 В, 385 В и 430 В. Под нагрузкой напряжения на выходе фазорасщепителя находятся в зависимости от тока и коэффициента мощности нагрузки, а также величины ёмкости батареи конденсаторов. Выбор всех параметров схемы на рисунке 1.2 выполняется по условию получения минимальной несимметрии напряжений в рабочих режимах.

Ротор фазорасщепителя находится в непрерывном вращении. Это позволяет обеспечивать уверенный запуск трёхфазных АД вспомогательных ЭП (мотор-компрессора, мотор-вентилятора, мотор-насоса). По мере разворачивания расщепителя фаз обратное поле сильно демпфируется ротором, и в рабочих режимах вращающееся поле становится почти круговым с коэффициентом несимметрии 2 – 10 %. Часть энергии вспомогательные машины получают непосредственно из однофазной питающей сети, а часть - от фазорасщепителя [35]. В настоящее время на электровозах переменного тока используются обычные АД с трёхфазной обмоткой статора и короткозамкнутым ротором (АНЭ225L4УХЛ2 – на электровозе ВЛ85, НВА-55С – на электровозах 2,3ЭС5К).

При установившихся режимах работы вспомогательных ЭП роль фазорасщепителя незначительна [29]. Ответ на вопрос о том, какова доля энергии, получаемой нагрузочными АД от фазорасщепителя о отношении ко всей потребляемой ими энергии, дан на основе измерений в [35]: 5 – 10 %. То есть, 90 – 95 % энергии АД вспомогательного ЭП берут непосредственно из однофазной сети при участии конденсаторной батареи. В [30] указано, что расщепитель фаз преимущественно выполняет роль фазокомпенсатора, так как для работы с достаточно полным использованием по мощности АД вспомогательного ЭП (при однофазном питании трёхфазных АД с подключением симметрирующих конденсаторов непосредственно на клеммы АД) требуется, чтобы система имела $\cos \varphi = 0,5$ (при этом в однофазной питающей сети $\cos \varphi = 0,9 - 1,0$).

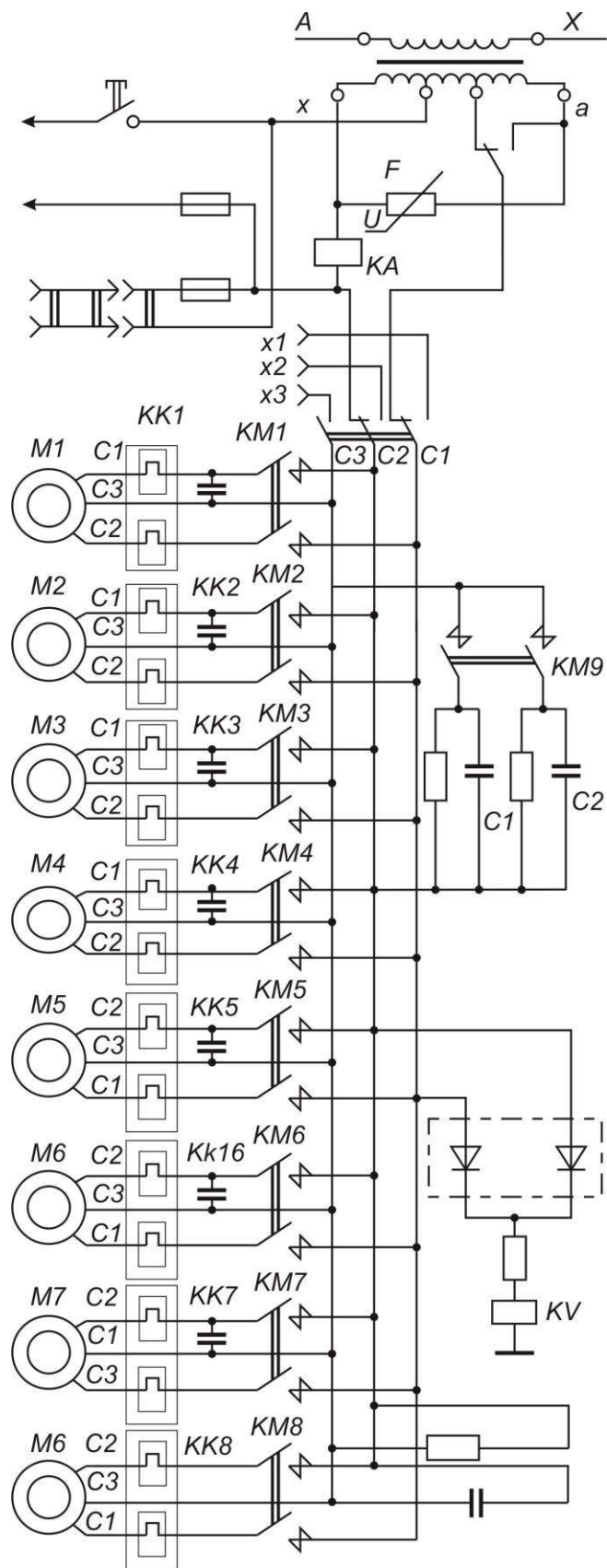


Рисунок 1.1 - Схема электрическая принципиальная силовых цепей вспомогательного ЭП
магистрального электровоза переменного тока ВЛ85

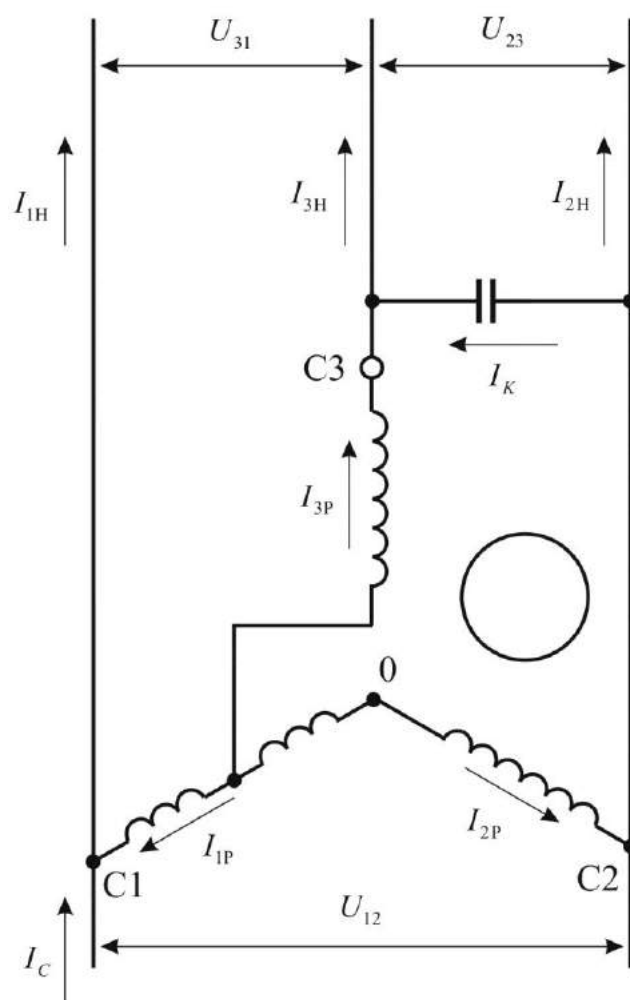


Рисунок 1.2 - Схема обмоток расщепителя фаз НБ-453 и НБ-455А

Тем не менее, будучи преимущественной по длительности действия, функция фазокомпенсатора для фазорасщепителя далеко не единственна: он играет существенную роль при пуске АД вспомогательного ЭП и кратковременных просадках напряжения [35]. В этих режимах расщепитель фаз автоматически преобразует кинетическую энергию, запасённую его вращающимся ротором (поэтому большой момент инерции ротора является достоинством для расщепителя фаз), в электромагнитную энергию, которая поступает туда, где образовался её недостаток. При этом все три фазы обмотки могут стать генераторными. Таким образом, влияние фазорасщепителя более значимо в динамических, а не в статических режимах работы вспомогательного ЭП ЭПС. Например, у АД НВА-55 (55 кВт, 380 В, 1500 об/мин) пусковой момент в 1,6 раза больше при прочих равных условиях в случае питания от расщепителя фаз, нежели при питании по чисто конденсаторной схеме с ёмкостью 2540 мкФ [35]. Большой пусковой момент при прочих равных условиях сокращает время пуска АД, уменьшая при этом количество энергии, идущей на нагрев АД за счёт потерь от токов пускового режима, то есть тепловой режим работы АД в составе вспомогательного ЭП ЭПС является менее напряжённым при наличии фазорасщепителя по сравнению с его отсутствием. Вероятно, это обстоятельство послужило тому, что во второй половине 2000-х гг. для преодоления ситуации с массовым выходом из строя АД НВА-55, в том числе по причине выплавления алюминиевой обмотки ротора, в качестве одной из парирующих мер в схему вспомогательного ЭП на электровозах 2,3ЭС5К установили электромеханический фазорасщепитель НВА-55С. Мера в комплексе с другими оказалась успешной.

Факт незначительности роли электромеханического фазорасщепителя в питании АД в установившихся режимах работы явился исторически первой предпосылкой для поиска вариантов схем вспомогательного электропривода переменного тока без вращающегося электромеханического расщепителя фаз [29, 36]. Кроме того, с ростом мощности трёхфазных потребителей на борту ТПС неизбежно возрастают массогабаритные показатели фазорасщепителя. При этом остаются проблемы совместимости однофазной сети и трёхфазных электроприёмников, приводящие по причине несимметрии питающих напряжений к большому количеству отказов вспомогательных АД. Например, анализ отказов электрических машин электропоездов серии ЭД9, где также используется электромеханический фазорасщепитель, за 2005 год показал, что величина отказов вспомогательных машин на 10^6 км пробега (0,93 отказа) более чем в два раза превышает аналогичный показатель для тяговых коллекторных электродвигателей пульсирующего тока (0,44 отказа), несмотря на тяжёлые режимы работы последних [37]. Развитие современной электроники, напротив, демонстрирует успехи в снижении массогабаритных показателей разнообразных силовых статических преобразователей. А отсутствие (или минимальное количество) в статических преобразователях

частей, подверженных механическому износу, приводит к многократному возрастанию показателей их надёжности по сравнению с электромеханическими системами [37]. Кроме того, использование статических преобразователи частоты и числа фаз позволяет расширить функциональные возможности вспомогательного ЭП за счёт возможности регулирования производительности вентиляторов и компрессоров, а также формирования пускотормозных режимов. Этим достигается сбережение электроэнергии на собственные нужды локомотива. Согласно [29, 30], при удельной мощности системы вентиляции по отношению к мощности электровоза 2 – 3 % расход энергии на охлаждение (мотор-вентиляторы охлаждения тяговых двигателей являются наиболее мощными вспомогательными АД и работают в продолжительном режиме) достигает 18 - 20 % от энергии, расходуемой на тягу, в случае нерегулируемой производительности вентиляторов. Мощность систем охлаждения рассчитывается на реализацию локомотивом номинального режима, имеющего место, как правило, лишь при движении полновесного состава на расчётном подъёме, причём при температуре окружающего воздуха $+40^{\circ}\text{C}$. В эксплуатации основная часть рабочего времени у электровозов проходит с частичным использованием мощности по тяге при больших непроизводительных потерях на вентиляцию [30]. Практика показала, что использование даже лишь двух ступеней регулирования производительности мотор-вентиляторов [30] на грузовых электровозах переменного тока даёт до 17 % экономии электроэнергии, расходуемой на тягу, при работе с легковесными железнодорожными составами, и 2 – 3 % - с тяжеловесными. В среднем удельные затраты электроэнергии на тягу снижаются на 14 % [29].

Несмотря на то, что системы вспомогательного ЭП с электромеханическим фазорасщепителем актуальны до настоящего времени, являются предметом исследований, ставящих своей задачей анализ и усовершенствование режимов их работы, повышения экономичности в эксплуатации [35, 38], в настоящей диссертации они далее не рассматриваются.

1.1.2. ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД С ПИТАНИЕМ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ПО КОНДЕНСАТОРНОЙ СХЕМЕ В СОЧЕТАНИИ С ТИРИСТОРНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ ЧАСТОТЫ И ЧИСЛА ФАЗ

Альтернативой системам вспомогательного ЭП с электромеханическим фазорасщепителем, в первую очередь, являются системы с питанием АД по конденсаторной схеме в сочетании с тиристорным преобразователем частоты и числа фаз для формирования ступеней пониженной производительности мотор-вентиляторов. В этом случае для работы на пониженной частоте требуется отключать симметрирующие конденсаторы. В то же время,

объединяются конденсаторы рабочих ёмкостей разных мотор-вентиляторов на время пуска первой машины (с целью обеспечения качественного пуска АД на сеть с частотой 50 Гц) [27]. В описанной системе роль асинхронного расщепителя фаз для каждого запускаемого АД выполняют ранее запущенные машины [39]. Схемы и описания работы подобных систем вспомогательного ЭП даны в [26, 29, 30, 36, 40, 41] (пример схемы вспомогательного ЭП электровоза 2ЭС5К «Ермак» см. на рисунке 1.3, подробное описание приведено в [26]).

Определённым недостатком двухступенчатых систем регулирования производительности мотор-вентиляторов является наличие переходных процессов переключения АД с частоты напряжения 16 2/3 Гц на 50 Гц. При таком переходном процессе АД в течение 2 – 3 с получают питание пусковым током [30]. Однако, переключения ступеней частоты не критичны для работы АД: из опыта эксплуатации частота таких переключений мотор-вентиляторов не превышает 10 раз в час, тогда как число включений мотор-компрессоров, причём с неподвижного состояния, достигает 40-60 раз в час [30, 42, 43].

Работу АД при питании от тиристорного преобразователя частоты и числа фаз нельзя назвать энергоэффективной: ввиду значительной несимметрии выходного напряжения преобразователя и несинусоидальности КПД АД составляет около 50 %, ток в двух фазах в $\sqrt{2}$ раз меньше, чем в третьей [30] см. рисунок 1.4). Тем не менее, перегрев исправного АД в таком режиме практически невозможен, так как при снижении частоты питающего напряжения в 3 раза мощность на валу АД падает в 27 раз. В случае длительной работы АД при питании от тиристорного преобразователя частоты и числа фаз превышение температуры меди наиболее нагруженной фазы статора АД не превосходит 35 °С [30].

Несмотря на простоту и надёжность систем с питанием АД по конденсаторной схеме в сочетании с тиристорным преобразователем частоты и числа фаз, необходимо отметить, что именно при эксплуатации электровозов ЭП1М и 2,3ЭС5К, оснащённых такими вспомогательными ЭП, отмечен рост отказов и внеплановых ремонтов АД типа НВА-55 (мотор-вентиляторы и мотор-компрессоры), в том числе в большом количестве из-за выплавлений алюминиевого сплава беличьей клетки ротора. Это свидетельствует о наличии режимов со значительной перегрузкой АД по току. По данным статистики ОАО «РЖД» за 2010 г. выплавления обмотки ротора составили 33% отказов АД типа НВА-55, 25% - АНЭ-225 и 15% - АЭ 92-4. Согласно [44], по данным ОАО «РЖД» на 2013 год стоимость капитального ремонта ротора с полной заменой листов его магнитопровода и перезаливкой беличьей клетки составляет 42814 руб. для АЭ 92-4, 44057 руб. для АНЭ-225, 48835 руб. для НВА-55. То есть суммарный ущерб от этих отказов для ОАО «РЖД» значителен. За первое полугодие 2012 г. на сети железных дорог 20 % отказов вспомогательных АД средней мощности приходится на выплавления обмотки ротора [45].

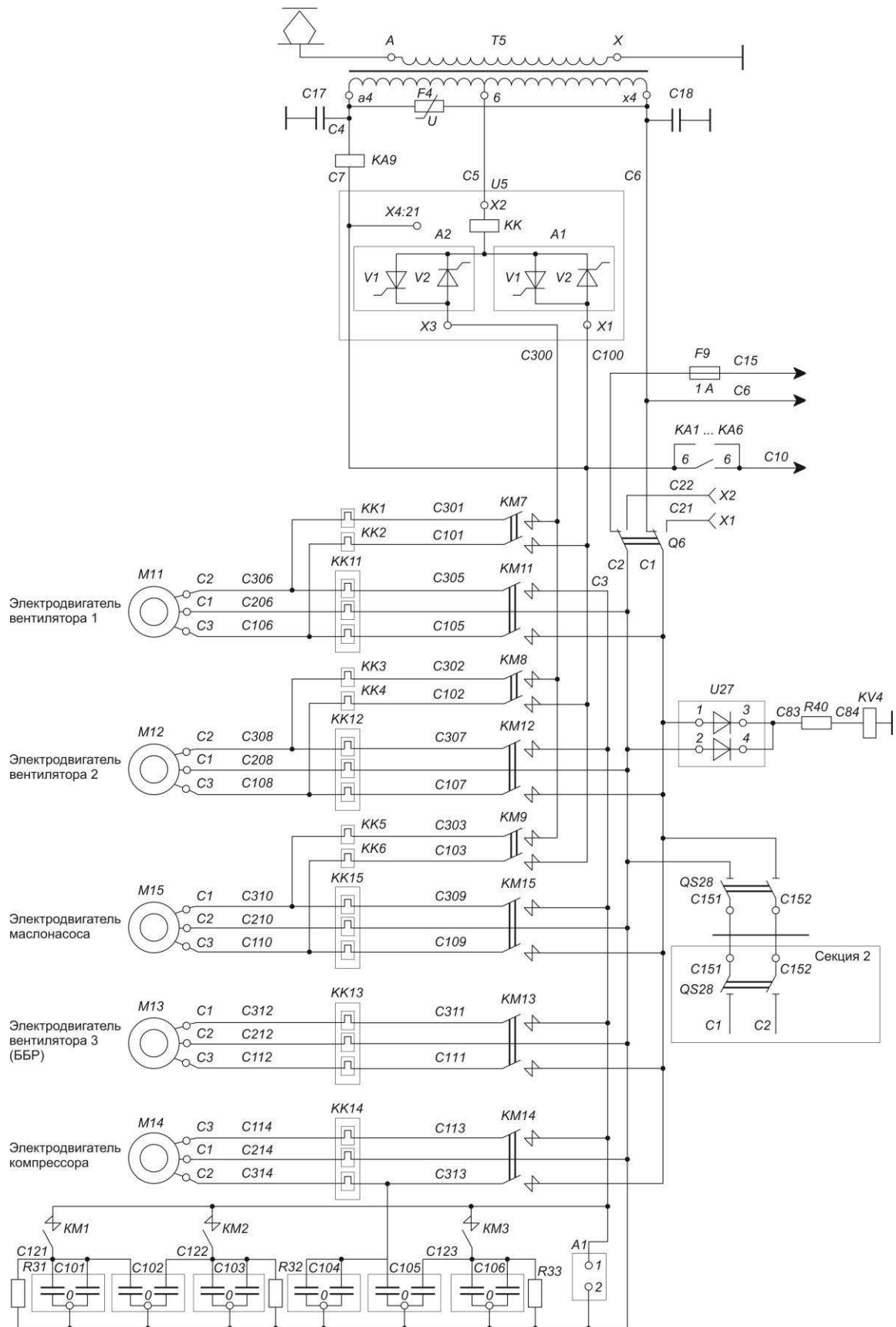


Рисунок 1.3 - Схема электрическая принципиальная силовых цепей вспомогательного ЭП магистрального электровоза переменного тока 2ЭС5К «Ермак»

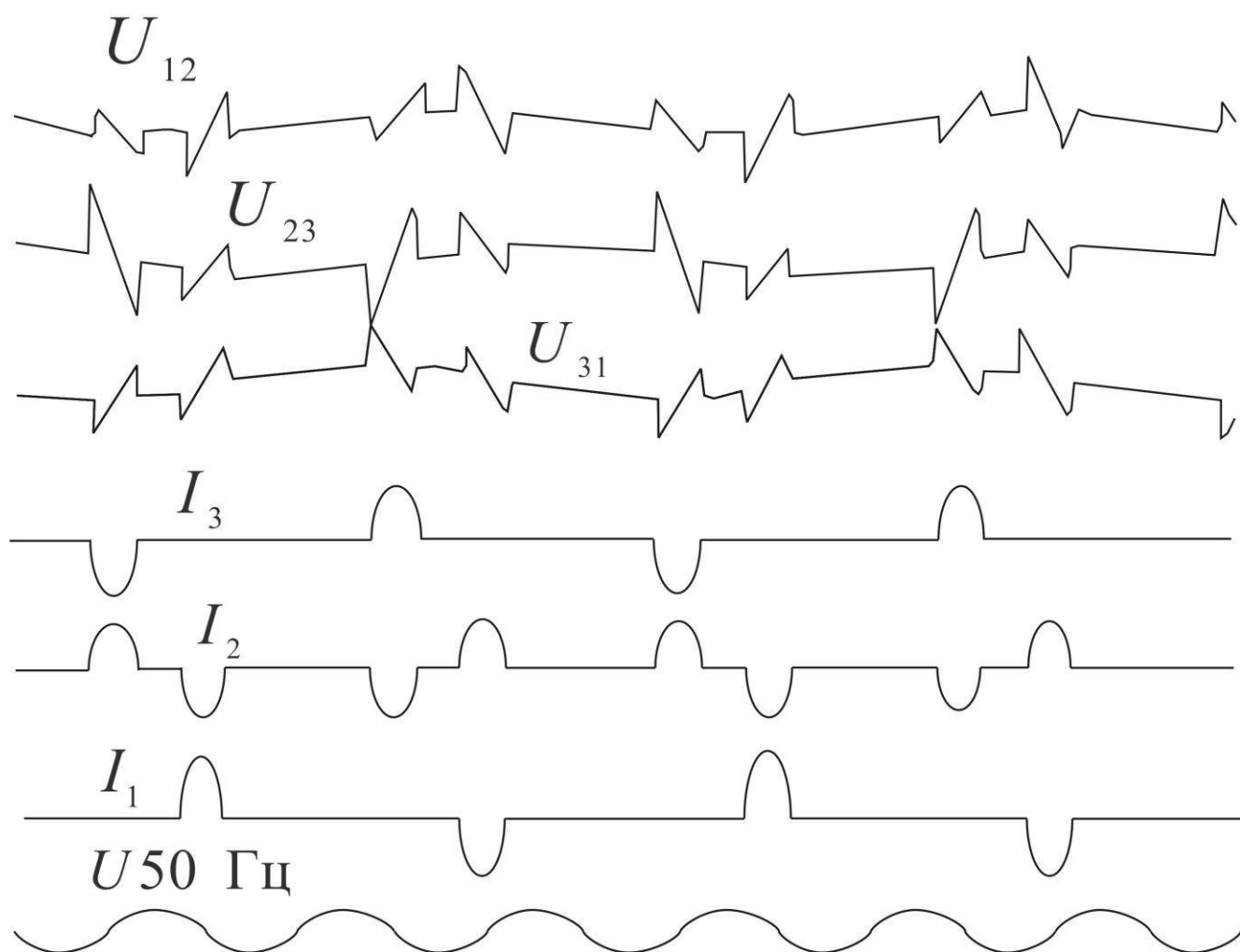


Рисунок 1.4 - Осциллограммы токов и напряжений АД мотор-вентилятора, питаемого от тиристорного преобразователя частоты и числа фаз ПЧЧФ-120 электровоза ЭП1 [30]

Естественно, от этих усреднённых общесетевых данных имеются отклонения на конкретных ремонтных предприятиях: в ремонтном локомотивном депо ТЧр-18 Вихоревка Восточно-Сибирской ЖД и ремонтном локомотивном депо ТЧр-9 Канск-Иланский Красноярской ЖД за период 2011 года выплавления алюминиевых роторов вспомогательных АД составили соответственно 36,8% и 8% от всех отказов [46]. Согласно [26], в локомотивном депо г. Нижнеудинска в 2001 г. 16,2 % отказов АД АНЭ-225 электровозов ВЛ85 происходило по причине выплавления обмотки ротора (в их числе 12,5 % среди отказов фазорасщепителей, которые не несут на валу нагрузки), в 2002 г. – 25,1 %, в 2007 г. – 23 % (данные за 2007 г. согласно [47] по всем видам вспомогательных АД). На Ростовском электровозоремонтном заводе в период 2007 - 2008 гг. доля неисправностей ротора АЭ 92-4 составила среди всех видов неисправностей по этому типу АД 36 %.

Однако были периоды, когда отказы по выплавлению роторов АД принимали катастрофические размеры. По статистическим данным ОАО «РЖД» к концу первого полугодия 2009 г. из всего парка электровозов 2,3ЭС5К лишь 13% машин за весь период эксплуатации не имели отказов НВА-55 по выплавлению ротора. При учете в статистике только электровозов, имеющих пробег не более 200000 км эта доля возрастет до 29%. За первое полугодие 2009 г. на электровозах 2ЭС5К в эксплуатации зафиксировано 70 неисправностей АД НВА-55. Из них 69 – выплавление стержней ротора (98,6 %). За тот же период на электровозах 3ЭС5К в эксплуатации зафиксировано 74 неисправности АД НВА-55. Из них 73 – выплавление стержней ротора (98,6 %). Для электровозов ЭП1 всех модификаций из 65 неисправностей НВА-55 16 – по причине выплавления ротора (24,6 %). Фото отказавших АД НВА-55 показано на рисунке 1.5.

С другой стороны, указанная для сети железных дорог России доля выплавлений ротора в сумме отказов АД не является каким-либо уникальным результатом. По данным специалистов из Украины до 30 - 40 % от всех отказов забойных конвейерных и комбайновых АД приходится на долю алюминиевой обмотки ротора из-за ее выплавления в случае затяжных и частых пусков под нагрузкой, пуска перегруженного АД, многократного включения [48, 49]. Заметим, что речь идёт о симметричном питании напряжением от промышленной трёхфазной сети. В [49] анализ отказов АД типа 2ЭДКОФ, ВКДВ, 2ВР и других проведён на базе статистических данных ООО "Донецкий электромеханический завод", ОАО «Донбассэлектромотор» и других предприятий, специализирующихся на ремонте двигателей, за период сентябрь 2000 – сентябрь 2001 года. Выплавления обмотки ротора составили 32,9% отказов АД, поступивших на ремонт.



Рисунок 1.5 - Отказавшие АД НВА-55 в локомотиворемонтном депо

Выявлено, что повреждение обмотки ротора может быть обусловлено различными причинами, такими как: несоблюдение режима работы двигателя – пуск перегруженного конвейера, в том числе путем многократных включений - "раскачивания", при котором двигатель остается не развернувшимся (подача напряжения на обмотку статора при незатухшем магнитном поле обуславливает увеличение пускового момента), частые пуски под нагрузкой; отключение при эксплуатации цепей температурной защиты, что приводит к незащищенности двигателя при повышенных нагрузках и частых пусках. Аналогичный отказ происходит при некачественной заливке стержней роторной клетки алюминием на предприятии-изготовителе АД. В первую очередь выплавляются стержни с недоливами и утончениями, так как они имеют заниженное сечение и по ним протекает ток большей плотности.

Исследователи из Украины рекомендуют для повышения надёжности АД в смысле снижения количества отказов по причине выплавления алюминиевого сплава обмотки ротора:

- 1) использование литой или сварной медной беличьей клетки;
- 2) учёт при разработке средств защиты от перегрева и диагностики АД влияние вытеснения тока на распределение плотности тока и удельных потерь, оказывающее воздействие на нагрев стержня обмотки ротора (учёт эффекта вытеснения тока в стержне ротора даёт рост потерь в стержне в установившемся режиме работы АД 2ЭДКОФ250М4 (55 кВт, 1500 об/мин, 500 В или 660 В, взрывозащищённого исполнения, широко используется в горнорудной и угольной промышленности для многодвигательного привода скребковых и ленточных конвейеров, перегружателей и проходческих комбайнов в шахтах, является одной из наиболее напряжённых электрических машин по нагреву и нагрузке) в 2,5 раза [50, 51]).

Проведённое авторами [51] математическое моделирование динамики нагрева стержня алюминиевой клетки АД 2ЭДКОФ250М4 при учёте эффекта вытеснения тока показало, что при несостоявшемся пуске и времени стоянки под током 110 с максимальная температура в стержне достигается со стороны воздушного зазора и составляет 666,2 °С, что превосходит температуру плавления алюминия (для справки: температура плавления технического алюминия 658 °С).

Известны данные о том, что 16 % отказов тягового асинхронного двигателя марки ДТА-1У1 мощностью часового режима 180 кВт (изготавливается на ОАО «Псковский электромашинный завод») троллейбусов АКСМ – 321 в Томском городском унитарном муниципальном предприятии «Трамвайно-Троллейбусное управление» происходят суммарно по причинам выплавления короткозамкнутой обмотки ротора и задиров ротора о статор [52] (на основе наблюдений с июня 2012 г. по июнь 2013 г.).

Для сравнения приведём зарубежные данные. Согласно [53], отказы, связанные с разрывами стержней и короткозамыкающих колец АД, составляют 10% от общего количества отказов. В [54] доля отказов, приходящаяся на разрывы стержней, оценивается в 7%. В [53, 54]

статистические данные носят общий характер – не уточняется, в составе привода каких механизмов работали АД.

Как сообщается в [55], наиболее распространенным повреждением «беличьей клетки» является обрыв ее стержней, что составляет более 80 % всех повреждений обмотки ротора. Повреждения обмотки ротора выявляются в основном в период капитальных ремонтов. Большая периодичность ремонтов не позволяет своевременно определить дефекты обмотки ротора, что часто приводит к работе АД с оборванными стержнями и другими дефектами. При эксплуатации таких АД возрастают потребляемая мощность и вибрация, что сказывается на продолжительности работы подшипников и тепловом режиме работы машины.

Автором [56] установлено, что пусковые и энергетические показатели АД не выходят за пределы допустимых значений и сельскохозяйственная асинхронная машина с нарушениями целостности клетки ротора может эксплуатироваться в дальнейшем при обрыве: 5-6% стержней для двигателей с $2p=2$; 7-8% стержней для двигателей с $2p=4$ и 12-13% стержней для двигателей с $2p=8$.

Приведенные в двух предыдущих абзацах данные говорят о возможности постепенного накопления в процессе эксплуатации дефектов «беличьей клетки», что может привести к критическому отказу АД в виде множественного повреждения стержней, их выплавления и неработоспособности машины.

Фото общего вида АД НВА-55 в приводе компрессора на электровозе показано на рисунке 1.6. Пример множественного повреждения стержней беличьей клетки НВА-55 показан на рисунке 1.7 (фотография ротора АД, эксплуатировавшегося на электровозе типа ЭП1М). Можно рассмотреть выплавления и разрывы стержней (не менее 12 штук) почти во всех пазах, которые видны на фото.

Ввиду данных выше пояснений, при питании АД от тиристорного преобразователя частоты и числа фаз возникновение таких режимов маловероятно. Кроме того, короткозамкнутые обмотки роторов АД мотор-компрессоров, не питаемых от тиристорного преобразователя, также подвергались выплавлениям. Таким образом, актуальность приобрело исследование режимов работы АД с несимметричным трёхфазным питанием по конденсаторной схеме. Ряд специалистов и научных коллективов занимались проблемой надёжности вспомогательных АД электровозов переменного тока и опубликовали результаты своих исследований. Следует отметить работы учёных Томского политехнического университета [47, 57 - 59], Иркутского государственного университета путей сообщения [27, 39, 45, 46] и ОАО «ВЭЛНИИ» (г. Новочеркасск) [60, 61].

Работы [60, 61] интересны тем, что предлагают способы анализа состояния АД в составе вспомогательного ЭП с позиций неизменности существующих на электровозе схем питания, то

есть предлагают методы диагностики АД. В [60] описаны варианты характеристик АД при возможных штатных и нештатных схемах включения, в том числе при обрывах фаз статора. Констатируется многовариантность режимов работы вспомогательных АД. Авторы [60] сообщают, что на электровозе: «В настоящее время уже применяется так называемая интеллектуальная защита АД. Суть её в том, что в непрерывном режиме измеряются фазные токи и линейные напряжения двигателя. Данные передаются на бортовой компьютер, который анализирует полученную информацию. По заложенным критериям он принимает решение о продолжении работы двигателя, если тот исправен, или об отключении, если сам двигатель или схема его питания неисправна. Такая защита защищает двигатели, но и позволяет диагностировать систему в целом. Разработка компьютерной программы диагностики представляет отдельную задачу».

В [61] предлагается комбинированный метод диагностики при стоянке локомотива, позволяющий одновременно контролировать состояние ротора двигателя и схему включения емкостей АД. Метод заключается в измерении токов во всех фазах заторможенного АД, включённого по конденсаторной схеме, при пониженном однофазном напряжении (50 – 60 В для НВА-55, АНЭ-225 и АЭ 92-4) для трёх – пяти положений ротора, охватывающих всю окружность. При неповреждённой обмотке ротора, неизменном напряжении и одинаковой ёмкости величины токов в фазах АД не должны зависеть от положения ротора. Разность величин токов в 30-40 % и более при разных положениях ротора свидетельствует о разрыве стержней ротора, и он подлежит замене.

Следует констатировать, что большая доля предложений по повышению надёжности вспомогательных АД от специалистов вузов касалась изменения их конструкции: геометрии зубцовой зоны, размеров магнитопровода, материала беличьей клетки (замена литого сплава алюминия на литую либо сварную медь), электромагнитных нагрузок. Критике подвергалось то, что рабочие характеристики НВА-55 (в том числе КПД, коэффициент мощности) в режимах работы, близких к номинальному, уступают аналогам в ряде общепромышленных АД. Подобные исследования велись и ранее. Следует упомянуть работу [62], где исследуются возможности улучшения рабочих характеристик АНЭ225 в номинальном режиме и поддержания достаточной величины пускового момента за счёт изменения лишь материала (марки алюминиевого сплава) и ширины короткозамыкающего кольца обмотки ротора.

Нужно помнить о том, что НВА-55 – специализированный АД, разработанный для использования во вспомогательном ЭП электровозов переменного тока. Он является близким аналогом АД АНЭ225. Упомянутые АД предназначены для гарантированного пуска и приведения в движение вспомогательных механизмов при напряжении в контактной сети, изменяющемся в пределах [63], указанных в табл. 1.1.

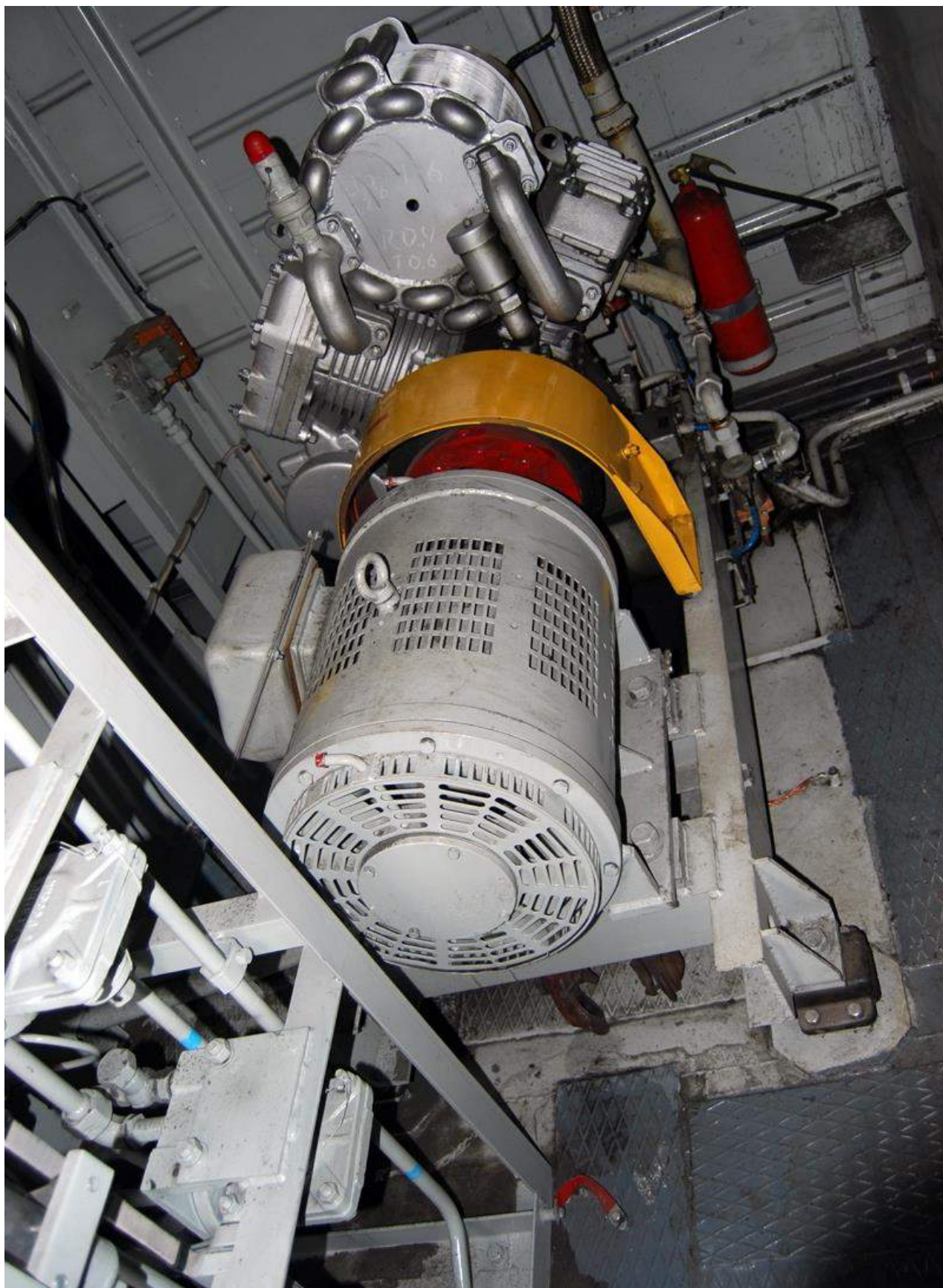


Рисунок 1.6 - Фотография АД НВА-55 в приводе компрессора на электровозе



Рисунок 1.7 - Фотография ротора АД НВА-55 с множественными повреждениями стержней беличьей клетки, эксплуатировавшегося на электровозе типа ЭП1М с конденсаторной системой питания АД

Допустимый диапазон изменения линейного напряжения прямой последовательности для АД АНЭ-225 и НВА-55 от 250 В до 490 В при номинальном значении 380 В [26]. Согласно [30], АД вспомогательных ЭП электровоза должны быть способны работать без стабилизации напряжения в диапазоне изменения напряжения сети $\pm 25\%$ от номинального. Максимальное допустимое напряжение обратной последовательности при работе с несимметричной системой питания равно 25 В (независимо от значения напряжения прямой последовательности) [26]. АД допускает режимы работы как S1, так и S4 с ПВ до 50% с числом включений в час до 20 [26].

Подразумевается, что в практике эксплуатации на ЭПС вспомогательные АД питаются нестабилизированным трёхфазным напряжением с коэффициентом несимметрии напряжений по обратной последовательности [64] до 16 % [27, 47], суммарный коэффициент гармонических составляющих напряжения [64] до 26 % [27], а также с высокими коэффициентами небаланса фазных и междуфазных напряжений.

Таблица 1.1 - Нормативы основных значений напряжений в контактной сети систем тягового электроснабжения железных дорог [63]

Система электрификации	Минимальное нестабильное напряжение U_{min2} , кВ ($t \leq 10$ мин)	Минимальное стабильное напряжение U_{min1} , кВ ($t = \infty$)	Номинальное напряжение $U_{ном}$, кВ	Максимальное стабильное напряжение U_{max1} , кВ ($t = \infty$)	Максимальное нестабильное напряжение U_{max2} , кВ ($t \leq 5$ мин)
Переменный ток	17,5	19	25	27,5	29
Постоянный ток	-	2	3	3,6	3,9 (до 4,0 в режимах рекуперации)

Коэффициент небаланса фазных напряжений определялся согласно [65]

$$k_{неб.ф} = \frac{U_{нб.ф} - U_{нм.ф}}{U_{н.ф}} 100\%, \quad (1.1)$$

где $U_{нб.ф}$, $U_{нм.ф}$ - наибольшее и наименьшее действующие значения из трёх фазных напряжений [47];

$U_{н.ф}$ – номинальное значение фазного напряжения.

На основании результатов замеров при ходовых испытаниях на электровозе 2ЭС5К № 031, приведённых в [47] (сведены в табл. 1.2)

Таблица 1.2 - Измеренные и расчётные характеристики питающих напряжений АД НВА-55 на электровозе 2ЭС5К № 031 [47]

Измеренные значения [47]						Расчётные значения		
Действующие значения основной гармоники фазных напряжений, В			Фазные углы основной гармоники фазных напряжений, градусов			Действующие значения основной гармоники линейных напряжений, В		
$U_{\phi 1}$	$U_{\phi 2}$	$U_{\phi 3}$	$\varphi_{\phi 1}$	$\varphi_{\phi 2}$	$\varphi_{\phi 3}$	U_{12}	U_{23}	U_{31}
112	187	202	0	115	250	255	359	262

$$k_{\text{неб.ф}} = \frac{202 - 112}{220} 100\% = 41\%.$$

Коэффициент небаланса междуфазных напряжений определялся согласно [65]

$$k_{\text{неб.мф}} = \frac{U_{\text{нб}} - U_{\text{нм}}}{U_{\text{н}}} 100\%, \quad (1.2)$$

где $U_{\text{нб}}$, $U_{\text{нм}}$ - наибольшее и наименьшее действующие значения из трёх междуфазных напряжений;

$U_{\text{н}}$ – номинальное значение линейного напряжения.

Для случая, описанного выше (см. табл. 1.2), коэффициент небаланса междуфазных напряжений составляет:

$$k_{\text{неб.мф}} = \frac{359 - 255}{380} 100\% = 27\%.$$

Согласно данным [60] в режиме короткого замыкания АД НВА-55, включённого по нормальной схеме, может иметь место

$$k_{\text{неб.мф}} = \frac{470 - 205}{380} 100\% = 70\%.$$

Известны результаты пуска единичного мотор-вентилятора с НВА-55 при напряжении контактной сети 26,5 кВ на электровозе, когда в ходе разгона зафиксирован (исследовательские испытания системы вспомогательных машин в локомотивном депо Вихоревка, 2008 г.)

$$k_{\text{неб.мф}} = \frac{839 - 636}{380} 100\% = 53\%;$$

при аналогичном единичном пуске мотор-компрессора при напряжении контактной сети 25,5 кВ

$$k_{\text{неб.мф}} = \frac{861 - 604}{380} 100\% = 68\%,$$

по всей видимости, имеет значение величина пускового момента механизма.

Весьма низкое качество электроэнергии на борту электровоза констатируется измерениями, результаты которых опубликованы в [66] (хотя форма представления данных весьма затрудняет из дальнейшего практическое использование), это обстоятельство способствует дополнительным потерям в АД, ухудшению его энергетических характеристик, дополнительному нагреву элементов конструкции.

Справедливости ради, автор должен отметить, что не знаком с протоколированными результатами испытаний ОАО «ВЭЛНИИ», в которых $k_{\text{неб.мф}}$ в установившихся режимах при вращающемся роторе АД превышал бы 13 %, в том числе в условиях реальных поездок на электровозе 2, 3ЭС5К.

Кроме того, целесообразна унификация АД на борту электровоза одного типа, что снижает издержки как изготовления, так и ремонта локомотива. Отсюда следует, что повышенное удельное сопротивление алюминиевого сплава беличьей клетки ротора, несколько ухудшающее показатели номинального режима, совершенно необходимо для пуска мотор-компрессора. А завышенная по отношению к номинальной мощности вентилятора номинальная мощность АД (на электровозе ВЛ85 наибольшей нагрузкой на валу АД АНЭ225 номинальной мощностью 55 кВт является центробежный вентилятор ЦВВ 89-15 №8,2 с мощностью 32,5 кВт [62]) создаёт достаточный запас по моменту для эксплуатации в условиях пониженного напряжения. Поэтому, предложения по существенному изменению конструкции АД, фактически по проектированию новых АД допустимы и целесообразны, если изменить набор факторов, которые должны быть гарантированно учтены в эксплуатации и производстве. Например, если перейти к системе питания вспомогательных АД от преобразователя частоты с симметричным стабилизируемым напряжением, то идеология выбора АД может и должна быть совсем иной: не требуется повышенный пусковой момент на естественной механической характеристике – он формируется подбором закона частотного регулирования; можно повысить КПД АД и снизить потери, выбрав для заливки беличьей клетки технически чистый алюминий; нецелесообразно использовать глубокие или фигурные пазы ротора во избежание существенных проявлений эффекта вытеснения тока высших гармоник, чтобы не было перегрева верхнего слоя проводников. Если предполагается питание АД от автономного инвертора напряжения (АИН), то целесообразно использовать обмотку статора с относительно большой индуктивностью рассеяния, если же от автономного инвертора тока – то с возможно меньшей. Примером АД, специально спроектированного для возможности энергоэффективной работы на борту электровоза в качестве мотор-вентилятора при питании от преобразователя частоты с АИН является АЖВ250М23УХЛ2.

Проведённые авторами [47, 57] с использованием разработанной ими математической модели исследования позволили установить, что критический перегрев обмотки ротора НВА-55

возникает при совместном влиянии низкого качества напряжения питания и выраженной дефектности обмотки ротора. При одновременном наличии несимметрии до 16 % (условия по основной гармонике напряжения соответствуют приведённым в табл. 1.2) и гармоник до 19 %, а также дефектов не менее чем в десяти стержнях ротора происходит оплавление алюминия обмотки ротора (температура нагрева превышает температуру плавления алюминия) [47]. Разработанная авторами [47, 57] математическая модель (ММ) трёхфазного АД предусматривает запись электромагнитных уравнений для трёх фаз статора и всех фаз ротора (для каждого стержня беличьей клетки).

Согласно [47, 57] потокоцепления ротора описываются уравнениями:

$$\begin{aligned} \Psi_{r1} = & i_{r1}(L_{2\sigma} + L_m) + L_m \sum_{k=2}^{m_2} i_m \cos\left((k-1)\frac{360^\circ}{m_2}\right) + \\ & + L_m (i_{sA} \cos(-\varphi) + i_{sB} \cos(-\varphi + 120^\circ) + i_{sC} \cos(-\varphi + 240^\circ)); \end{aligned} \quad (1.1)$$

.....

$$\begin{aligned} \Psi_{r38} = & i_{r38}(L_{2\sigma} + L_m) + L_m \sum_{k=2}^{m_2-1} i_m \cos\left(k\frac{360^\circ}{m_2}\right) + \\ & + L_m \left(i_{sA} \cos\left(-\varphi - (m_2 - 1)\frac{360^\circ}{m_2}\right) + \right. \\ & + i_{sB} \cos\left(-\varphi + 120^\circ - (m_2 - 1)\frac{360^\circ}{m_2}\right) + \\ & \left. + i_{sC} \cos\left(-\varphi + 240^\circ - (m_2 - 1)\frac{360^\circ}{m_2}\right) \right), \end{aligned} \quad (1.2)$$

где k и m_2 – номер стержня и число фаз ротора, равное 38;

$L_{2\sigma}$ – индуктивность рассеяния ротора;

L_m – взаимная индуктивность между статором и ротором.

Токи ротора вычисляются по выражениям

$$0 = i_{r1} R_2' + \frac{d\Psi_{r1}}{dt}; \quad (1.3)$$

$$0 = i_{r2} R_2' + \frac{d\Psi_{r2}}{dt}; \quad (1.4)$$

.....

$$0 = i_{r38} R_2' + \frac{d\psi_{r38}}{dt}, \quad (1.5)$$

где R_2' – приведённое сопротивление фазы ротора;

t – время.

Потокосцепления статора вычисляются по выражениям

$$\psi_{SA} = i_{SA}(L_{1\sigma} + L_m) - \frac{1}{2}i_{SB}L_m - \frac{1}{2}i_{SC}L_m + L_m \sum_{k=1}^{m_2} i_{rk} \cos\left(\varphi + (k-1)\frac{360^\circ}{m_2}\right); \quad (1.6)$$

$$\psi_{SB} = i_{SB}(L_{1\sigma} + L_m) - \frac{1}{2}i_{SC}L_m - \frac{1}{2}i_{SA}L_m + L_m \sum_{k=1}^{m_2} i_{rk} \cos\left(\varphi + (k-1)\frac{360^\circ}{m_2} - 120^\circ\right); \quad (1.7)$$

$$\psi_{SC} = i_{SC}(L_{1\sigma} + L_m) - \frac{1}{2}i_{SA}L_m - \frac{1}{2}i_{SB}L_m + L_m \sum_{k=1}^{m_2} i_{rk} \cos\left(\varphi + (k-1)\frac{360^\circ}{m_2} - 240^\circ\right), \quad (1.8)$$

где $L_{1\sigma}$ – индуктивность от полей рассеяния статора.

Токи статора вычисляются из выражений

$$\sum_{v=1,3,5,7} (u_{SAv} \sqrt{2} \sin(v\omega_0 t)) = i_{SA} R_1 + \frac{d\psi_{SA}}{dt}; \quad (1.9)$$

$$\sum_{v=1,3,5,7} (u_{SBv} \sqrt{2} \sin(v\omega_0 t - 120^\circ)) = i_{SB} R_1 + \frac{d\psi_{SB}}{dt}; \quad (1.10)$$

$$\sum_{v=1,3,5,7} (u_{SCv} \sqrt{2} \sin(v\omega_0 t - 240^\circ)) = i_{SC} R_1 + \frac{d\psi_{SC}}{dt}, \quad (1.11)$$

где v – номер гармоники питающего напряжения;

u_{SAv} , u_{SBv} , u_{SCv} – напряжения питания фаз статора;

ω_0 – угловая частота первой гармоники питающей сети;

R_1 – сопротивление фазы статора.

Вычисление вращающего момента АД

$$M_2 = -L_m p \sum_{n=A,B,C} i_{Sn} \sum_{k=1}^{m_2} i_{rk} \sin \alpha_{nk}, \quad (1.12)$$

где p – число пар полюсов;

n – номер фазы статора;

α_{nk} – угол поворота фазы ротора относительно фазы статора;

i_{Sn} и i_{rk} – токи фаз статора и ротора.

Частота вращения ротора

$$\omega_2 = \frac{P}{J} \int_0^t (M_2 - M_n) dt, \quad (1.13)$$

где J – момент инерции ротора.

Угол поворота ротора

$$\varphi = \int_0^t \omega_2 dt. \quad (1.14)$$

Для имитации некачественно залитых стержней сопротивления обмоток дефектных фаз ротора R_2' принимались равными бесконечности.

Во-первых, недостатком модели (1.1) – (1.14) является её неуниверсальность: при изменении количества стержней в роторе АД потребуется перестройка всей структуры компьютерной модели.

Во-вторых, моделирование несимметрии питающих статор АД напряжений проводилось в работах [47, 57] заданием питающих напряжений фаз, например, согласно табл. 1.2. То есть, характер несимметрии сохранялся при изменении, например, числа обрывов стержней ротора неизменным. На практике это, скорее всего, не так. Неизменным можно считать напряжение обмотки собственных нужд тягового трансформатора электровоза. Характер же несимметрии напряжений на статоре АД должен зависеть от степени несимметрии токораспределения в роторе, которая различна при обрыве разного количества стержней (см. рисунки 1.8 – 1.10).

На рисунке 1.8 показано полученное в результате компьютерного моделирования [47] распределение токов в стержнях дефектной беличьей клетки АД НВА-55 (случай обрыва десяти стержней из тридцати восьми). Для ротора без дефектов ток стержня составляет 520 А при номинальном симметричном режиме [47].

Из рисунка 1.8 наглядно видно, что значительное повреждение активных проводников ротора приводит к существенному увеличению токовой нагрузки на все оставшиеся в работе стержни, причём на определённую группу – в особенности.

В работе [67] использована сходная с предложенной в [47] по структуре ММ АД. Для АД на 4 кВт, 3000 об/мин рассмотрены распределения токов в стержнях беличьей клетки при обрыве одного (рисунок 1.9) и двух (рисунок 1.10) стержней из двадцати восьми.

Обрыв даже одного стержня беличьей клетки, как видно из рисунка 1.9, приводит к существенному возрастанию токов в стержнях, соседних с утраченным. Они становятся потенциальными кандидатами на выплавление. Разрыв следующего стержня лишь усугубляет ситуацию (рисунок 1.10). То есть, можно предположить, что после обрыва первого стержня (может быть вызван скрытым дефектом изготовления), особенно если существуют технологические дефекты заливки ротора алюминиевым сплавом в других стержнях, процесс

обрывов и выплавлений стержней может принять лавинообразный характер. Характер повреждений стержней на рисунке 1.7 не противоречит такому сценарию развития событий.

Более того, подобный сценарий развития отказа подтверждается отечественными исследованиями ещё 1960-х гг. Согласно данным, приведённым в [68], результаты исследований, проведённых на некоторых заводах СССР, выпускавших АД 2 – 11 габаритов с короткозамкнутым ротором, показали, что брак по причине внутренних дефектов литой беличьей клетки из сплавов алюминия колеблется в пределах 0,3 – 11,0 % от общего количества выпущенных АД. Здесь имеется ввиду брак, выявленный на заводе-изготовителе.

Исследованиями 1961-го года установлено, что на заводах-потребителях АД преждевременно выходили из строя по причинам неисправностей ротора 1,4 – 2,0 % АД от общего их количества, находившегося в эксплуатации, что приблизительно соответствовало проценту скрытых дефектов обмотки ротора, не обнаруживаемых использовавшимися в то время на электромашиностроительных предприятиях СССР методами диагностики [68]. Имеются сведения о том, что в роторе с повреждёнными стержнями нарушается токораспределение, приводящее к асимметрии вторичных токов, вызывающее при нагруженном АД каскадный процесс разрушения беличьей клетки [68].

В-третьих, для моделирования температур элементов конструкции в [47, 57] использована дополнительно программа *ELCUT* (способ моделирования – метод конечных элементов). Такой подход позволил реализовать лишь моделирование режима S1, а фактически – лишь установившегося теплового режима. Динамические тепловые процессы остались неисследованными.

В-четвёртых, дополнительным недостатком является отсутствие в уравнениях (1.6) – (1.8) учёта потерь в стали.

Вышесказанное означает, что во избежание отказов АД по причине выплавления ротора следовало бы проводить хотя бы периодический мониторинг на предмет наличия обрывов в роторе, например, по спектру тока статора [69, 70], магнитного поля в зазоре [71] или вибрации [72].

Автором [57] разработана программа и предложена микропроцессорная система теплового мониторинга асинхронных двигателей при эксплуатации на подвижном составе, базирующаяся на измерении токов и напряжений статора АД. По этим данным с учётом знаний о конструкции конкретно АД и расчётов характеристик несимметрии и несинусоидальности питания производится расчёт температуры изоляции обмотки статора и стержня обмотки ротора. Потенциальными недостатками предложенной системы являются большой объём вычислений и некоторая инерционность.

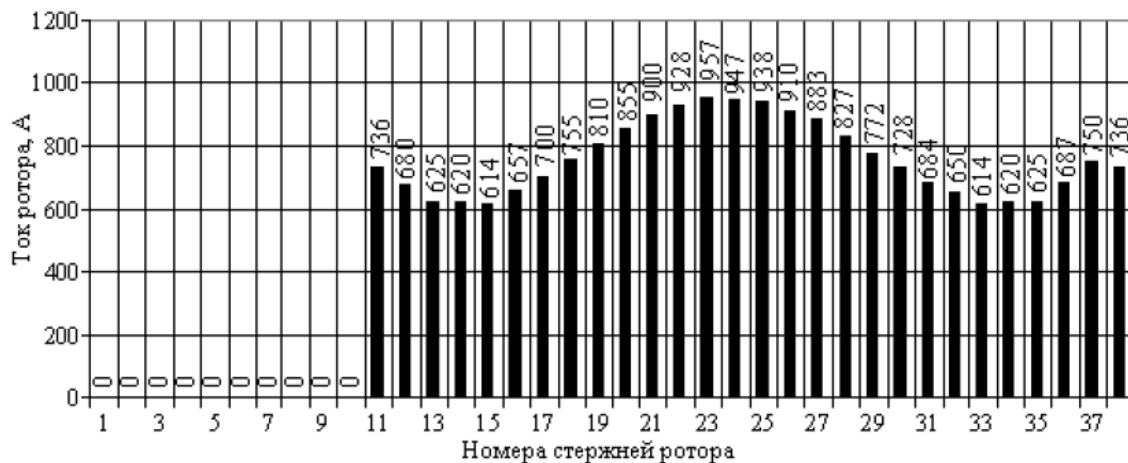


Рисунок 1.8 - Диаграмма токов ротора АД НВА-55 при обрыве десяти стержней без учета несимметрии питания и высших гармоник [44]

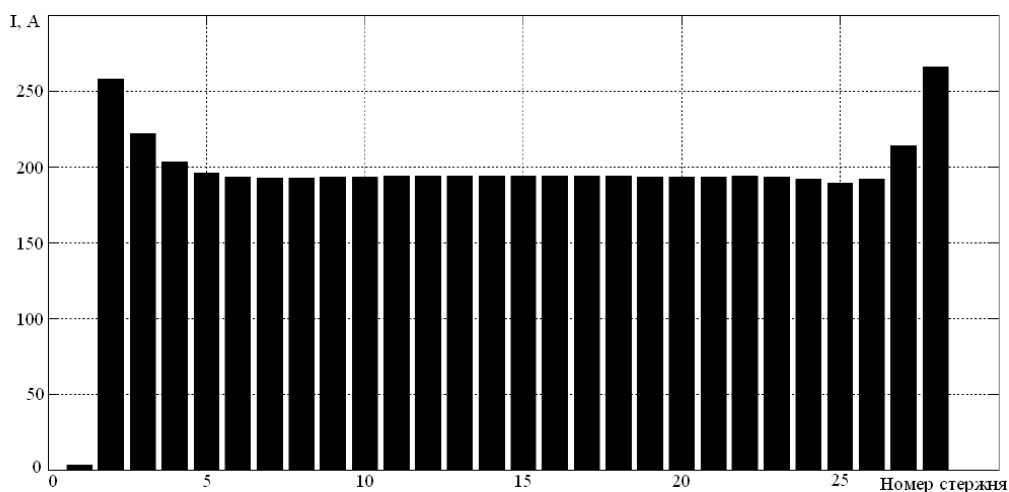


Рисунок 1.9 - Картина распределения токов в стержнях беличьей клетки при обрыве одного стержня [64]

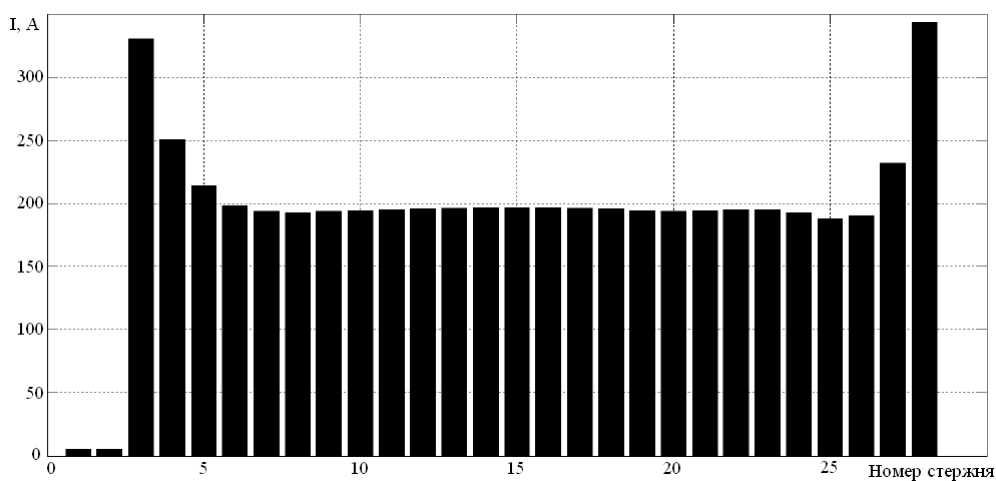


Рисунок 1.10 - Картина распределения токов в стержнях беличьей клетки при обрыве двух стержней [64]

Как известно, тепловые расчёты электрических машин основаны на методах расчёта температурных полей. Нередко при моделировании тепловых процессов в АД используется метод эквивалентных тепловых схем [73 – 77, 51], позволяющий, в том числе, исследовать не только установившиеся, но и переходные тепловые процессы. Выбор именно метода эквивалентных тепловых схем не случаен. Он относительно не требователен (по сравнению, например, с методом конечных элементов) к набору исходных данных о геометрии электрической машины; не требует построения подлинно трёхмерной геометрической и тепловой модели, довольствуясь рассмотрением двумерного температурного поля на основании принципа Р. Зодерберга (принцип приближённого расчёта двумерного поля на основе замены его двумя одномерными). В лучших методиках точность расчётов по методу тепловых схем характеризуется среднеквадратичной погрешностью до 10 %. Повышение точности расчётов по методу тепловых схем, как и для многих других методов, может быть достигнуто путем уменьшения размеров участков в объёме электрической машины, для которых задаются постоянные свойства, и увеличения их количества. Метод тепловых схем позволяет определять динамику тепловых процессов в различных частях (узлах) электрической машины. В этом методе АД рассматривается как схема соединения источников тепла, тепловых сопротивлений и приемников.

Тепловое состояние каждого элемента схемы замещения описывается следующим дифференциальным уравнением теплового баланса:

$$C_n \frac{d\vartheta_n}{dt} = P_n + \sum_{i=1}^{q(i \neq n)} \frac{\vartheta_i - \vartheta_n}{R_{in}} \quad (1.15)$$

где: C_n - теплоемкость n -го элемента; ϑ_n - температура n -го элемента; ϑ_i - температура одного из соседних элементов, связанных в тепловом отношении с рассматриваемым элементом n ; P_n - потери мощности в данном элементе n ; R_{in} – тепловая проводимость i -го элемента; t - текущее время.

С целью определения теплового состояния электрической машины в целом решается система уравнений, число которых зависит от количества элементов, на которые разбивается машина.

Завершая тему о выплавляемых алюминиевого сплава обмотки ротора НВА-55 следует сказать, что разработчиками и изготовителями электровозов (ОАО «ВЭЛНИИ», ООО «ПК НЭВЗ» (г. Новочеркасск)) была запущена в производство модификация НВА-55С со сварной медной беличьей клеткой и пазами ротора прямоугольного поперечного сечения (фото ротора

АД НВА-55С показано на рисунке 1.11), что гарантировало отсутствие выплавлений стержней. Разработчикам удалось, изменив лишь материал беличьей клетки и конфигурацию зубцовой зоны ротора при том же количестве пазов на роторе получить незначительное снижение расчётных вращающих моментов по сравнению с базовым вариантом НВА-55: пускового – на 22,14 %, максимального – на 22,53 %, номинального – на 2,05 %. Принципиально снижение пускового момента ведёт к затягиванию пуска и росту тепловыделения за время пуска.

Тем не менее, за март 2009 г. по данным ОАО «РЖД» в депо Вихоревка на электровозах 3ЭС5К (№№ 012, 021, 032, 046) отмечено 5 выходов из строя АД НВА-55С с формулировкой: «повреждение обмотки статора, следы перегрева ротора». АД относились как к приводу мотор-вентиляторов (80 %), так и мотор компрессора. В 40 % случаев ёмкость конденсаторов была заниженной, а в остальных – нормальной. Всего отказов НВА-55С в 2009 г. зафиксировано 26 (данные ООО «ПК НЭВЗ»).

19 января 2010 г. на совещании по вопросам качества выпускаемых электровозов на ООО «ПК НЭВЗ» были представлены следующие меры: установка НВА-55С вместо НВА-55 с ЭП1М-590 во II кв. 2009 г., на 2ЭС5К с № 134; на 3ЭС5К с № 51 с I кв. 2009г.; для улучшения условий запуска вспомогательных машин применен пусковой двигатель НВА-55С (с работой на холостом ходу) с шариковыми подшипниками с одновременным исключением из схемы электровоза преобразователя ПЧФ-177 и сопутствующей аппаратуры на 2ЭС5К №№ 139, 147, 148 3ЭС5К с №057 с II кв. 2009г.; в связи с низким качеством (в том числе снижение ёмкости в процессе эксплуатации) произведена замена поставщика пусковых конденсаторов КПС-053802 с Усть-Каменогорского конденсаторного завода на Серпуховской, с обеспечением 100% входного контроля конденсаторов на 2ЭС5К с № 075, 3ЭС5К с № 032 с II кв. 2008г.; в связи с низким качеством и надежностью реле РТТ-85-33-132, применяемых для защиты электродвигателей НВА-55, выполнена замена электротепловых реле РТТ-85-33-132 на электротепловые реле ТРТ-142 с принудительным возвратом на 2ЭС5К №№139, 147, 148 3ЭС5К с № 057 с II кв. 2009г. Кроме того, были предприняты замена роликовых подшипников ВНА-55 на шариковые, выпуск модификации НВА-55 со станиной повышенной жёсткости.

Отметим, что вспомогательным АД, в том числе НВА-55 и АНЭ-225, присуща заметная доля пробоев изоляции обмотки статора, отказов подшипников, межвитковых замыканий обмотки статора среди общего количества отказов. Отказы обмотки статора часто связаны с перегревом и термическим разрушением изоляции. Часть случаев выплавления обмотки ротора можно отнести на счёт неисправностей и внезапного разрушения подшипников.

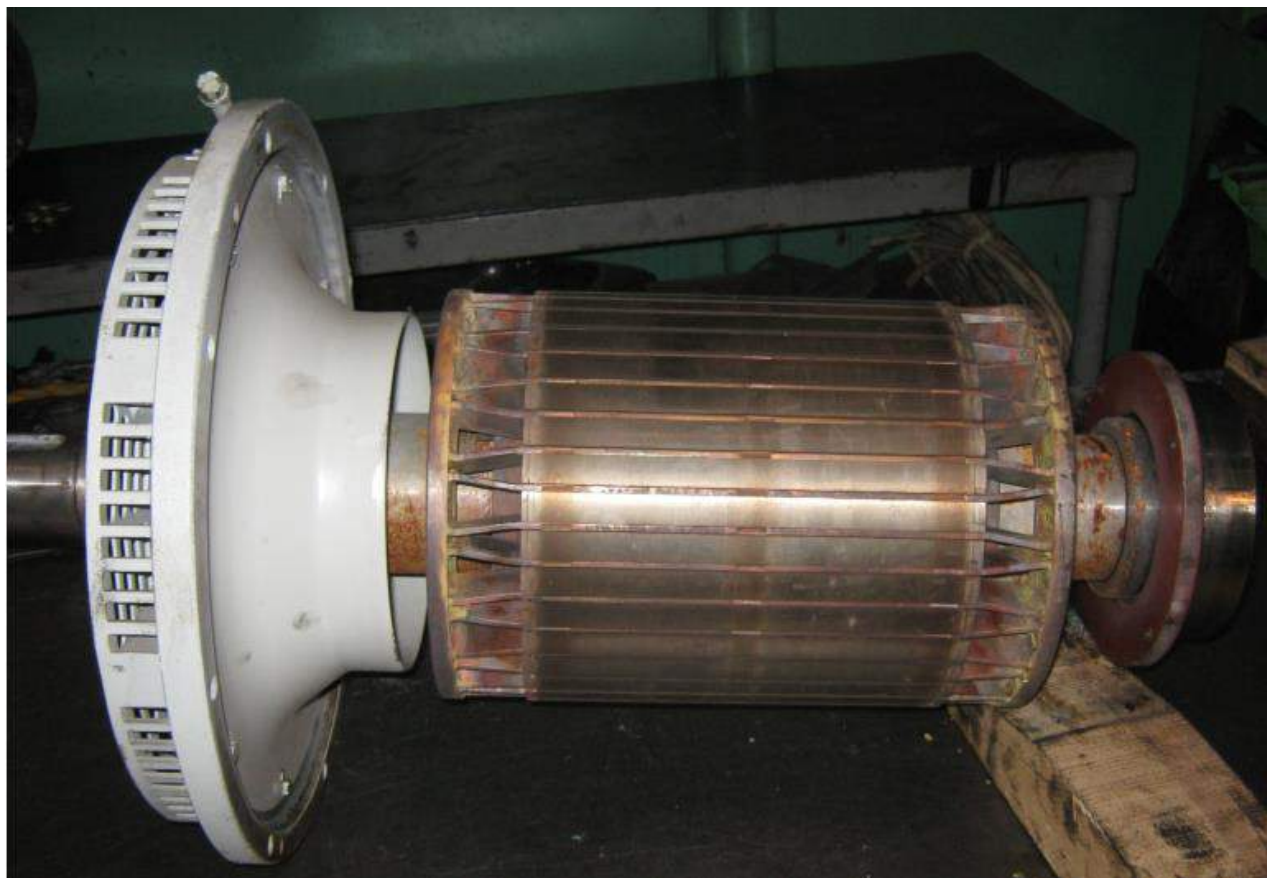


Рисунок 1.11 - Фотография ротора АД НВА-55С со сварной медной беличьей клеткой

Согласно статистике ОАО «РЖД» по отказам электровозов типа «Ермак» и типов ЭП1М и ЭП1П (на них эксплуатируются АД НВА-55) за 2014 год (совокупный парк упомянутых локомотивов составил на апрель 2015 г. 1300 шт.) всего зафиксирован 6821 отказ. Из них в эксплуатации произошли 27% отказов (не детализированы причины), остальные 5009 отказов выявлены в процессе технического обслуживания и текущего ремонта локомотивов. Среди последних 4,3 % составляют отказы, связанные со вспомогательным ЭП (216 шт.), из которых, в свою очередь, 10,6 % - документированные отказы по причине выплавления, выгорания короткозамкнутой обмотки ротора или разрыва ее стержней (23 шт.) или 0,5 % от совокупного числа отказов, выявленных при техническом обслуживании и текущем ремонте. Можно констатировать результативность предпринятого комплекса мер – положение с выплавлениями улучшилось. Тем не менее, проблема включена ООО «ТМХ-Сервис» в 2014 г. в Топ 100 проблем сервисного обслуживания локомотивов [78, 79].

Большинство исследователей сходятся во мнении, что отказы АД с выплавлением алюминиевого сплава беличьей клетки одной из важных причин возникновения имеют дефекты изготовления и несовершенство технологии заливки алюминия. В [69] приводятся следующие основные причины возникновения разрывов стержней беличьей клетки АД:

- 1) прямые пуски под нагрузкой, сопровождающиеся механическими и термическими напряжениями, превышающими нормируемые для ротора;
- 2) нагрузки на валу импульсного характера, вызывающие механические напряжения, например, поршневой компрессор;
- 3) несовершенство технологии изготовления беличьей клетки.

Также называются причины: местные перегревы, электромагнитные силы и вибрации, несимметричное магнитное тяжение, аксиальные силы, воздействие химических веществ и влажности, неисправности подшипников, расшихтовка сердечника, остаточные механические напряжения в процессе изготовления беличьей клетки [71]. Возникновение и действие последней причины подробно описано в [80]: ввиду того что коэффициент температурного расширения алюминия в два раза выше, чем стали, при остывании алюминиевой заливки сердечника возникают механические силы в стержнях беличьей клетки, которые могут превосходить по величине предел текучести алюминия, приводя к податливости стержней.

Таким образом, проблема надёжности вспомогательных АД является комплексной. Успешная попытка логической увязки условий работы и различных неисправностей вспомогательных АД сделана авторами [27].

Многочисленные испытания, проведённые специалистами ОАО «ВЭЛНИИ» и ООО «ПК НЭВЗ» как на стендах, так и на электровозах, не выявили достоверно причин возникновения значительных перегревов АД НВА-55, приводящих к повышенной аварийности этих машин: не удалось достичь режима, при котором было бы достигнуто выплавление обмотки ротора или

термическое разрушение изоляции обмотки статора. Сложилось мнение, что отказывают машины с некоторой накопленной суммой дефектов, каждый из которых (или их сумма до некоторого последующего дефекта, становящегося лимитирующим) не приводят к отказу АД. Мнение это основано, в частности на том, что динамика изменения повреждаемости вспомогательных электрических машин НВА-55 показывает, что в начальный период эксплуатации электровозов типа 2ЭС5К повреждения НВА-55 составляли незначительную часть от общего количества повреждений по электровозу в целом. Далее доля отказов НВА-55 в суммарном количестве отказов оборудования электровозов возрастала.

Поэтому важной для практики задачей является распознавание, в том числе оперативное, на борту локомотива в процессе эксплуатации, появления лимитирующего дефекта, делающего отказ АД неизбежным.

Для исследования тепловых процессов целесообразно моделировать динамику АД, в том числе ситуации с дефектами короткозамкнутой обмотки ротора. Так как мониторинг непосредственно температуры короткозамкнутой обмотки ротора АД весьма затруднён, а косвенное определение температуры требует вычислений по математической модели, то требуется найти признак, критерий, по которому можно бы было оперативно идентифицировать опасность быстрого роста температуры до недопустимых значений с целью отключения аварийного АД.

1.1.3. ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД С ПИТАНИЕМ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ОТ ТРЁХФАЗНОГО АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ

Наиболее перспективным техническим решением в области вспомогательного ЭП ЭПС можно на сегодняшний день считать организацию питания трёхфазных АД от трёхфазного АИН. В этом случае удаётся получить стабилизированное по величине симметричное трёхфазное напряжение питания на статоре АД, частота которого регулируется, обеспечивая изменяемую производительность мотор-вентиляторов, а также формирование пускотормозных режимов мотор-компрессоров. Благодаря отмеченным свойствам, удаётся достичь высокого использования установленной мощности АД, отпадает необходимость в её завышении на случай снижения питающего напряжения, оптимизируются режимы эксплуатации по току за счёт исключения бросков тока при пуске и коммутациях. Специфика механизмов во вспомогательном ЭП такова (не требуется регулирование положения ротора, диапазон регулирования частоты вращения относительно не велик (при U/f -регулировании без обратной связи по скорости диапазон регулирования скорости около 20, при использовании обратной связи может быть увеличен до 200 [81 - 83]), не требуется прецизионное регулирование частоты

вращения, не требуется высокое быстродействие, возможно питание нескольких АД от одного АИН), что наибольшее распространение в настоящее время получили АИН со скалярным управлением. Основной элементной базой полностью управляемых полупроводниковых ключей для АИН вспомогательных ЭП являются биполярные транзисторы с изолированным затвором (*IGBT* [84] и высоковольтные *HV IGBT* [85]). Выбор этой элементной базы обоснован в работах [84, 86, 87]. В некотором роде вспомогательный ЭП этого типа является в ряде случаев прототипом для отработки перспективных технических решений более мощного тягового ЭП.

Недостатком при питании от АИН являются дополнительные потери в АД от высших временных гармоник тока, а также потери в схеме АИН. Способ расчёта характеристик АД с использованием гармонического анализа при питании от АИН, в том числе потерь с учётом эффекта вытеснения тока в проводниках обмоток описан в [88]. Вопросы потерь в схеме АИН, в том числе в полупроводниковых ключах рассмотрены в [89, 86]. Статические преобразователи современных ЧРЭП, в том числе используемые для питания трёхфазных АД во вспомогательном ЭП ЭПС, обладают высоким КПД (около 95 % в номинальном режиме при мощности 114 кВт [90]), а также позволяют получать КПД питаемого АД близкий к номинальному.

Возможные схемы силовых цепей статических преобразователей для использования во вспомогательных ЭП отличаются разнообразием [31] (см. рисунки 1.12 – 1.16). На рисунках 1.12 – 1.16 для упрощения схем не показаны диоды, включённые встречно-параллельно каждому транзисторному ключу. Схемы на рисунках 1.12 – 1.16 обеспечивают выполнение гальванического разделения высоковольтных цепей источника питания (контактной сети) и низковольтных потребителей с напряжением 380 В и 220 В [31]. В современной отечественной практике получил распространение двухуровневый трёхфазный АИН с жёсткой коммутацией ключей, выполненный по мостовой схеме [91], например, в составе ПСН-169, испытанного на электровозе ЭП200-002 [85] и ШПВМ-250-У2, испытанного на электровозе «Ермак» ЗЭС5К-153 [92].

На примере ПСН-169 [90] в структуре силовой части вспомогательного ЭП имеются: источник питания – обмотка собственных нужд тягового трансформатора; неуправляемый выпрямитель; импульсный преобразователь постоянного напряжения (ИППН) повышающего типа (типы ИППН рассмотрены в [93]); звено постоянного напряжения на входе АИН, содержащее сглаживающий и резонансный [94] (настроен на гармонику частотой 100 Гц) электрические *LC*-фильтры; трёхфазный АИН по мостовой схеме; кабели питания АД.

ПСН-169 предназначен для питания мощного мотор-вентилятора централизованной системы охлаждения электровоза переменного тока ЭП200 на базе АД АЖВ250М2РУХЛ2

мощностью 110 кВт. В кузове электровоза расположены два АД АЖВ250М2РУХЛ2. Один ПСН-169 обеспечивает питание одного мотор-вентилятора. ПСН-169 обеспечивает длительную работу АД в режимах, соответствующих четырём фиксированным частотам выходного напряжения АИН: 16,6; 25; 33,3; 50 Гц, плавный разгон при пуске от частоты 2,5 Гц и плавный переход с одной фиксированной частоты на другую (с интенсивностью 1 Гц/с) в зависимости от токовой нагрузки силового оборудования электровоза. В АИН реализован принцип широтно-импульсного регулирования напряжения на выходе (прямоугольно-треугольная широтно-импульсная модуляция напряжения [95]) с несущей частотой 1,2 кГц. Значения пусковых токов АД не превышают при частотном пуске номинальный ток. Перегрев обмотки статора АД при питании от ПСН-169 не превысил 74,5 °С по результатам испытаний. При выходе из строя одного ПСН-169, второй обеспечивает работ обоих осевых вентиляторов в режиме резервирования с ограничением выходной частоты АИН на уровне 33,3 Гц [31, 90].

Благодаря наличию ИППН в составе ПСН-169 достигается стабилизация напряжения на входе АИН при колебаниях переменного напряжения на обмотке собственных нужд тягового трансформатора в диапазоне 280 – 470 В [31, 90]. При испытаниях коэффициент мощности электропривода относительно сети составил 0,91 [90], так как на ИППН возложены функции активного корректора коэффициента мощности (АККМ), и он может поддерживать коэффициент мощности на заданном уровне, в том числе равным единице. Тема использования АККМ в составе вспомогательных ЭП ЭПС остается актуальной, в том числе предлагаются варианты использования в этом качестве четырехквadrантных преобразователей (4QS) [96].

Пример конструкции шкафа питания вспомогательных машин (преобразователя собственных нужд) с АИН электровоза показан на рисунке 1.17.

Довольно подробное описание состава вспомогательного ЭП электровоза постоянного тока 2ЭС4К с использованием трёхфазных АИН дано в [43] (см. рисунок 1.18). Функциональная схема вспомогательного ЭП электровоза постоянного тока 2ЭС6 приведена на рисунке 1.19. Обратим внимание, что в структуру вспомогательного ЭП включены цепи выпрямителя управления возбуждением коллекторного тягового электродвигателя (КТЭД) (рисунки 1.18 и 1.19).

Актуальными задачами при разработке новых и анализе процессов в существующих системах вспомогательного ЭП на основе ЧРЭП с АИН и АД являются, в том числе в разрезе энергоэффективности:

- обеспечение электромагнитной совместимости частотно-регулируемого асинхронного ЭП;
- выбор оптимальных режимов пуска АД;
- вопросы компенсации реактивной мощности.

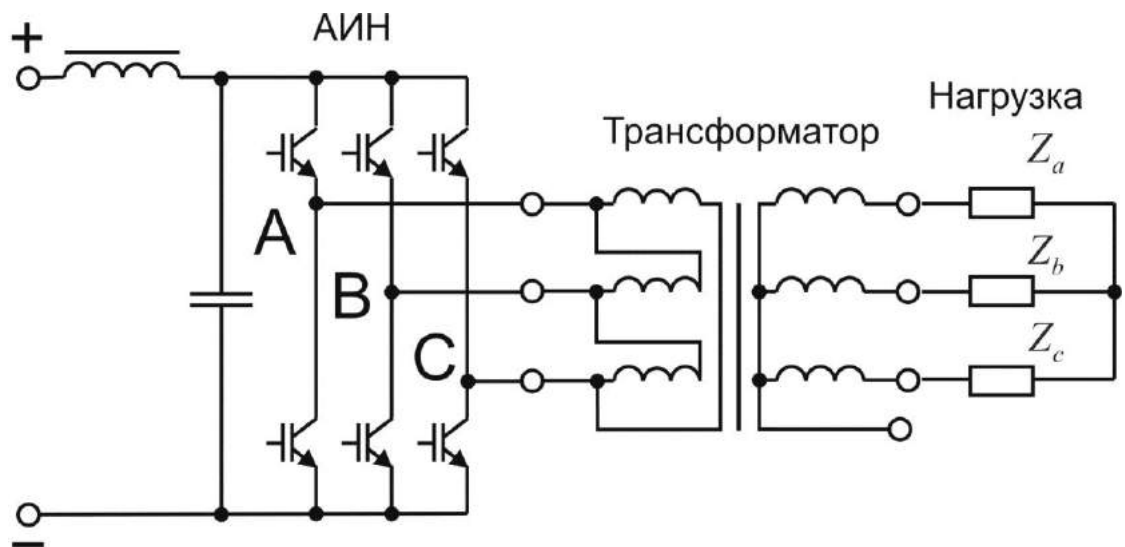


Рисунок 1.12 - Схема преобразователя собственных нужд электровоза с двухуровневым АИН и трёхфазным трансформатором [31]

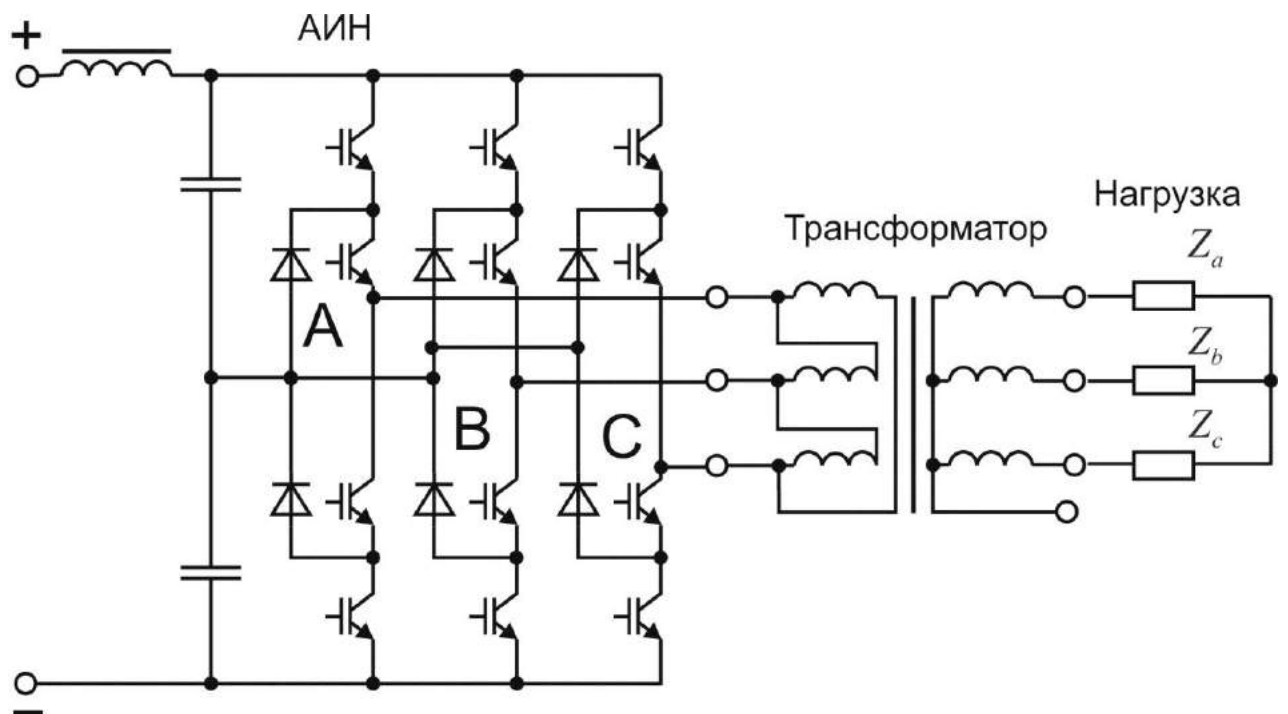


Рисунок 1.13 - Схема преобразователя собственных нужд электровоза с трёхуровневым АИН и трёхфазным трансформатором [31]

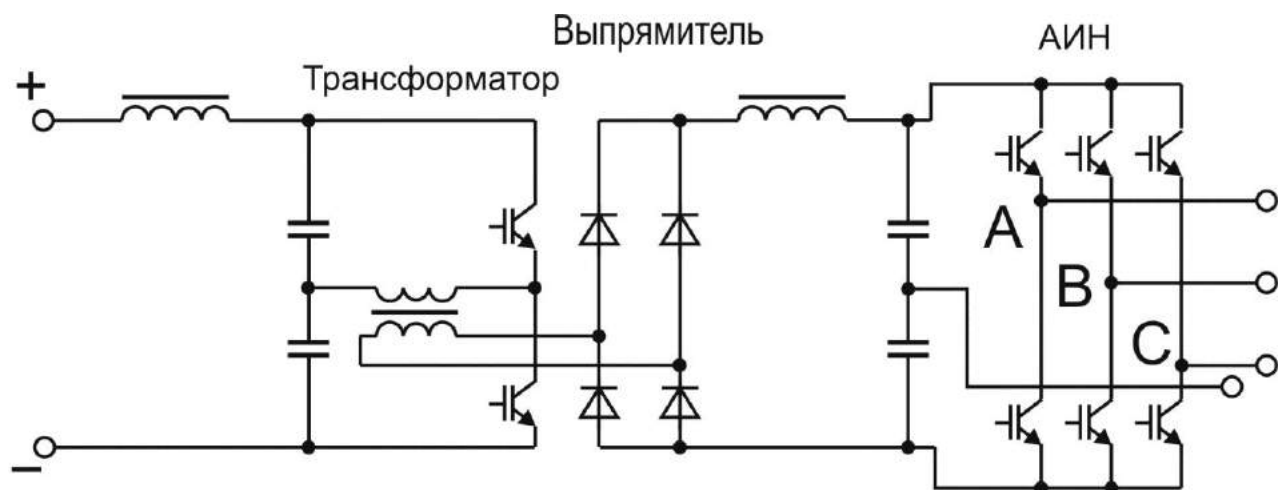


Рисунок 1.14 - Схема преобразователя собственных нужд электровоза с двухуровневым АИН и однофазным трансформатором (вариант 1) [31]

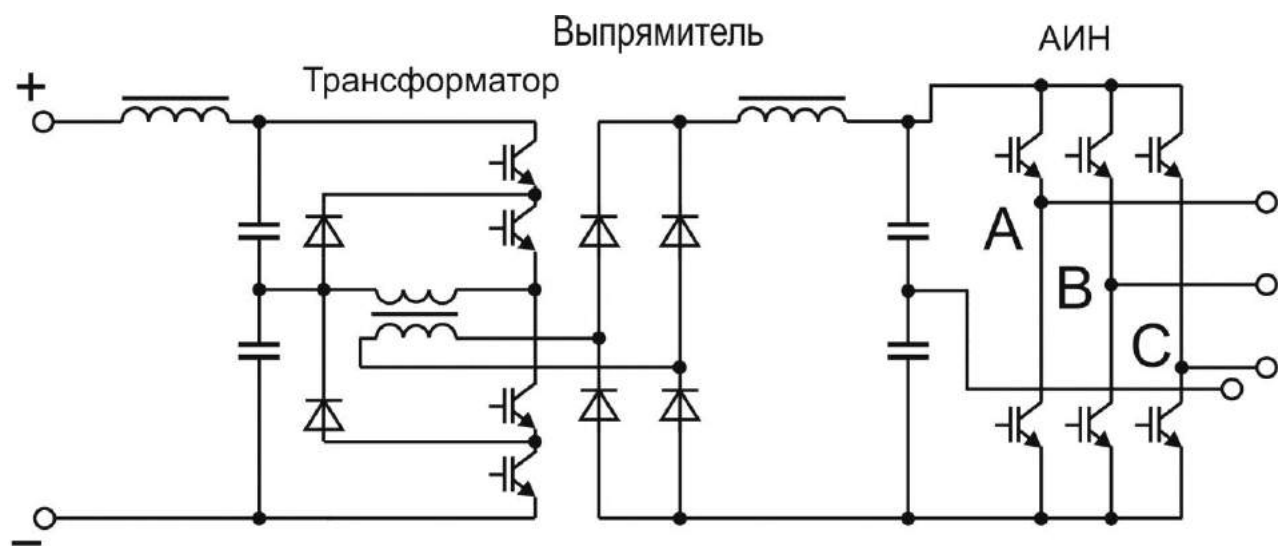


Рисунок 1.15 - Схема преобразователя собственных нужд электровоза с двухуровневым АИН и однофазным трансформатором (вариант 2) [31]

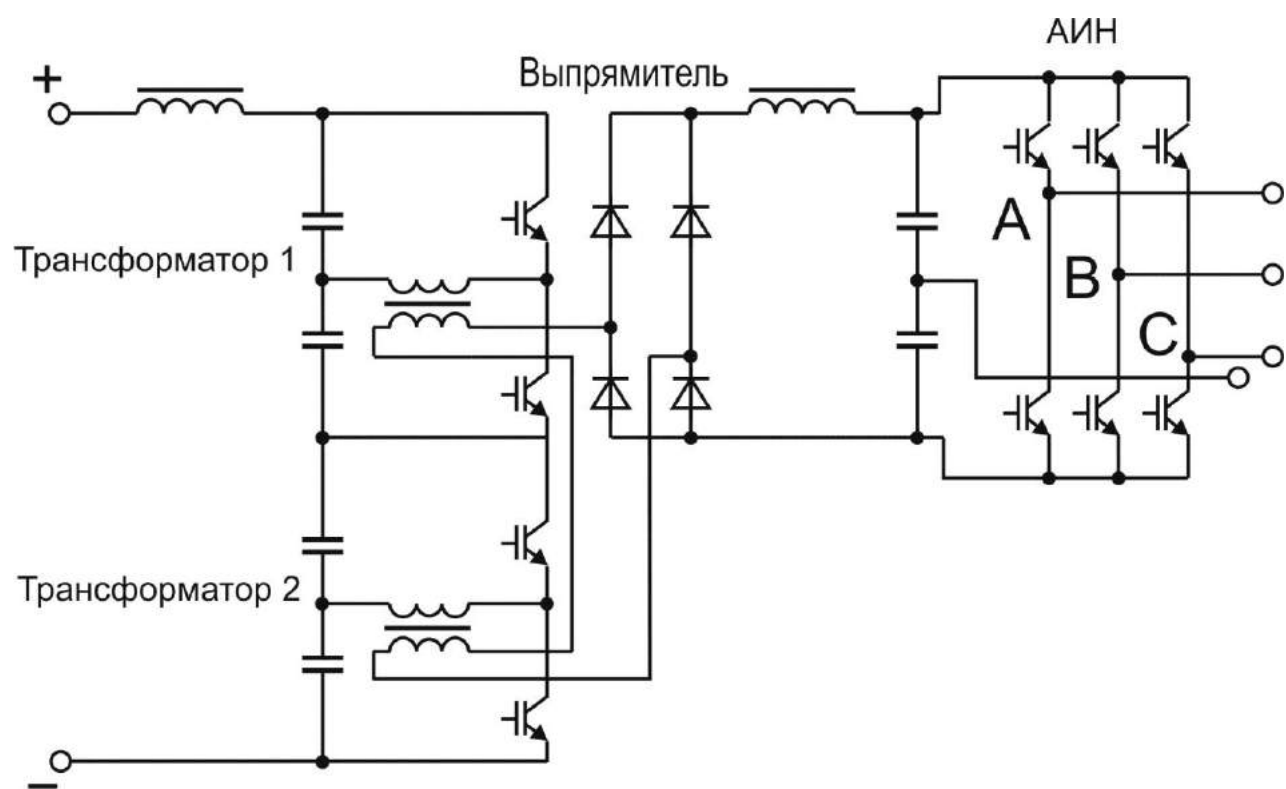


Рисунок 1.16 - Схема преобразователя собственных нужд электровоза с двухуровневым АИН и двумя однофазными трансформаторами [31]

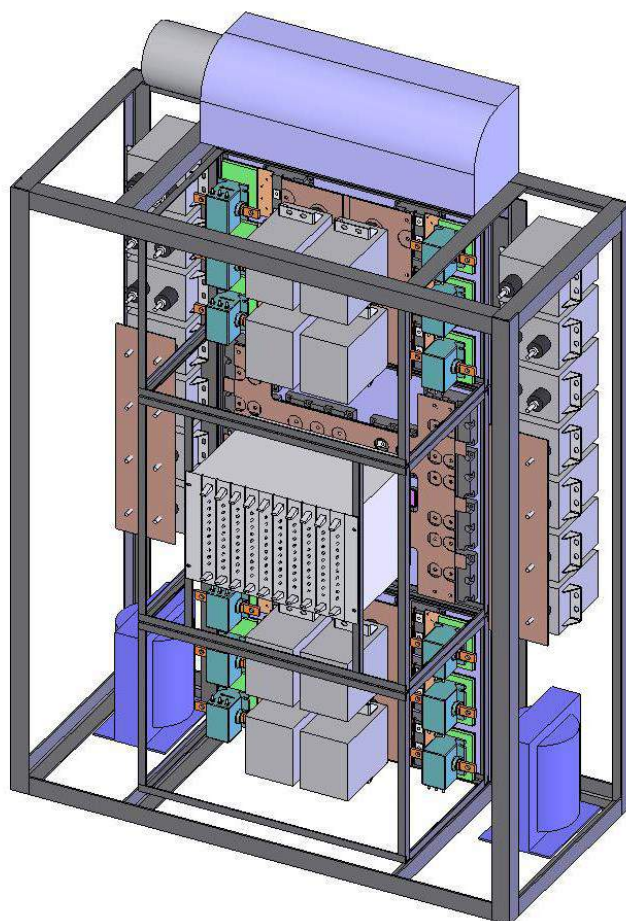


Рисунок 1.17 - Шкаф питания вспомогательных машин

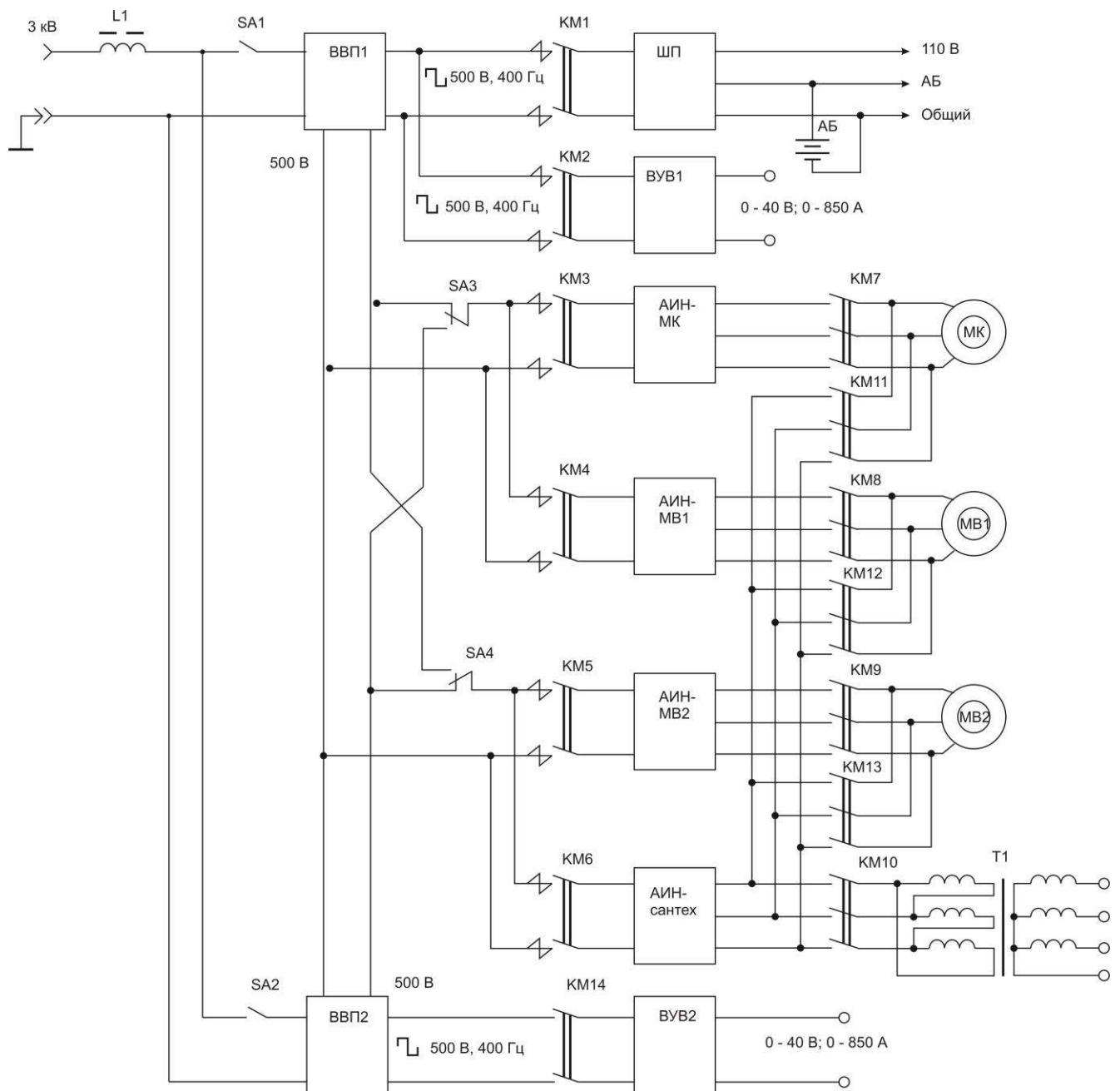


Рисунок 1.18 - Вспомогательный ЭП электровоза постоянного тока 2ЭС4К с использованием трёхфазных АИН

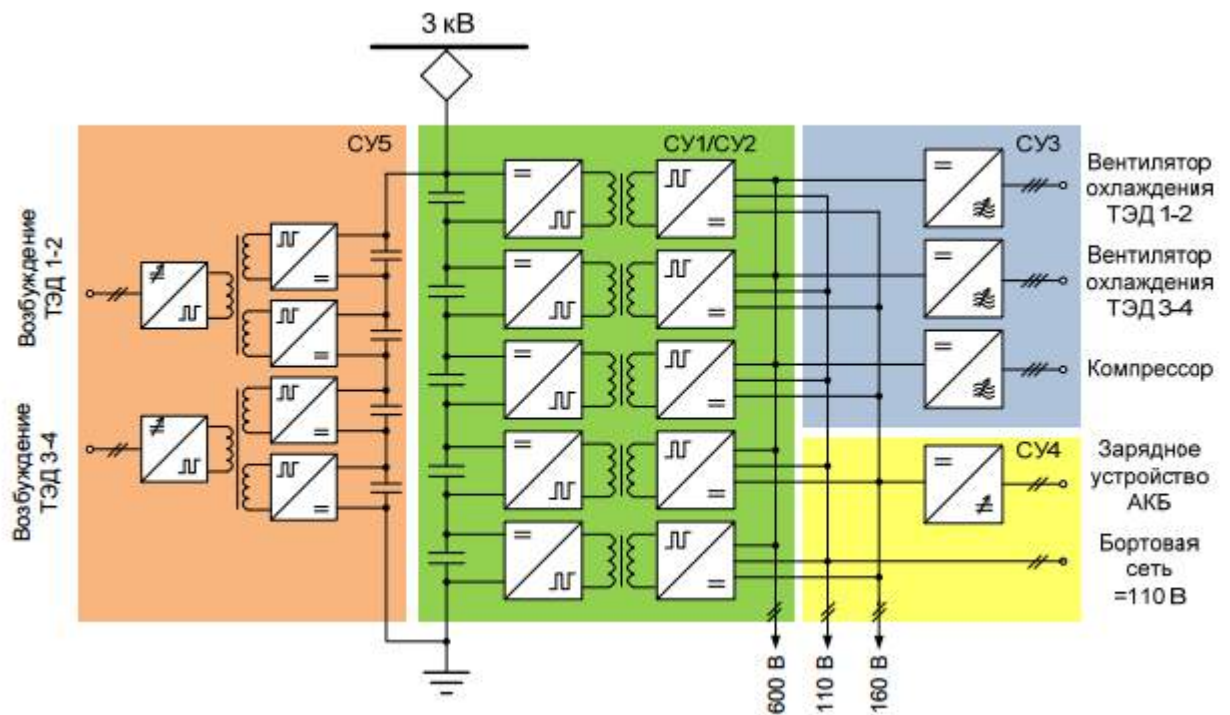


Рисунок 1.19 - Структурная схема ПСН электровоза 2ЭС6 (СУ – системы управления)

1.2. ПРОБЛЕМЫ РАЗРАБОТКИ МАТЕМАТИЧЕСКИХ И КОМПЬЮТЕРНЫХ МОДЕЛЕЙ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ЭЛЕКТРОПОДВИЖНОГО СОСТАВА И СТАЦИОНАРНОЙ ЭНЕРГЕТИКИ

Из опыта многолетнего сотрудничества со специалистами ОАО «ВЭЛНИИ» (г. Новочеркасск) можно констатировать, что не теряет актуальности задача построения компьютерных моделей асинхронных вспомогательных ЭП ЭПС, в том числе ЧРЭП. Пожеланиями к компьютерным моделям являются:

1) возможность использования модели в хорошо известном программном пакете (автором выбран в силу ряда объективных и субъективных обстоятельств *OrCAD*);

2) полная открытость модели для редактирования методами визуального программирования с широким применением схемотехнического подхода (математическая модель должна позволять такую компьютерную реализацию);

3) возможность решать широкий круг прикладных задач моделирования (динамические и статические режимы ЭП, расчёт гармонического состава, расчёт мощностей), в том числе имитационного (получение информации о мгновенных значениях моделируемых величин), включая случаи несимметрии параметров или питания, за счёт изменения параметров модели (значений переменных) без трудоёмкой переделки её структуры, не прибегая к помощи внешних программных средств;

4) максимальное избавление разработчика ЭП или аналитика, которые являются специалистами в электротехнике, электромеханике, электронике, от рутинных процедур написания программного кода (в особенности от программирования математических методов решения уравнений) с целью сокращения числа ошибок и времени отладки.

Прецедент досадной ошибки программирования на языке *Fortran-77* автор может привести из собственного опыта. Результат расчёта пульсаций электромагнитного момента тягового АД долгое время оставался неверным [88] лишь ввиду неправильного описания действия одной из стандартных функций языка программирования в справочнике, которым пользовались для написания расчётной прикладной программы. Замена в программе стандартной функции позволила получить верный результат расчёта пульсаций момента [97].

Структурные схемы – общепринятый язык графической записи передаточных функций при исследовании динамики ЭП. Преобразователь также можно описывать подобным образом, но это неудобно. Преобразователи с полупроводниковыми вентилями являются дискретными объектами, поэтому удобнее моделировать их как электрические схемы с управляемыми нелинейными элементами (ключами). Такой подход приводит к имитационной модели

преобразователя, что с успехом реализовано средствами *OrCAD 9.2* авторами публикации [98] для двух- и трёхуровневого трёхфазных АИН.

В имитационной модели асинхронного ЭП могут присутствовать как составные элементы модели таких устройств, как: трёхфазный АД, трёхфазный трансформатор, однофазный трансформатор, дроссель насыщающийся, АИН, механическая нагрузка.

1.2.1. ОБЗОР ПОДХОДОВ К СОСТАВЛЕНИЮ МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Как указано в [83], оценка эффективности работы ЭП связана с предварительными расчётами характеристик, режимов работы и технических показателей по аналитическим соотношениям, применяемым в инженерной практике. Уточнение электромеханических свойств и показателей ЭП выполняется с помощью моделирования, основу которого составляют математические и компьютерные (в том числе имитационные) модели. В силу этих причин важное значение имеют как упрощённые аналитические выражения, так и различного уровня ММ электродвигателей и ЭП.

Целью исследования переходных процессов частотно-управляемой асинхронной электрической машины является определение максимальных значений токов статорной и роторной обмоток, пульсаций момента в зависимости от алгоритма управления.

Будем исходить из того, что разные ММ АД, в особенности при одинаковых допущениях, представляют собой различные виды формального описания одних и тех же явлений. Более того, различные формы записи одних и тех же дифференциальных уравнений (символьно или графически), что даёт те или иные удобства и преимущества при использовании в разных сферах техники (анализ процессов, управление) или при составлении компьютерных моделей в различных программных средах.

В ряде работ [99 - 101] для анализа переходных процессов используется метод результирующего вектора напряжения или тока, основы которого для исследования переходных процессов в асинхронных машинах подробно изложены в монографии И. П. Ковача и И. Раца [102]. При составлении уравнений АД обычно используют общепринятые допущения и ограничения, связанные с понятием «идеализированная электрическая машина»: машина ненасыщена (или коэффициент насыщения принят неизменным: использованы так называемые «насыщенные параметры», то есть параметры, определённые при состоянии насыщения), потерь в стали нет, фазные обмотки симметричны, МДС обмоток и магнитные поля распределены синусоидально вдоль окружности магнитного зазора, воздушный зазор равномерен, ротор симметричен, реальная распределённая обмотка заменена сосредоточенной,

а её МДС принята равной МДС реальной обмотки, магнитное поле плоскопараллельное, рабочее поле и поля рассеяния взаимно независимы. При таком подходе активные сопротивления обмоток ротора и статора принимаются неизменными во времени (не учитываются вихревые токи в проводниках обмоток, обусловленные импульсным изменением питающего напряжения). Индуктивности АД также постоянны. С математической точки зрения решение дифференциальных уравнений сводится к численному или аналитическому интегрированию на заданном интервале с постоянным или с переменным, по выбранной процедуре, шагом интегрирования. Основным методический недостаток заключается в громоздкости решения исходных уравнений, особенно при импульсном регулировании напряжения. Решение выполняется отдельно для каждого интервала импульса и для каждого интервала паузы. Это делает метод весьма трудоёмким и малоприменимым практически при ШИМ напряжения, тем более при высокой кратности несущей частоты к частоте коммутации.

Метод результирующего вектора применительно к ММ АД получил значительное развитие в работах А. Б. Виноградова [103, 104], где уравнения, описывающие динамические процессы в АД с учётом потерь в стали и насыщения цепи намагничивания в векторной форме в системе координат, вращающейся с произвольной частотой ω_k , соответствуют схеме замещения АД, представленной на рисунке 1.20. Важность задачи учета потерь в стали определяется существенным вкладом этих потерь в суммарные потери машины. Так, для АД серии 4А потери в стали могут составлять более 20% от полных потерь номинального режима и более 50% от полных потерь холостого хода [104]. Будем иметь в виду, что параметры и переменные ротора на рисунке 1.20, а также в уравнениях (1.16) – (1.27) приведены к обмотке статора.

$$\vec{u}_s = r_s \vec{i}_s + L_{\sigma s} \frac{d\vec{i}_s}{dt} + \frac{d\vec{\Psi}_\mu}{dt} + j\omega_k \vec{\Psi}_s; \quad (1.16)$$

$$0 = r_r \vec{i}_r + L_{\sigma r} \frac{d\vec{i}_r}{dt} + \frac{d\vec{\Psi}_\mu}{dt} + j(\omega_k - \omega_{re}) \vec{\Psi}_r; \quad (1.17)$$

$$0 = r_{ec} \vec{i}_{ec} + L_{ec} \frac{d\vec{i}_{ec}}{dt} + \frac{d\vec{\Psi}_\mu}{dt} + j\omega_k \vec{\Psi}_{ec}; \quad (1.18)$$

$$\vec{\Psi}_s = L_{\sigma s} \vec{i}_s + \vec{\Psi}_\mu; \quad (1.19)$$

$$\vec{\Psi}_r = L_{\sigma r} \vec{i}_r + \vec{\Psi}_\mu; \quad (1.20)$$

$$\vec{\Psi}_{ec} = L_{ec} \vec{i}_{ec} + \vec{\Psi}_\mu; \quad (1.21)$$

$$\vec{\Psi}_\mu = L_\mu (i_\mu) \vec{i}_\mu; \quad (1.22)$$

$$\vec{i}_\mu = \vec{i}_s + \vec{i}_r + \vec{i}_{ec} - j \frac{\vec{\Psi}_\mu}{k_h}; \quad (1.23)$$

$$M = \frac{3}{2} p (\vec{i}_r \times \Psi_\mu); \quad (1.24)$$

$$\frac{d\omega_{re}}{dt} = \frac{p}{J} (M - M_c); \quad (1.25)$$

$$\omega_{re} = p\omega_r. \quad (1.26)$$

В уравнениях (1.16) – (1.26) приняты следующие обозначения:

$\vec{u}_s$ - вектор фазного напряжения статора АД;

$\vec{i}_s, \vec{i}_r, \vec{i}_\mu, \vec{\Psi}_s, \vec{\Psi}_r, \vec{\Psi}_\mu$ - векторы токов и потокосцеплений статора, ротора и взаимоиנדукции;

$\vec{i}_{ec}, \vec{\Psi}_{ec}$ - векторы тока и потокосцепления эквивалентного контура, учитывающего потери в стали от вихревых токов;

r_s, r_r - активные сопротивления фаз статора и ротора;

$L_{\sigma s}, L_{\sigma r}$ - индуктивности рассеяния фаз статора и ротора;

L_μ - индуктивность взаимоиנדукции;

r_{ec} - активное сопротивление потерь в стали;

L_{ec} - индуктивность контура потерь в стали от вихревых токов;

p - число пар полюсов;

J - момент инерции;

ω_{re} - частота вращения ротора электрическая;

ω_r - частота вращения ротора механическая;

$\vec{i}_h = j \frac{\vec{\Psi}_\mu}{k_h}$ - дополнительная составляющая тока, учитывающая потери в стали от гистерезиса, предполагается, что гистерезис влияет только на фазу результирующего тока магнитной цепи, но не влияет на форму;

k_h - постоянный коэффициент потерь от гистерезиса в стали.

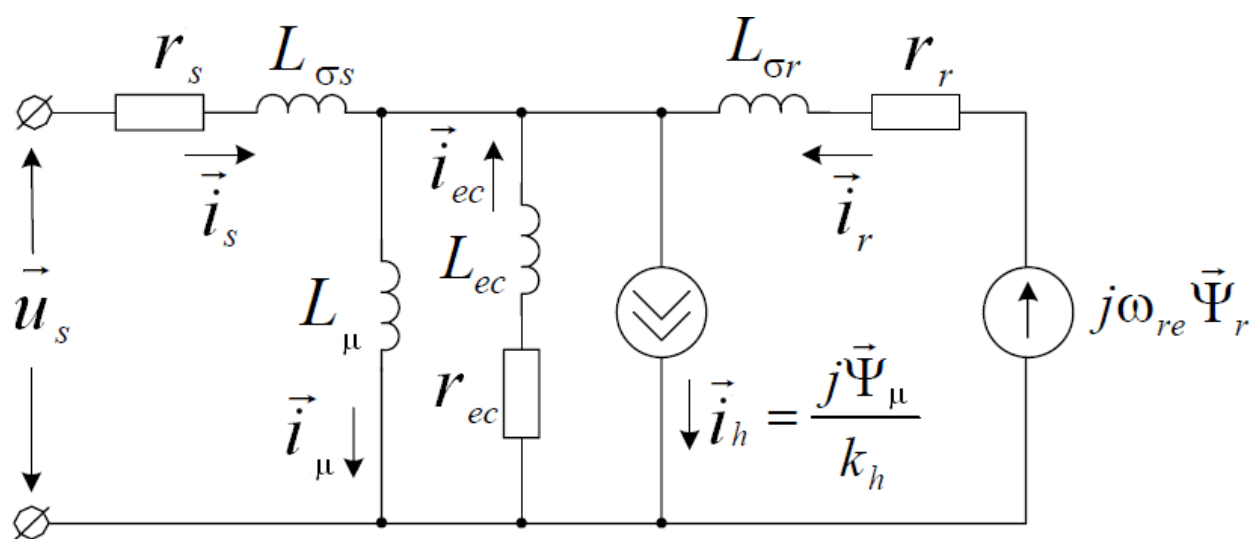


Рисунок 1.20 - Схема замещения АД с учётом потерь в стали согласно [103, 104]

В работах [103, 104] при составлении ММ АД приняты следующие допущения: частота основной гармоники и несущая частота ШИМ выходного напряжения ПЧ разнесены таким образом, что позволяют рассматривать «медленные» электромагнитные процессы отдельно от «быстрых» (последние связаны с коммутациями полупроводниковых ключей ПЧ); потери в стали ротора пренебрежимо малы относительно других видов потерь; эффект насыщения магнитной системы основным магнитным потоком и потоками рассеяния, а также эффект вытеснения тока в роторе учитываются зависимостями параметров АД от его переменных, полученными в установившихся режимах работы; влиянием гистерезиса стали на форму токов и потокосцеплений АД пренебрегается. Нужно отметить, что зависимости параметров АД от его переменных в случае питания от ПЧ являются приближёнными ввиду переменчивости гармонического состава напряжений и токов в различных режимах работы ЧРЭП. Для АД, питаемых от ПЧ, обычно предполагается, что кратность токов в рабочих режимах ограничена (не более 2 – 3 номинальных значений), и эффектом насыщения магнитных цепей рассеяния можно пренебречь, что слабо влияет на динамические процессы в ЭП [104].

Если пренебречь индуктивностью контура потерь в стали от вихревых токов $L_{ec} = 0$, что по заключению [104, 105] мало влияет на результаты расчётов, а также отказаться от разделения потерь в стали на составляющие, так как не всегда имеются достоверные данные для этой операции, то есть не выделять отдельную ветвь в схеме замещения, ответственную за потери на гистерезис, то модель примет вид, описанный в [105]:

$$\begin{cases} \vec{u}_s = r_s \vec{i}_s + L_{\sigma s} \frac{d\vec{i}_s}{dt} + \frac{d\vec{\Psi}_\mu}{dt} + j\omega_k (L_{\sigma s} \vec{i}_s + \vec{\Psi}_\mu); \\ \vec{u}_r = r_r \vec{i}_r + L_{\sigma r} \frac{d\vec{i}_r}{dt} + \frac{d\vec{\Psi}_\mu}{dt} + j(\omega_k - p\omega_r)(L_{\sigma r} \vec{i}_r + \vec{\Psi}_\mu); \\ r_\mu \vec{i}_{\mu_active} = j\omega_k \vec{\Psi}_\mu + \frac{d\vec{\Psi}_\mu}{dt}; \\ \vec{i}_{\mu_active} + \vec{i}_{\mu_reactive} = \vec{i}_s + \vec{i}_r; \\ L_\mu = f(\Psi_\mu). \end{cases} \quad (1.27)$$

В уравнениях (1.27) Ψ_μ - модуль вектора потокосцепления взаимоиндукции; по сравнению с рисунком 1.20 и уравнениями (1.16) – (1.26) переобозначено: $\vec{i}_{\mu_reactive}$ - реактивная составляющая тока намагничивания вместо $\vec{i}_\mu$, $\vec{i}_{\mu_active}$ - активная составляющая тока намагничивания вместо $\vec{i}_{ec}$, а также r_μ - активное сопротивление потерь в стали вместо r_{ec} .

Уравнения (1.16 - 1.27) используются для повышения точности управления АД, в том числе при векторном регулировании, например в [105, 106].

Большинство ММ АД представлены в виде системы обыкновенных дифференциальных уравнений, записанных для той или иной ортогональной системы двухфазных координат [107 – 112, 81]. Система дифференциальных уравнений (1.28) составлена для двухфазной модели асинхронной машины в ортогональных осях α и β (неподвижная система координат $\alpha, \beta, 0$), являющейся частным случаем обобщённой электрической машины [110]

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \frac{di_{\alpha s}}{dt} \\ \frac{di_{\beta s}}{dt} \\ \frac{di_{\alpha r}}{dt} \\ \frac{di_{\beta r}}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{\sigma L_{11}} & 2\pi\Omega \frac{k}{\sigma} & \frac{k_1 r'_2}{\sigma L_{22}} & 2\pi\Omega \frac{k_1}{\sigma} \\ -2\pi\Omega \frac{k}{\sigma} & -\frac{r_1}{\sigma L_{11}} & -2\pi\Omega \frac{k_1}{\sigma} & \frac{k_1 r'_2}{\sigma L_{22}} \\ \frac{k_2 r_1}{\sigma L_{11}} & -2\pi\Omega \frac{k_2}{\sigma} & -\frac{r'_2}{\sigma L_{22}} & -\frac{2\pi\Omega}{\sigma} \\ 2\pi\Omega \frac{k_2}{\sigma} & \frac{k_2 r_1}{\sigma L_{11}} & \frac{2\pi\Omega}{\sigma} & -\frac{r'_2}{\sigma L_{22}} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} + \\
 &+ \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_{11}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_{11}} \\ -\frac{k_2}{\sigma L_{11}} & 0 \\ 0 & -\frac{k_2}{\sigma L_{11}} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_{\alpha s} \\ U_{\beta s} \end{bmatrix} \\
 \frac{d\Omega}{dt} &= \left(\frac{3}{2} p L_m (i_{\alpha r} i_{\beta s} - i_{\alpha s} i_{\beta r}) - M_c \right) \frac{p}{J}
 \end{aligned} \tag{1.28}$$

В модели (1.28) частота вращения Ω , об/с:

$$\Omega = \frac{pn}{60}. \tag{1.29}$$

В уравнениях (1.28) и (1.29) введена следующая система обозначений:

$L_{11} = L_m + L_{\sigma 1}$ - индуктивность статорной обмотки, Гн;

$L_{22} = L_m + L'_2$ - приведённая индуктивность роторной обмотки, Гн;

L_m - индуктивность фазной обмотки от основного потока, Гн;

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

L'_2 - приведённая индуктивность рассеяния обмотки ротора, Гн;

r_1 и r'_2 - активное сопротивление фазной обмотки статора и приведенное активное сопротивление обмотки ротора, Ом;

p - число пар полюсов АД;

n - частота вращения вала АД, об/мин

M_C - момент сопротивления приводимого механизма, Н·м;

J - суммарный момент инерции ротора АД и приводимого механизма, приведённый к валу АД, кг·м²;

$\sigma = 1 - L_m^2 / (L_{11} \cdot L_{22})$ - результирующий коэффициент рассеяния;

$k = L_m^2 / (L_{11} \cdot L_{22})$ - результирующий коэффициент связи;

$k_1 = L_m / L_{11}$ - коэффициент связи статора;

$k_2 = L_m / L_{22}$ - коэффициент связи ротора;

$U_{\alpha s}$ и $U_{\beta s}$ - напряжения фаз α и β модели, В;

$i_{\alpha s}$ и $i_{\beta s}$ - токи фаз α и β статора модели, А;

$i_{\alpha r}$ и $i_{\beta r}$ - токи фаз α и β ротора модели, А.

Если до 1980 - 90-х гг. такой подход был в основном оправдан уменьшением количества решаемых уравнений, а значит времени машинного счёта, при переходе к системе двухфазных координат, связанных жёстко со статором или ротором электрической машины (последнее обстоятельство даёт возможность избавиться от периодических коэффициентов в дифференциальных уравнениях), то с развитием вычислительной техники в последующие годы этот аргумент во многих случаях потерял решающее значение. В настоящее время на затраты машинного времени большее влияние оказывает не столько количество решаемых дифференциальных уравнений, то есть не столько выбор системы координат, как ряд аспектов, делающих компьютерную модель имитационной: учёт нелинейного изменения параметров в процессе решения, быстрых изменений напряжения или тока при питании от ПЧ, высокочастотных процессов в длинной линии и полупроводниковых ключах. Эти особенности приводят к необходимости измельчения шага решения по времени для достижения достаточной точности расчёта, а иногда вообще для сходимости решения.

Зато получило распространение векторное управление электрическими машинами переменного тока [81, 83, 104, 112, 113]. Принцип векторного управления заключается в раздельном управлении магнитным потоком и моментом АД с помощью независимых составляющих тока статора, соответствующих проекциям вектора тока на две ортогональные

оси системы координат, ориентированной по направлению вектора магнитного потока [114]. Структурная схема ЭП с АД при векторном управлении подобна структурной схеме ЭП с двигателем постоянного тока независимого возбуждения [81]. Согласно данным, представленным в обзорной работе [115], число видов векторного регулирования уже превышает 20.

Строго говоря, запись уравнений в двухфазной ортогональной системе координат, например в осях α , β , 0 (см. уравнения (1.28)), подходит для описания симметричного по параметрам АД. Это наиболее распространённый в практике ЭП случай. В [107] сказано следующее: «При одновременной несимметрии обмоток статора и ротора АД методы преобразования координат не позволяют освободиться от периодических коэффициентов в уравнениях переходных процессов. При этом решение целесообразно производить в непреобразованной системе координат, так как, с одной стороны, в уравнениях в качестве переменных фигурируют реальные величины, а, с другой стороны, преобразование уравнений не приводит, как правило, к уменьшению числа периодических коэффициентов». Уравнения ММ АД в непреобразованной системе координат (косоугольной трёхфазной) даны в [107]. Примером использования естественной (косоугольной) трёхфазной системы координат для составления ММ АД являются ранее приведённые уравнения (1.1) – (1.14).

Несимметричная система трёхфазных напряжений $u_a(t)$, $u_b(t)$, $u_c(t)$ может быть связана с двухфазной ортогональной системой напряжений $u_{s\alpha}(t)$ и $u_{s\beta}(t)$ системой уравнений [103]:

$$\begin{cases} u_{s\alpha}(t) = \frac{2}{3} \left[u_a(t) - \frac{1}{2}(u_b(t) + u_c(t)) \right] \\ u_{s\beta}(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} [u_b(t) - u_c(t)] \end{cases} \quad (1.30)$$

При этом положительное направление координатной оси α совпадает с осью фазы A двигателя, ось β опережает ось α на 90 эл. град. То есть несимметрия питающих напряжений при симметрии параметров трёхфазного АД не является принципиальным препятствием для использования при математическом моделировании двухфазной ортогональной системы координат, но требует дополнительных математических преобразований.

Трёхфазная симметричная система векторов может быть геометрически представлена на плоскости. Для её описания достаточно двух линейно независимых координат. С другой стороны, обобщённый вектор напряжения или тока не содержит нулевой составляющей и ее

при анализе нужно учитывать особо. Иными словами, при любом виде асимметрии обобщённый вектор будет содержать только симметричные составляющие прямой и обратной последовательности [114]. Асимметрия параметров АД и/или источника питания приводит при наличии нулевого провода (частный случай) к появлению в обмотках статора токов нулевой последовательности, для которых справедливо:

$$i_0 = i_{a0} = i_{b0} = i_{c0} = \frac{1}{3}(i_{sa} + i_{sb} + i_{sc}). \quad (1.31)$$

То есть, потокосцепления составляющих нулевой последовательности для фазных обмоток статора определяются индуктивностью рассеяния фазы статора [114]:

$$\Psi_{s0} = L_{\sigma s} i_0. \quad (1.32)$$

Полная несимметричная трёхфазная система может быть адекватно представлена только в трёхмерном пространстве [116, 117, 104], что представляет собой нетривиальную стереометрическую задачу. Для этого представления можно использовать трёхфазную ортогональную систему координат, в которой вводится понятие намагничивающих составляющих векторов полных токов и нейтральных составляющих полных токов статора и ротора. Изображающие векторы намагничивающей и нейтральной составляющих каждой фазы перпендикулярны друг другу. Все изображающие векторы нейтральных составляющих фаз направлены вдоль одной линии. Оси намагничивающих составляющих фаз лежат в одной плоскости, которая ортогональна линии направления нейтральных составляющих. Взаимное расположение осей намагничивающих составляющих фаз на плоскости аналогично взаимному расположению осей фазных обмоток статора симметричной электрической машины. При совмещении плоскости расположения намагничивающих составляющих фаз с плоскостью поперечного сечения электрической машины получим традиционную симметричную трёхфазную систему координат (A , B , C) с углом сдвига фаз 120 эл. град. При этом ось нейтральных составляющих будет направлена вдоль вала машины. Можно считать, что традиционная трёхфазная система координат получается из декартовой трёхфазной путём проецирования её осей на плоскость расположения намагничивающих составляющих фаз. В частном случае, когда составляющие нулевой последовательности фаз отсутствуют, например, если обмотки машины соединены в звезду без нулевого провода, то выполняется соотношение $u_a(t) + u_b(t) + u_c(t) = 0$. Третья координата векторной переменной оказывается линейно

зависимой от двух остальных координат. В этом случае действуют соотношения вида (1.30) и модель симметричного АД приводится к уравнениям в двухфазной ортогональной системе координат. Таким образом, имеется непротиворечивое математическое описание, связывающее ортогональную систему координат, широко применяемую для управления АД векторным способом, с естественными координатами машины. В случае скалярного управления ЧРЭП или других вариантов ЭП с АД можно признать кратко описанный выше математический аппарат избыточным.

Известны компьютерные модели АД с использованием полевых методов расчёта. Например, для расчётов электромагнитного поля в элементах конструкции АД используется метод конечных элементов. Расчет магнитного поля в машине и интегрирование системы дифференциальных уравнений, описывающих ее динамику, разнесены во времени [118]. Рассчитанные с использованием метода конечных элементов, матрицы потокоцеплений обмоток аппроксимируются многомерными сплайнами, по которым на каждом шаге интегрирования по времени вычисляются частные производные потокоцеплений по токам в обмотках статора и контурах ротора. С использованием этих производных вычисляются коэффициенты матрицы коэффициентов системы уравнений динамики. Это позволяет учесть влияние конструкции машины на ее динамические характеристики. Представляется, что такой подход может быть целесообразен при анализе и оптимизации конкретных АД, так как требует подробного знания геометрии элементов конструкции машины.

Известны примеры успешного построения математических моделей ЧРЭП с АД и их компьютерной реализации, в том числе в области тягового ЭП [119 - 122]. Насколько можно понять из описания, моделирование проводится в специально разработанном программном продукте модульной конфигурации. Продукт содержит модуль расчёта электромагнитного поля электрической машины с использованием метода конечных элементов, метода граничных элементов или их комбинации. Другой модуль предназначен для решения двух групп уравнений: дифференциальных уравнений для электрических контуров обмоток, записанных в нормальной форме Коши относительно производных потокоцеплений, и нелинейные алгебраические уравнения, связывающие потокоцепления контуров с токами. В качестве контуров, для которых записаны дифференциальные уравнения, выступают каждая из фаз обмотки статора (трёхфазная косоугольная система координат со сдвигом осей фаз на 120 эл. град.), а также контуры короткозамкнутой обмотки ротора, каждый из которых охватывает зубец ротора (в отношении электрических контуров к описанной близка ММ тягового АД тепловоза, представленная в [123]). ММ учитывает также увеличение активного сопротивления стержня ротора с помощью специального коэффициента. Предусмотрено совместное использование ММ с модулями ПЧ, системы управления и механической части. Полученные с

помощью ММ характеристики и параметры для тягового АД НТА-1200 использованы при имитационном моделировании средствами *PSpice* тяговых ЭП с двух- и трёхуровневым АИН в [98]. Несмотря на значительное техническое совершенство этой компьютерной модели ЧРЭП [119 - 122], в литературе отсутствуют примеры её использования для моделирования несимметричных режимов работы АД или ПЧ.

Пример успешной разработки в *SPICE*-системе с использованием методов визуального программирования компьютерной модели трёхфазного АД с короткозамкнутым ротором приведён в [124]. Статор АД моделируется в трёхфазных косоугольных координатах, а ротор – в двухфазных ортогональных. Может быть выведена нейтраль обмотки статора. Структура модели показана на рисунке 1.21. Модель не учитывает насыщения магнитной цепи и потерь в стали. Предусматривается задание одинаковых для всех фаз параметров.

Как видим из рисунка 1.21, система проектирования с возможностью визуального составления электрических схем, подразумевающая возможность стыковки компьютерных моделей ПЧ и АД путём простого присоединения виртуальных клемм друг к другу, требует наличия трёхфазного интерфейса ММ АД. То есть ММ АД должна иметь возможность восприятия и обработки сигналов, заданных в естественной фазной системе координат.

Начав говорить о системах компьютерного моделирования устройств электротехники и электроники, нельзя не остановиться на ММ трёхфазного АД, используемой в популярном программном пакете *MATLAB* (приложения *Simulink* и *SimPowerSystems*) [125 - 127]. Согласно опубликованным описаниям ММ выполнена в двухфазных ортогональных координатах. Интерфейс позволяет пользователю осуществить выбор ω_k . Возможны три варианта: $\omega_k = 0$ - система координат неподвижна относительно статора (оси α, β); $\omega_k = \omega_{re}$ - система координат неподвижна относительно ротора (оси d, q); $\omega_k = \omega_c$ - система координат вращается синхронно с полем (оси x, y).

Уравнения АД во вращающейся синхронно с полем ортогональной двухфазной системе координат даны в [83, 127, 128].

Структура компьютерной модели фазы α (неподвижная ортогональная система координат) АД в системе *Simulink* [127] показана на рисунке 1.22.

Так как *Simulink* и *SimPowerSystems* подразумевают визуальное программирование электротехнических систем за счёт виртуального соединения клемм компьютерных моделей, например АД и ПЧ, то необходима трёхфазная пиктограмма АД, следовательно – преобразование координат из трёхфазных косоугольных в двухфазные ортогональные и наоборот. Такое преобразование подробно описано в [107], а также см. выражения (1.30).

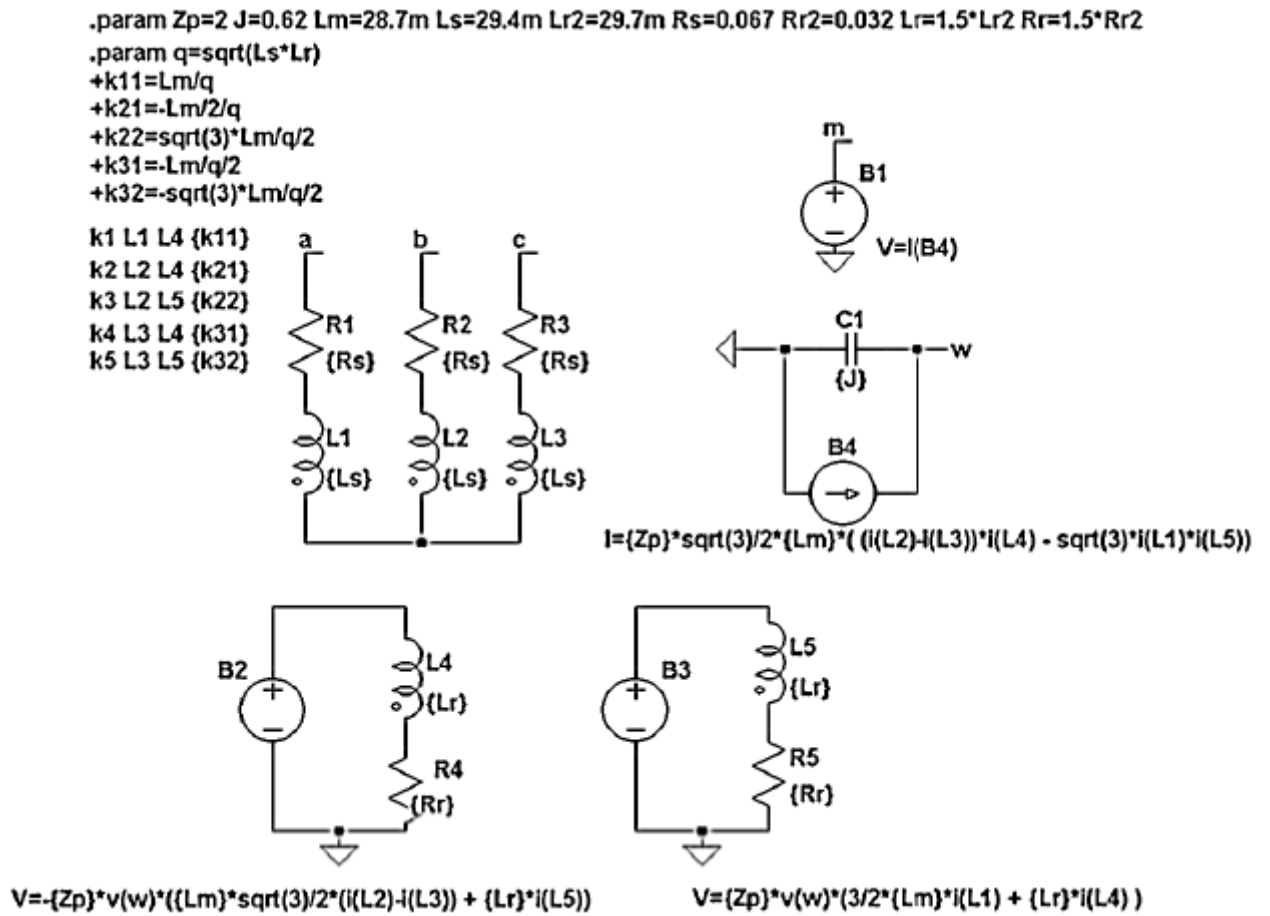


Рисунок 1.21 - Структура компьютерной модели трёхфазного АД с короткозамкнутым ротором в системе *LTSpice* согласно [124]

На рисунке 1.23 показана Структура компьютерной модели в укрупнённых блоках трёхфазного АД в системе *Simulink* [127], видны блоки преобразования координат. Может моделироваться трёхфазный АД как с короткозамкнутым, так и с фазным ротором. Рассмотренная ММ подразумевает симметрию конструкции ротора и статора АД (одинаковость параметров по всем фазам), не учитывает потерь в стали и нелинейности кривой намагничивания.

Наряду с использованием ММ трёхфазных АД в двухфазных ортогональных координатах всё чаще встречаются упоминания об исследованиях на моделях в трёхфазных заторможенных координатах (ТЗК) [110, 37, 83, 129–134]. В [37, 133] выбор ТЗК для моделирования ЭП с АД обусловлен несимметрией цепей питания статора. Как справедливо замечено в [134], запись уравнений модели АД в ТЗК удобна при анализе, сравнении расчётных и реальных кривых токов и напряжений фаз, пригодна без дополнительных преобразований уравнений для рассмотрения несимметричных по характеристикам питания или параметрам АД режимов его работы. Результаты моделирования по координатам α, β, γ соответствуют реальным процессам в фазах *A, B, C* статора, которые при короткозамкнутом роторе, то есть в большинстве случаев, только и могут быть экспериментально измерены.

При этом решение количества дифференциальных уравнений электромагнитных процессов, увеличенного по сравнению с записью в ортогональной двухфазной системе координат, а именно шести вместо четырёх, для современной вычислительной техники затруднений не вызывает. Моделирование АД в трёхфазных координатах оказывается полезным при обнаружении и диагностике дефектов статора [135], для реализации алгоритмов прямого управления моментом (*DTC*) [136], а также при математическом моделировании взаимной нагрузки пары АД [131, 132]. В [110, 83] утверждается, что при несинусоидальном питающем напряжении моделирование трёхфазного АД по эквивалентной модели в двухфазных ортогональных координатах не будет отражать некоторых особенностей: форма, частота и амплитуда колебаний будет различна для двух- и трёхфазного АД. Этим мотивируется необходимость применения при моделировании трёхфазных АД в системах с фазовым и частотным управлением, где используется несинусоидальное напряжение, ММ в ТЗК. Автор считает необходимым констатировать, что в своей практике моделирования не сталкивался для симметричных по параметрам и питанию ЧРЭП с АД с указанными эффектами, выражающимися в заметной разнице формы токов и напряжений и других характеристик АД.

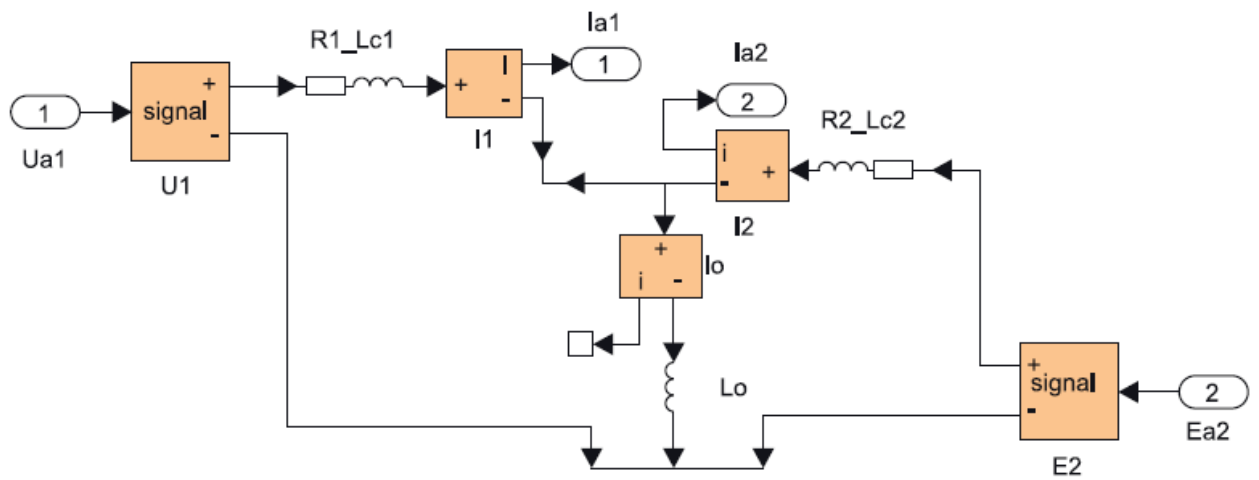


Рисунок 1.22 - Структура компьютерной модели фазы α (неподвижная ортогональная система координат) АД в системе Simulink [127]

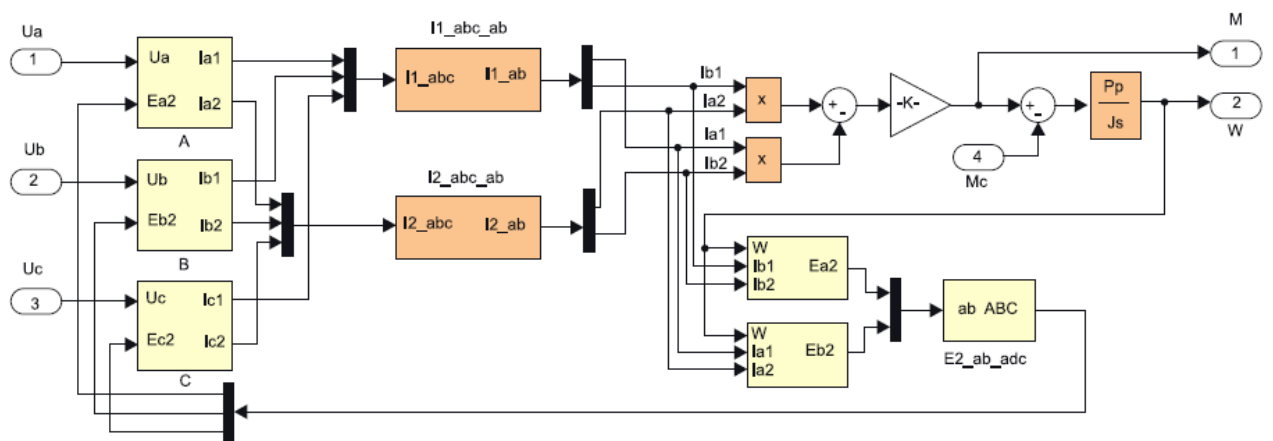


Рисунок 1.23 - Структура компьютерной модели в укрупнённых блоках трёхфазного АД в системе Simulink [127]

Уравнения ММ АД в ТЗК, оси α, β, γ которой совмещены с осями фаз статора A, B, C , опубликованы в [110]. Уравнения электромагнитных процессов АД даны в системе (1.33). Приняты обычные для обобщённой электрической машины допущения: каждая из трёх обмоток статора создаёт в гладком зазоре синусоидально распределённую МДС, коэффициент насыщения магнитной цепи неизменен. В выражениях (1.33) и далее приняты следующие обозначения: u – напряжение; i – ток; t – время; r – активное сопротивление; Ψ – потокосцепление; ω_r – механическая частота вращения ротора, p – число пар полюсов. Нижние индексы α, β, γ – обозначают принадлежность к соответствующей фазе. Нижний индекс s обозначает принадлежность к статору, индекс r – принадлежность к ротору, а индекс μ – принадлежность к ветви намагничивания. Детализация составляющих системы (1.33) приведена в выражениях (1.34)–(1.37).

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{sa} = r_{sa} i_{sa} + \frac{d\Psi_{sa}}{dt}; \\ u_{s\beta} = r_{s\beta} i_{s\beta} + \frac{d\Psi_{s\beta}}{dt}; \\ u_{s\gamma} = r_{s\gamma} i_{s\gamma} + \frac{d\Psi_{s\gamma}}{dt}; \\ -u_{ra} = r_{ra} i_{ra} + \frac{d\Psi_{ra}}{dt} + \frac{(\Psi_{r\beta} - \Psi_{r\gamma})p\omega_r}{\sqrt{3}}; \\ -u_{r\beta} = r_{r\beta} i_{r\beta} + \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} + \frac{(\Psi_{r\gamma} - \Psi_{ra})p\omega_r}{\sqrt{3}}; \\ -u_{r\gamma} = r_{r\gamma} i_{r\gamma} + \frac{d\Psi_{r\gamma}}{dt} + \frac{(\Psi_{ra} - \Psi_{r\beta})p\omega_r}{\sqrt{3}}; \end{array} \right. \quad (1.33)$$

Напряжения на зажимах ветвей намагничивания (производные потокосцеплений взаимоиндукции) фаз:

$$\begin{aligned} u_{0\alpha} &= \frac{d\Psi_{\mu\alpha}}{dt} = M \left[\left(\frac{di_{sa}}{dt} + \frac{di_{ra}}{dt} \right) - \frac{1}{2} \left(\frac{di_{s\beta}}{dt} + \frac{di_{r\beta}}{dt} + \frac{di_{s\gamma}}{dt} + \frac{di_{r\gamma}}{dt} \right) \right]; \\ u_{0\beta} &= \frac{d\Psi_{\mu\beta}}{dt} = M \left[\left(\frac{di_{s\beta}}{dt} + \frac{di_{r\beta}}{dt} \right) - \frac{1}{2} \left(\frac{di_{sa}}{dt} + \frac{di_{ra}}{dt} + \frac{di_{s\gamma}}{dt} + \frac{di_{r\gamma}}{dt} \right) \right]; \\ u_{0\gamma} &= \frac{d\Psi_{\mu\gamma}}{dt} = M \left[\left(\frac{di_{s\gamma}}{dt} + \frac{di_{r\gamma}}{dt} \right) - \frac{1}{2} \left(\frac{di_{sa}}{dt} + \frac{di_{ra}}{dt} + \frac{di_{s\beta}}{dt} + \frac{di_{r\beta}}{dt} \right) \right]. \end{aligned} \quad (1.34)$$

Взаимная индуктивность обмоток АД определяется как [81, 114]

$$M = (2/3)L_{\mu}. \quad (1.35)$$

M – взаимная индуктивность фазы обмоток ротора и статора АД при совпадении их осей или индуктивность обмотки статора от основного магнитного потока рассчитанная при отсутствии токов в других фазах статора и обмотках ротора (т.е. от части основного магнитного потока, созданного самой фазой статора) [110, 114].

L_{μ} – полная индуктивность фазы обмотки статора от основного магнитного потока, учитывающая наличие токов в других фазах (индуктивность от части основного магнитного потока, созданной самой обмоткой M , и индуктивность от части основного потока, созданной двумя другими обмотками статора $\frac{M}{2}$) [81, 114, 137].

Потокосцепления:

$$\begin{aligned} \Psi_{sa} &= L_{sa}i_{sa} - \frac{1}{2}Mi_{s\beta} - \frac{1}{2}Mi_{sy} + M\left(i_{ra} - \frac{1}{2}i_{r\beta} - \frac{1}{2}i_{ry}\right); \\ \Psi_{s\beta} &= L_{s\beta}i_{s\beta} - \frac{1}{2}Mi_{sy} - \frac{1}{2}Mi_{sa} + M\left(i_{r\beta} - \frac{1}{2}i_{ra} - \frac{1}{2}i_{ry}\right); \\ \Psi_{sy} &= L_{sy}i_{sy} - \frac{1}{2}Mi_{sa} - \frac{1}{2}Mi_{s\beta} + M\left(i_{ry} - \frac{1}{2}i_{ra} - \frac{1}{2}i_{r\beta}\right); \end{aligned} \quad (1.36)$$

$$\begin{aligned} \Psi_{ra} &= L_{ra}i_{ra} + M\left(i_{sa} - \frac{1}{2}i_{s\beta} - \frac{1}{2}i_{sy}\right) - \frac{1}{2}Mi_{r\beta} - \frac{1}{2}Mi_{ry}; \\ \Psi_{r\beta} &= L_{r\beta}i_{r\beta} + M\left(i_{s\beta} - \frac{1}{2}i_{sa} - \frac{1}{2}i_{sy}\right) - \frac{1}{2}Mi_{ry} - \frac{1}{2}Mi_{ra}; \\ \Psi_{ry} &= L_{ry}i_{ry} + M\left(i_{ry} - \frac{1}{2}i_{sa} - \frac{1}{2}i_{s\beta}\right) - \frac{1}{2}Mi_{ra} - \frac{1}{2}Mi_{r\beta}. \end{aligned} \quad (1.37)$$

Токи намагничивания фаз:

$$i_{\mu a} = i_{sa} + i_{ra} = \frac{2}{3}\left[\left(i_{sa} - \frac{1}{2}(i_{s\beta} + i_{sy})\right) + \left(i_{ra} - \frac{1}{2}(i_{r\beta} + i_{ry})\right)\right];$$

$$i_{\mu\beta} = i_{s\beta} + i_{r\beta} = \frac{2}{3} \left[\left(i_{s\beta} - \frac{1}{2}(i_{sa} + i_{sy}) \right) + \left(i_{r\beta} - \frac{1}{2}(i_{ra} + i_{ry}) \right) \right]; \quad (1.38)$$

$$i_{\mu\gamma} = i_{s\gamma} + i_{r\gamma} = \frac{2}{3} \left[\left(i_{s\gamma} - \frac{1}{2}(i_{sa} + i_{s\beta}) \right) + \left(i_{r\gamma} - \frac{1}{2}(i_{ra} + i_{r\beta}) \right) \right].$$

Уравнение электромагнитного момента АД имеет вид:

$$M_{\text{ЭМ}} = p \frac{\sqrt{3}}{2} M \left[(i_{sa} i_{ry} + i_{s\beta} i_{ra} + i_{sy} i_{r\beta}) - (i_{sa} i_{r\beta} + i_{s\beta} i_{ry} + i_{sy} i_{ra}) \right] \quad (1.39)$$

Уравнение движения для вала АД при одномассовой механической части:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (M_{\text{ЭМ}} - M_{\text{с}}), \quad (1.40)$$

где J – момент инерции масс, вращающихся на валу ротора.

В общем случае (1.40) можно записать как

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (M_{\text{ЭМ}} - M_{\text{с}}(t, \omega_r, \Theta_r)) = \frac{M_{\text{дин}}}{J}, \quad (1.41)$$

$M_{\text{дин}}$ – динамический момент на валу АД;

$$\omega_r = \omega_{r0} + \int_0^t \frac{M_{\text{дин}}}{J} dt, \quad (1.42)$$

ω_{r0} – начальная угловая скорость вала ротора АД.

Угол поворота вала ротора АД, рад

$$\Theta_r = \Theta_{r0} + \int_0^t \omega_r dt, \quad (1.43)$$

Θ_{r0} – начальное угловое положение вала ротора АД, рад.

К недостаткам ММ АД в ТЗК, представленной уравнениями (1.33) – (1.38), нужно отнести неучёт насыщения магнитной цепи и потерь в стали.

Так как в сферу влияния железнодорожного транспорта входят также электроустановки стационарного исполнения, в том числе ЭП с АД насосов, вентиляторов, являющиеся общепромышленными по своим характеристикам и назначению, то ряд проблем, отмеченных как актуальные для решения во вспомогательных ЧРЭП ЭПС могут быть отнесены и к этой области. Достаточный обзор функциональных схем общепромышленных ЭП с АД с короткозамкнутым ротором и силовыми полупроводниковыми преобразователями дан в [134] (см. рисунок 1.24). На рисунке 1.24 приняты следующие сокращения [138]: РН – регулятор напряжения, НПЧ – непосредственный преобразователь частоты, АИТ – автономный инвертор тока, НВ – неуправляемый выпрямитель, УВ – управляемый выпрямитель, СФ – сглаживающий фильтр. Подробные описания различных систем ЧРЭП с АД и их свойств даны в [81, 139].

ЧРЭП насосов и вентиляторов внесён, согласно [140], на государственном уровне в перечень объектов и технологий высокой энергетической эффективности. Согласно [141], ОАО «РЖД» включило в «Программу энергосбережения и повышения энергетической эффективности на 2013 – 2015 годы» мероприятия по частотному регулированию ЭП переменного тока. Решения, закреплённые в [140, 141], хорошо корреспондируются с выводами, сделанными о высокой энергоэффективности ЧРЭП авторитетными учёными – авторами [142].

Дополнительно в ЭП насосов проявляются проблемы борьбы с возможным явлением гидроудара.

В ЭП, где используются гидромфты (ГМ) различной конструкции и назначения, небезынтересно рассмотрение переходных процессов в электрогидродинамической системе. Области применения регулируемых ГМ являются питательные и циркуляционные центробежные насосы ТЭЦ, насосы водоснабжения, вентиляторы, дымососы и воздуходувки, ленточные конвейеры, утилизаторы, измельчители древесины. ГМ, например, используются в системах центрального кондиционирования зданий для плавного пуска вентиляторов двухстороннего всасывания при бесступенчатом регулировании их подачи, а также для уменьшения пусковой нагрузки электродвигателей. В пусковых режимах электродвигатель разгоняется вхолостую при полностью опорожненной ГМ. Кроме того, опорожнением ГМ нагрузка может быть отключена от двигателя.

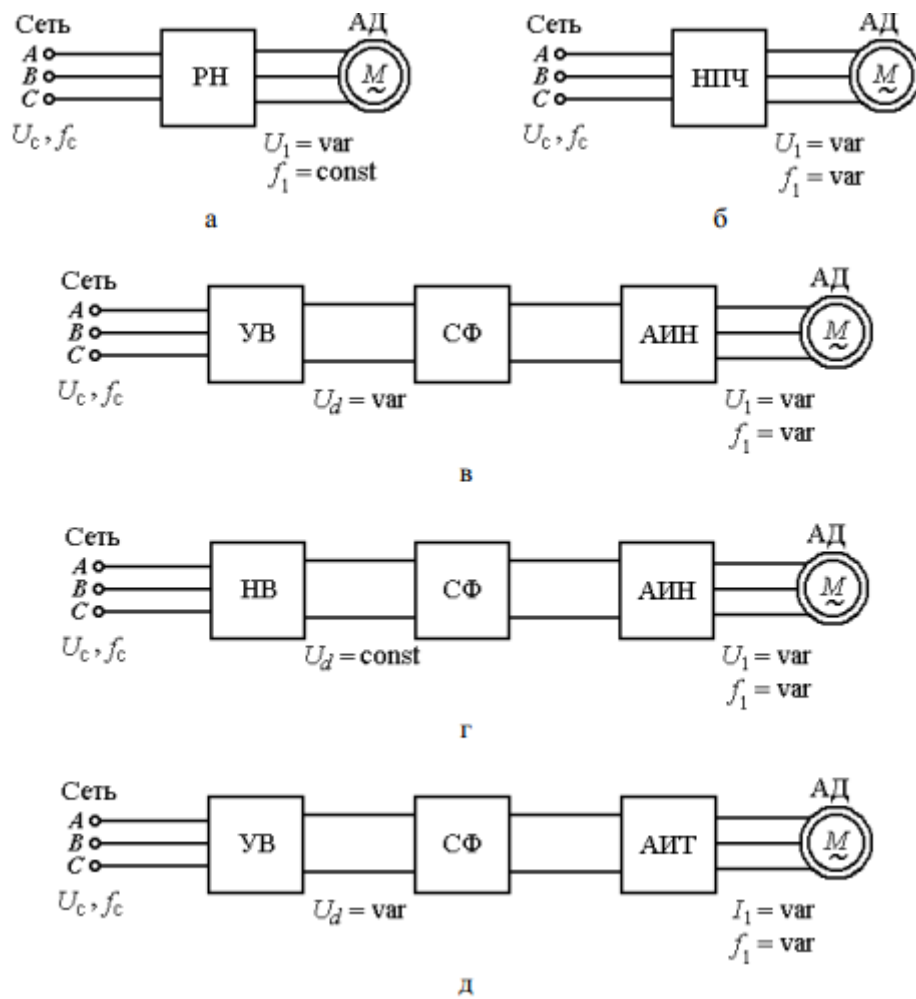


Рисунок 1.24 - Функциональные схемы общепромышленных ЭП с АД с короткозамкнутым ротором и силовыми полупроводниковыми преобразователями согласно [138]

1.2.2. ОБЗОР ПОДХОДОВ К СОСТАВЛЕНИЮ МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ТРЕХФАЗНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Трёхфазный трансформатор является одним из самых распространённых и важных элементов силовых электрических схем. Для анализа режимов работы электротехнических устройств и энергетических систем с трансформатором целесообразно использование математического моделирования.

В соответствии с [143] установлены стандартные группы соединения для трёхфазных трансформаторов: 0, 1, 5, 6, 11, а также дополнительные: 2, 4, 7, 8, 10, изготовление которых допускается по заказу потребителя.

Известен разработанный и испытанный в ОАО «ВЭЛНИИ» (г. Новочеркасск) трехфазный трансформатор Т-164 номинальной мощностью 130 кВА со схемой и группой соединения обмоток Δ/Y_0-7 , предназначенный для гальванического разделения и преобразования напряжения канала блока питания вспомогательных цепей в напряжение питания потребителей собственных нужд электровоза (см. рисунок 1.25).

В [144] рассматривается пример моделирования трансформатора со схемой и группой соединения обмоток $Y_0/\Delta-9$. В некоторых схемах высоковольтных преобразователей частоты на основе многоуровневых АИН, а также для получения 12-ти и более пульсных схем выпрямления используются один или несколько многообмоточных трансформаторов, имеющих на вторичной стороне обмотки с различными схемами и группами соединения [145 - 149]. Альтернативное многоуровневым АИН техническое решение на основе параллельной работы на нагрузку (например, АД с шестипроводной схемой раздельного питания фазных обмоток) двух двухуровневых АИН, выполненных по трёхфазным мостовым схемам, и имеющих независимое питание от двух потенциально разделённых источников, которыми являются трёхфазные выпрямители [150]. Каждый из этих выпрямителей питается от вторичной обмотки трансформатора, имеющей отличную от другой схему и группу соединения. В частности, это один из способов улучшения формы потребляемого из сети тока (снижения содержания в его спектре высших временных гармоник) и повышения коэффициента мощности. Либо могут быть использованы несколько входных двухобмоточных трансформаторов с различной схемой и группой соединения [146] (см. рисунок 1.26).

Аналогичный результат достигается за счет использования различных схем и групп соединения для первичных обмоток трансформаторов при идентичных вторичных обмотках [151].



Рисунок 1.25 - Общий вид трансформатора Т-164.

Схема и группа соединений обмоток – Δ/Y_0-7

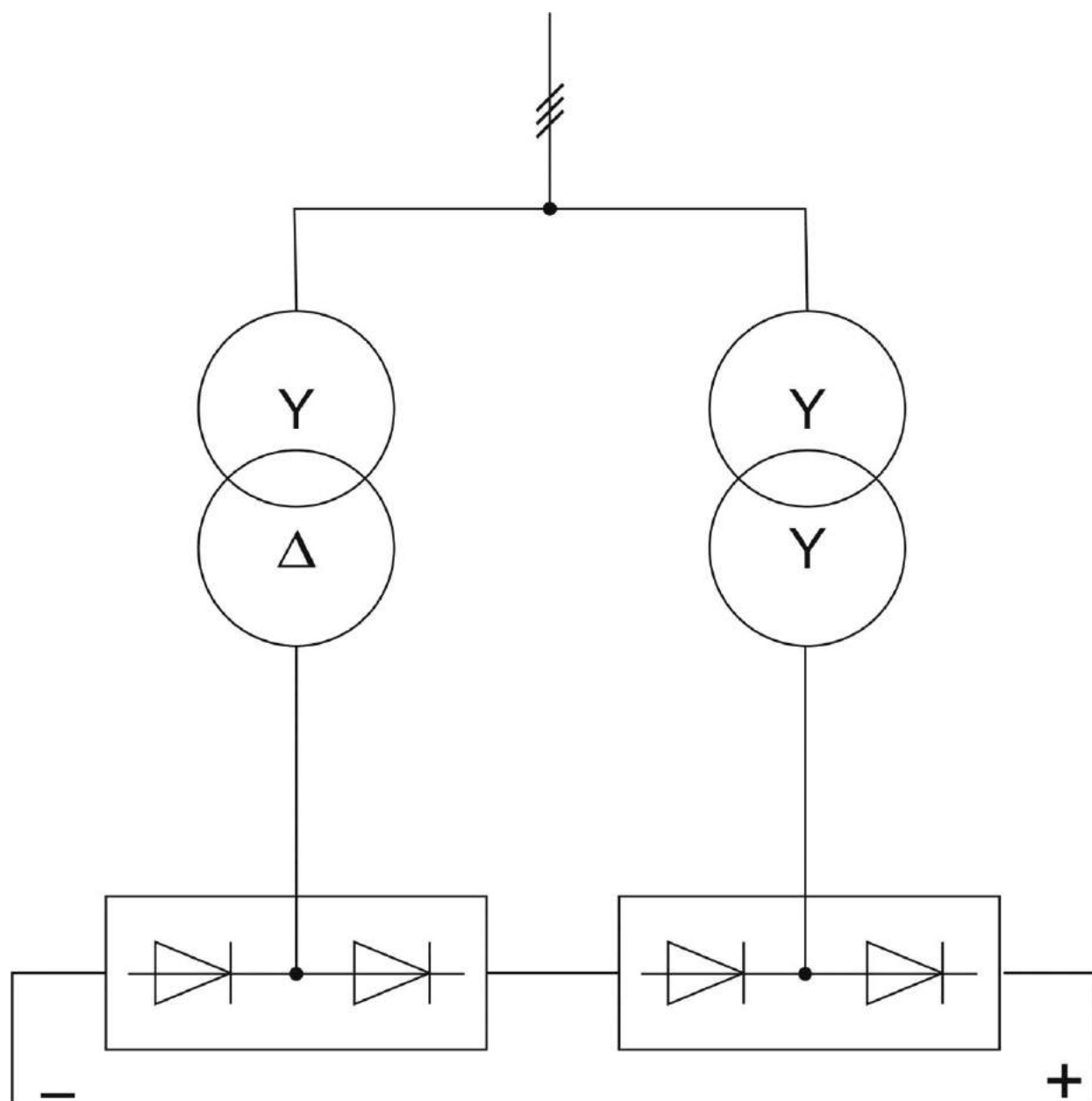


Рисунок 1.26 - Пример схемы питания 12-пульсного выпрямителя от двух двухобмоточных трёхфазных трансформаторов

Таким образом, несмотря на то, что электромагнитные процессы в отдельно взятом трансформаторе по существу не зависят от группы соединения обмоток, моделирование процессов в энергосистемах и электроустановках, где присутствуют трансформаторы с различными схемами и группами соединений, имитационное моделирование может быть некорректным без учёта группы соединения.

В [107] дана ММ трёхфазного группового трансформатора для случая соединения обмоток по схеме Δ/Y_0 . В групповой конструкции, в отличие от конструкции с общим для трёх фаз магнитопроводом, не учитывается магнитная связь между фазами ввиду её существенного ослабления. Таким образом, эта ММ не описывает наиболее распространённый случай, когда фазы трансформатора выполнены на одном магнитопроводе. Также в ней не учтены потери в стали.

В [8] использована ММ трёхфазного трансформатора со схемой соединения обмоток Y/Δ в предположении, что в этом случае, так как отсутствуют токи нулевой последовательности, каждую фазу трёхфазного трансформатора можно рассматривать независимо от другой, то есть как однофазный трансформатор, в том числе при несимметричной нагрузке. То есть структура уравнений ММ аналогична использованной в [107]. Потери в стали трансформатора в [8] учитываются.

При создании универсальной ММ силовых трёхфазных трансформаторов и автотрансформаторов авторы [152] приняли решение пренебречь электромагнитным взаимовлиянием обмоток разных фаз и учитывать взаимодействие обмоток каждой фазы только с собственными магнитными потоками рассеивания и основным магнитным потоком своей фазы. Решение мотивировано несущественностью ущерба от него точности воспроизведения электромагнитных процессов. Варианты схем соединения обмоток ограничены сочетаниями Δ, Y и Y_0 . О возможных группах соединения не сообщается, как и в [8, 107].

Одним из вариантов ММ трёхфазного трансформатора в программном пакете *SIMULINK* является *Three-Phase Transformer Inductance Matrix Type (Two Windings)* [153]. Эта ММ описывает именно случай, когда фазы трансформатора выполнены на одном магнитопроводе. Учтены потери в стали. В качестве возможных схем и групп соединения обмоток заявлены: $Y_0/Y-0$, $Y_0/\Delta-1$, $Y_0/\Delta-11$, Δ/Y_0-1 , Δ/Y_0-11 . Результаты компьютерного моделирования, описанные в [148], получены с помощью ММ [153].

Другая ММ трёхфазного трансформатора из пакета *SIMULINK*, именуемая *Three-Phase Transformer 12 Terminals* [154], позволяет соединять выводы обмоток фаз произвольным образом, в том числе получать все 12 групп соединений. Но составлена эта ММ из трёх моделей однофазных трансформаторов, то есть, строго говоря, не пригодна для описания трёхфазного трансформатора с единым магнитопроводом.

Аналогичный путь используется для имитации двух фазосдвигающих трансформаторов, питающих 12-импульсный выпрямитель, со схемами Y/Y и Δ/Y [147]: ММ для каждого из 3-фазных трансформаторов собрана из трех ММ 1-фазных трансформаторов в *OrCAD*.

Одной из задач исследования в данной работе является разработка такой ММ трёхфазного трансформатора с единым магнитопроводом, в которой бы учитывались потери в стали и была бы возможность произвольного соединения выводов обмоток. В том числе возможность получения различных групп соединений при разнообразных сочетаниях схем соединения обмоток Δ, Y и Y_0 .

1.3. ПРОБЛЕМЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Проблемы электромагнитной совместимости тесно связаны как с энергоэффективностью ЭП, так и с его надёжностью и безопасностью. В частности, они оказывают влияние на выбор класса по напряжению транзисторных ключей АИН. Использование в современных ПЧ импульсной технологии формирования напряжения на клеммах АД привело к принципиально иной по сравнению с питанием от источника синусоидального напряжения ситуации в отношении количественных уровней электромагнитных помех и токов утечки. Вклад в проблему вносят: а) собственно несинусоидальная (импульсная) форма напряжения на выходе преобразователя, что особенно критично для двухуровневых автономных инверторов напряжения с жёсткой коммутацией (представляют большинство); б) малое время коммутации полупроводниковых ключей с тенденцией дальнейшего уменьшения (для *IGBT* порядка 0,05...0,1 мкс [155]); в) длинные кабели между АИН и АД.

Отметим, что хронология публикаций по проблемам частотного электропривода: токи через подшипники; проблема перенапряжений при длинном кабеле; токи утечки нулевой последовательности; проблема постепенной деградации электрической изоляции ввиду возникновения явления коронного разряда, что сопровождается интенсивным образованием озона [156], вредным для обслуживающего персонала (высокая окисляющая способность озона и образование во многих реакциях с его участием свободных радикалов кислорода определяют его высокую токсичность, воздействие озона на организм может приводить к преждевременной смерти, озон в Российской Федерации отнесён к первому, самому высокому классу опасности вредных веществ); фильтры несимметричных и симметричных помех следующая. Середина 1990 – х гг. – США, начало 2000 – х гг. – ведущие промышленные страны Европы (Германия, Франция, Италия), конец 2000 – х гг. – Индия, Китай, Австралия, Восточная Европа [157 - 169]. Время заинтересованности темой исследования влияния АИН с ШИМ на характеристики

надёжности (аварии подшипников, пробой изоляции статорной обмотки, высокочастотные помехи) питаемых двигателей переменного тока не случайно – оно отражает, с одной стороны, рост количества неисправностей в течение срока эксплуатации 1-6 месяцев приводов переменного тока с ШИМ. С другой стороны, 1990-е гг. в США – это период широкого внедрения *IGBT*-транзисторов как элементной базы преобразователей и постоянного снижения времени их коммутации.

Отечественных публикаций по проблемам электромагнитной совместимости ЧРЭП относительно немного [155, 170 - 173]. Несмотря на это, в практике ЧРЭП неизбежно приходится учитывать возможность негативных явлений. По данным на 2002 г. электромашиностроительное предприятие ВЭМЗ (г. Владимир) выпускает для приводов станков АД (серии АИР, 5А) специализированного исполнения для работы при питании от АИН с ШИМ, отличающиеся усиленной изоляцией и независимой вентиляцией. Аналогичная по назначению серия АД была разработана в США к середине 1990-х гг. Интересно, что цена специализированных АД производства ВЭМЗ превосходит цену общепромышленных аналогов, например, производства СП «Нодвиг» (г. Полоцк), более чем в 17 раз.

Большое количество зарубежных публикаций посвящено проблемам, связанным с синфазной помехой (*common mode*), также ряд работ посвящены противофазной помехе (*differential mode*) [158, 163 – 165, 169]. Доступная русскоязычная трактовка терминов дана в [149, 155, 174, 175].

Применительно к симметричной трёхфазной электрической цепи (незаземлённой или с заземлённой средней точкой) кондуктивная противофазная помеха появляется в виде симметричных напряжений, вызываемых разностью потенциалов на фазных проводах кабеля соединений ПЧ с нагрузкой. Вообще противофазная помеха возникает между прямыми и обратными проводами рабочих или сигнальных цепей тока. В несимметричных электрических контурах (односторонне заземлённые контуры) противофазные помехи проявляются в виде несимметричных напряжений [174]. Противофазная помеха замыкается через междуфазные ёмкости между прямым и обратным проводом контура тока фильтра на выходе инвертора (это может быть специальный фильтр для снижения электромагнитных помех, фильтр du/dt (сглаживает крутизну фронтов импульсов напряжения) или синусный фильтр (СИФ), в которых конденсаторы соединены по схеме треугольник).

Несимметричные электромагнитные помехи (*common mode*) и токи утечки практически не устраняются упомянутыми выше фильтрами. Несимметричные электромагнитные помехи проявляются в виде разности потенциалов между жилами соединительного кабеля и заземлением; между нейтральной точкой соединённой по схеме звезда обмотки двигателя и землёй; между нейтральной точкой фильтров на выходе инвертора, если их ёмкости соединены

по схеме звезда, и землёй. Вообще несимметричная помеха возникает между прямыми и обратными проводами, с одной стороны, и проводом опорного потенциала, чаще всего объединённым с защитным заземлением [174]. Несимметричные помехи замыкаются по конденсаторам, включаемым между проводами рабочего тока и защитным заземлением [174]. Таким образом, топология фильтра для борьбы с помехами *common mode* должна предусматривать соединение конденсаторов по схеме звезда с присоединённой к опорному потенциалу нейтрали.

Пути протекания токов противофазной и синфазной помех иллюстрируются рисунком 1.27.

Известно, что потенциал несимметричной помехи относительно земли (*common mode voltage*) является векторной суммой потенциалов относительно земли на входных клеммах фазных обмоток статора двигателя, соединённых по схеме звезда, поделённой на три. Именно такое определение дано в [176] потенциалу нейтральной точки звезды нагрузки трёхфазного АИН. Известно, что этот потенциал составляют нечётные гармонические составляющие порядок которых кратен трём: 3, 9, 15, 21, ... Эти гармонические составляющие относятся к нулевой последовательности, так как имеют одинаковый фазовый угол во всех фазах обмотки двигателя. Таким образом, токи, наводимые вследствие наличия *common mode voltage* и путей утечки на землю, будут токами нулевой последовательности. То есть суммарный ток утечки может быть определен как векторная сумма всех фазных токов, поделённая на три [163]. Токи утечки протекают через ёмкости между обмоткой статора и корпусом, статором и ротором, жилами кабеля, экраном и заземлением.

В зависимости от алгоритма управления преобразователем, например, алгоритма ШИМ, и топологии преобразователя, например, разделена ёмкость входного фильтра инвертора средней точкой или нет, потенциал нейтрали обмотки двигателя будет различаться, но может быть весьма значительным (по данным [166] пиковое значение *common mode voltage* составляет $\frac{2}{3}$ от величины постоянного напряжения на входе АИН (это 1,33 от половины входного постоянного напряжения инвертора) – при разделённом средней точкой конденсаторе входного фильтра).

С точки зрения возникновения мешающих напряжений наиболее опасными считаются противофазные помехи, но при высоких частотах синфазные помехи имеют свойство преобразовываться в противофазные. Большие синфазные напряжения могут вести к пробоям между проводами и корпусами или массой [174].

Вследствие наличия *common mode voltage* и тока утечки на ротор формируется напряжение вала *shaft voltage*. По данным [166] *shaft voltage* составляет 1...10% от *common mode voltage*. Оно приводит к протеканию токов через подшипники на землю. При этом

происходит интенсивная электрокоррозия поверхностей катания подшипников, следствием чего будет их повреждение и разрушение (см. рисунок 1.28).

Одним из первых авторов, исследовавших подшипниковые токи при питании мотора от преобразователя частоты, является *Gary Skibinski* (корпорация *Allen Bradley Company*, США) [161]. Фундаментальные работы по проблеме токов через подшипники в приводах с автономными инверторами принадлежат перу немки *Annette Muetze* [166, 167]. Значимость различных аспектов последствий протекания подшипниковых токов различается от размера и частоты вращения двигателя, конфигурации заземления, температуры подшипников, конструкции двигателя и инвертора, техники управления инвертором, длины и типа кабеля между инвертором и двигателем. Соответственно отличаются методы борьбы с этим явлением: фильтры на выходе инвертора; изолированные подшипники; гибридные или полностью керамические подшипники; угольные щётки, скользящие по валу и соединённые с корпусом параллельно подшипникам. По классификации [167] имеются различные типы и характерные значения подшипниковых токов, наведённых инвертором (рисунок 1.29).

Вопрос электромагнитной совместимости в части железнодорожного тягового асинхронного электропривода освещается гораздо реже [169]. В [169] показана схема путей протекания высокочастотных токов нулевой последовательности применительно к тяговому асинхронному приводу на электровозе переменного тока (см. рисунок 1.30), а также наглядно показаны паразитные ёмкости асинхронной машины, создающие пути протекания токов утечки (рисунок 1.31). В [167, 169] приведена одна из простых схем для учёта путей протекания токов утечки нулевой последовательности, возникающих ввиду высокочастотной ШИМ.

Схема на рисунке 1.31 в соответствии с [167, 169] содержит следующие элементы:

C_{wf} - ёмкость между обмоткой статора (пазовой её частью) и корпусом машины (через изоляцию между медью и железом статора через многослойную изоляцию на дне и стенках пазов);

C_{wr} - ёмкость между обмоткой статора (пазовой её частью) и ротором (через многослойную изоляцию, клин и воздушный зазор);

C_{rf} - ёмкость между ротором и статором (через воздушный зазор);

C_{b1}, C_{b2} - ёмкости подшипников, удерживающих вал машины.

Имеет смысл кратко охарактеризовать основные типы фильтров электромагнитной совместимости, используемые между выходом ПЧ и входом АД.

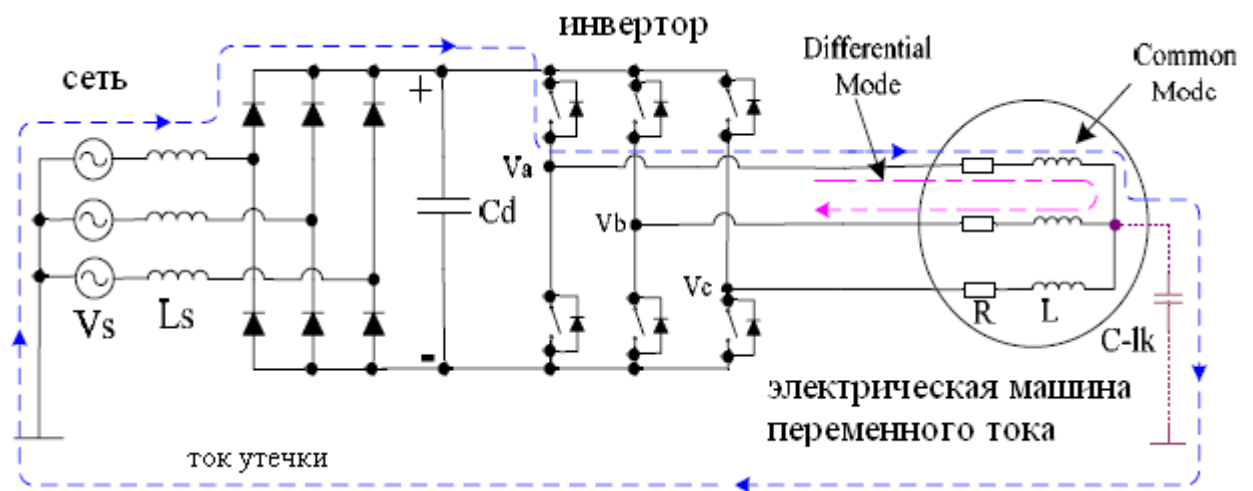


Рисунок 1.27 - Пример протекания токов от различных видов помех в частотно-регулируемом электроприводе

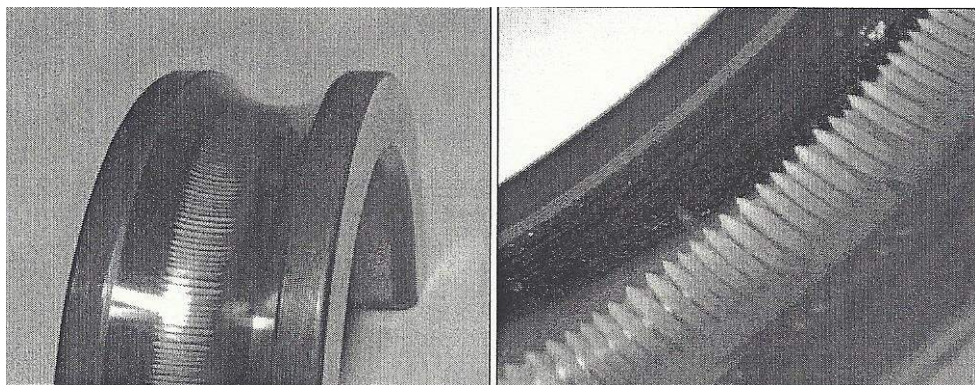


Рисунок 1.28 - Пример типичного повреждения подшипников электродвигателя от электрокоррозии [169]

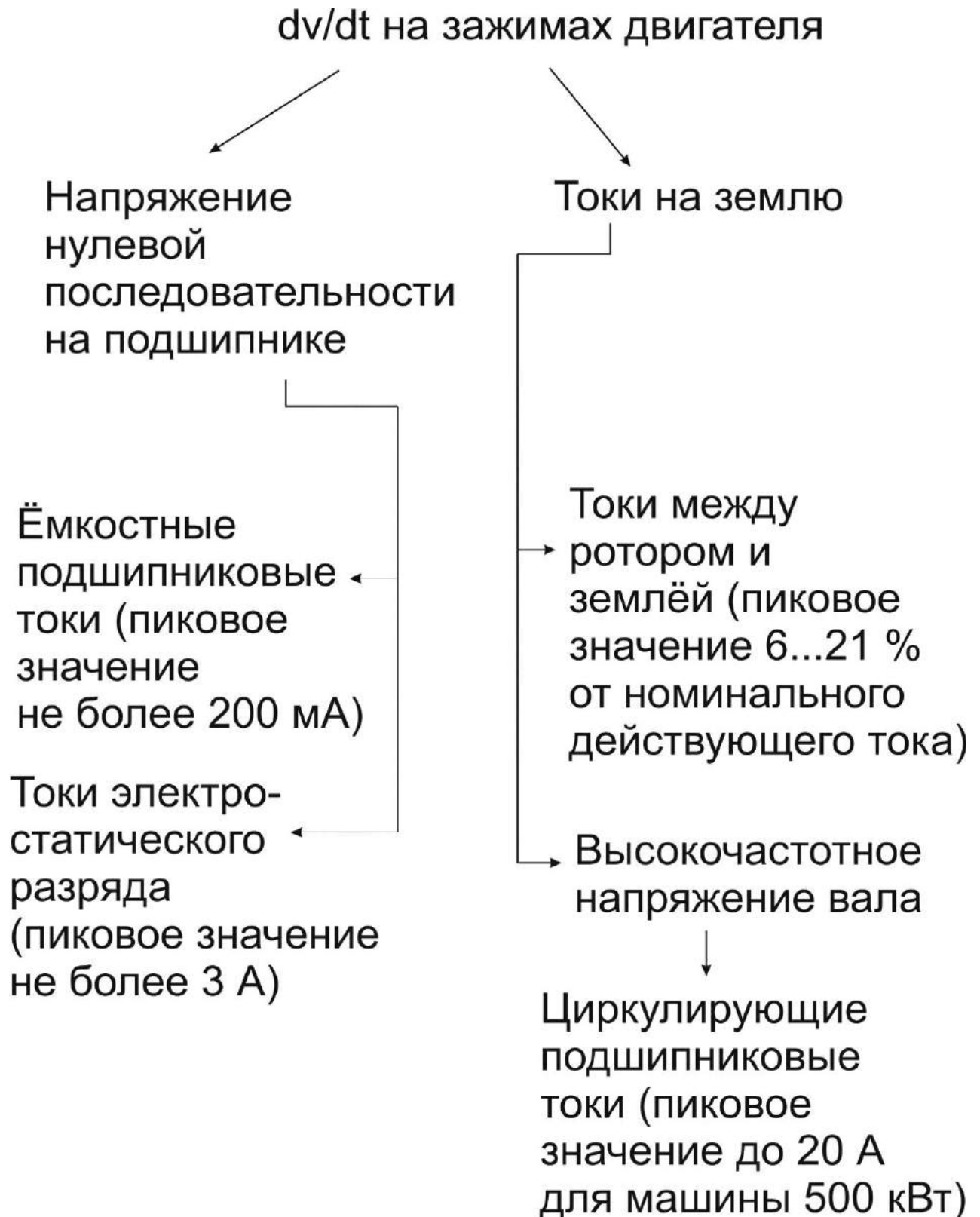


Рисунок 1.29 - Различные типы подшипниковых токов, наведённых инвертором, и характерные значения токов для асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором на линейное напряжение 400...690 В в диапазоне номинальных мощностей 11... 560 кВт [167]

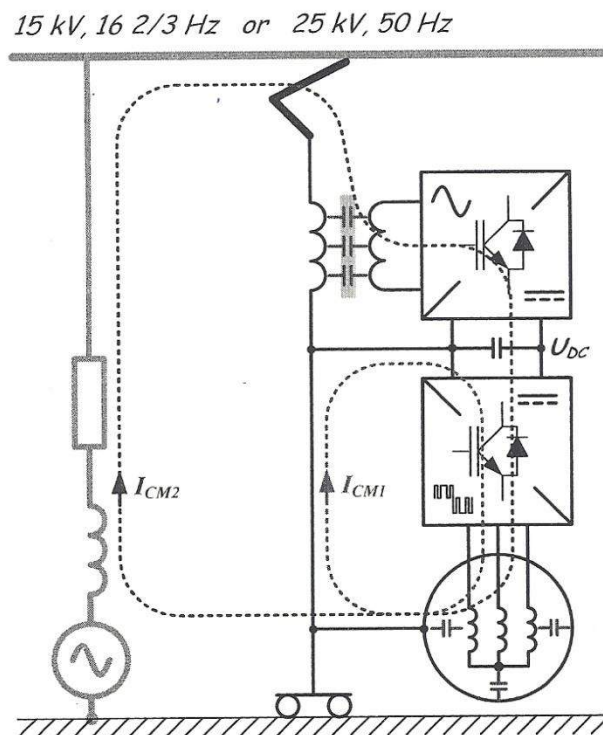


Рисунок 1.30 - Схема путей протекания высокочастотных токов нулевой последовательности применительно к тяговому асинхронному приводу на электровазе переменного тока [169]

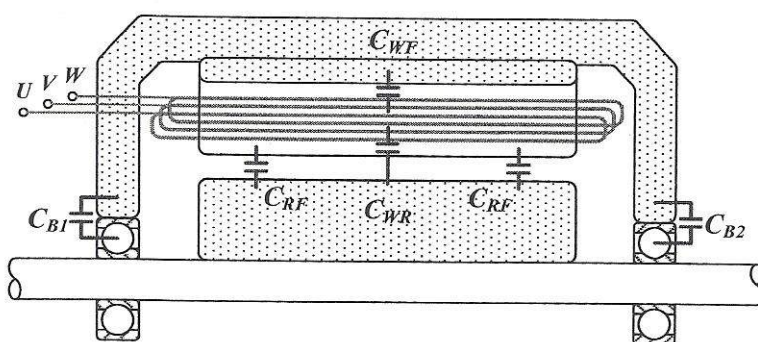


Рисунок 1.31 - Паразитные ёмкости асинхронной машины, создающие пути протекания токов утечки [167, 169]

Целью использования СИФ является получение на зажимах двигателя формы напряжения, близкой к идеальной синусоиде. СИФ является реактивным фильтром нижних частот, который состоит из трёх фазных реакторов и трёх конденсаторов, включённых каждый либо между двумя фазами (схема треугольник) либо между фазой и нейтральной точкой (схема звезда). На рисунке 1.32 показан вариант топологии СИФ. Напряжения с частотами ниже резонансной частоты f_p пропускаются этим фильтром почти без уменьшения амплитуд. Напряжения с частотами выше $f > f_p$ затухают пропорционально $\frac{1}{f^2}$ [167]. Обычно эти фильтры рассчитываются таким образом: резонансная частота f_p должна быть гораздо выше частоты основной гармоники напряжения, формируемой инвертором для питания двигателя, с другой стороны, f_p должна быть гораздо ниже частоты переключений инвертора (или несущей частоты ШИМ $f_{\text{ШИМ}}$). При расчёте параметров задаваться можно либо индуктивностью, либо ёмкостью. Так как стараются избежать излишнего падения напряжения на индуктивности в продольной ветви фильтра, то приходится увеличивать ёмкость в поперечной ветви. СИФ в основном воздействует на линейные напряжения. При этом напряжения нулевой последовательности практически им не подавляются. Так как практически вся мощность искажений, формируемая высшими гармониками, протекает через СИФ, эти устройства обычно имеют значительные габариты и стоимость.

Сходны по топологии с синус-фильтрами фильтры $\frac{du}{dt}$ (см. рисунок 1.33). В них резисторы добавляются для настройки высокочастотных компонентов спектра напряжения [167]. Впрочем, параллельные индуктивностям резисторы могут отсутствовать [175].

Задачей фильтров $\frac{du}{dt}$ является уменьшение скорости изменения импульсного напряжения (сглаживание, заваливание фронтов импульсов) обычно до уровня $\frac{du}{dt} < 500 \text{ В/мкс}$

[177], хотя иногда допускают больший градиент напряжения: $\frac{du}{dt} \leq 600 \text{ В/мкс}$ [178] и даже

$\frac{du}{dt} \leq (1000...2000) \text{ В/мкс}$ [179]. При этом форма напряжения на двигателе остаётся импульсной.

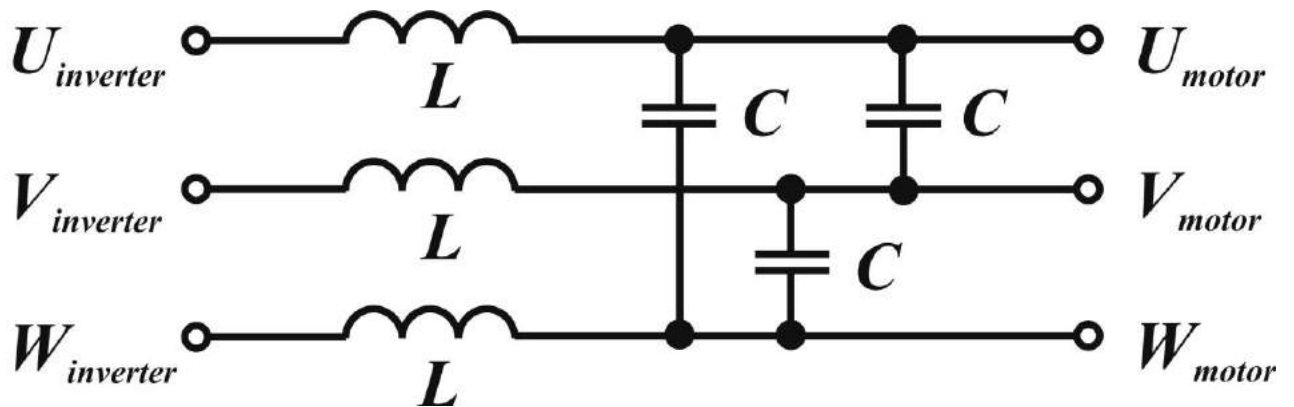
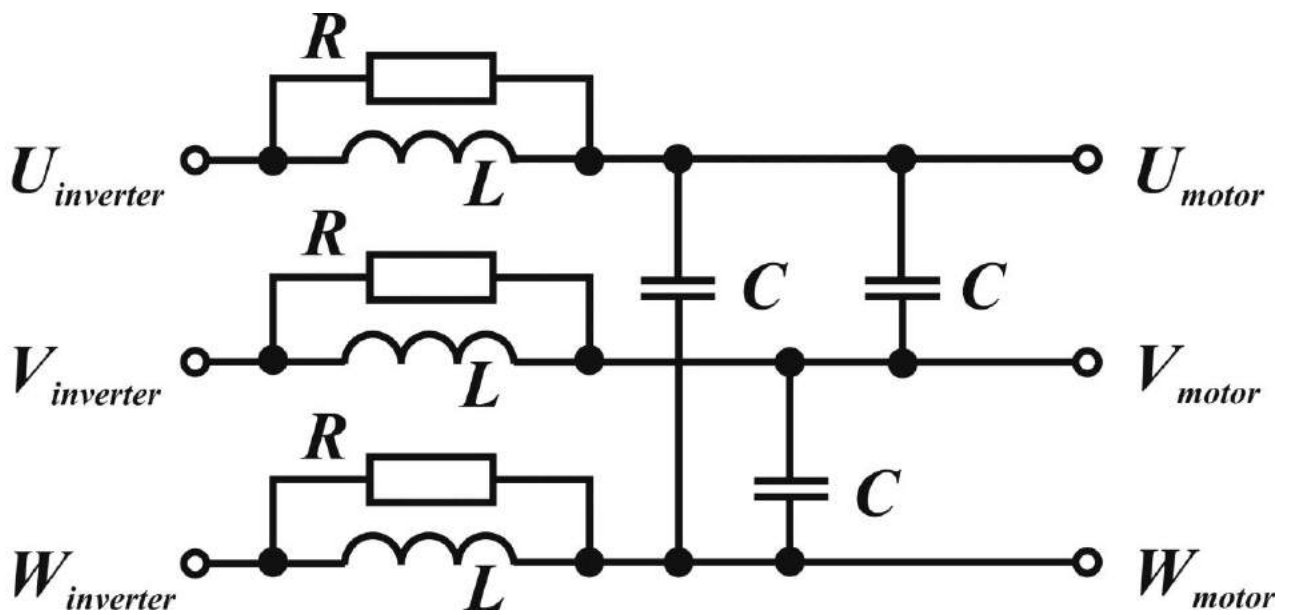


Рисунок 1.32 - Вариант топологии СИФ

Рисунок 1.33 - Вариант топологии фильтра $\frac{du}{dt}$

Существует большое разнообразие вариантов схем этих фильтров. Некоторые из них включают соединения со звеном постоянного напряжения на входе инвертора, диоды, и/или ёмкости в соединении с землёй. Основным отличием в сравнении с синусными фильтрами является то, что f_p значительно выше, чем $f_{\text{шим}}$. Номиналы реактивных элементов относительно малы, поэтому фильтры $\frac{du}{dt}$ невелики по размерам и недороги.

Реактор нулевой последовательности представляет собой специальным образом намотанную катушку (три фазы намотаны в одинаковом направлении на общем сердечнике, см. рисунок 1.34) и имеет целью ограничение токов нулевой последовательности. При этом на напряжение нулевой последовательности (причину токов) воздействие не оказывается.

Фильтры нулевой последовательности имеют целью уничтожение высокочастотных компонентов напряжения нулевой последовательности. Существует большое количество схем этих фильтров. Пример одной из них, напоминающей схему СИФ, показан на рисунке 1.35. Напряжение нулевой последовательности формируется из разности потенциалов между точками 1 и 2 на рисунке 1.35. Соединив эти две точки с плюсом и минусом звена постоянного напряжения частотного преобразователя, можно подавить колебания напряжения нулевой последовательности, возникающие из-за коммутаций ключей инвертора.

Реакторы $\frac{du}{dt}$ (см. рисунок 1.36), включаемые последовательно с двигателем, имеют целью уменьшение скорости изменения импульсного напряжения (сглаживание, заваливание фронтов импульсов). Типичная величина падения напряжения на реакторе составляет 2...8 %. Изначально были разработаны для снижения ёмкостных токов в кабеле, подключающем двигатель к инвертору. При известной ёмкости фазы кабеля C_{cable} ёмкостный ток кабеля прямо пропорционален $\frac{du}{dt}$:

$$i_{c_cap} = C_{\text{cable}} \frac{du}{dt}. \quad (1.44)$$

Так как ёмкость кабеля увеличивается с его длиной, реакторы $\frac{du}{dt}$ особенно рекомендуются при длинных кабелях между инвертором и двигателем. Ёмкостные токи кабеля являются паразитными. Они дополнительно нагружают кабель в тепловом отношении, но двигателя не достигают.

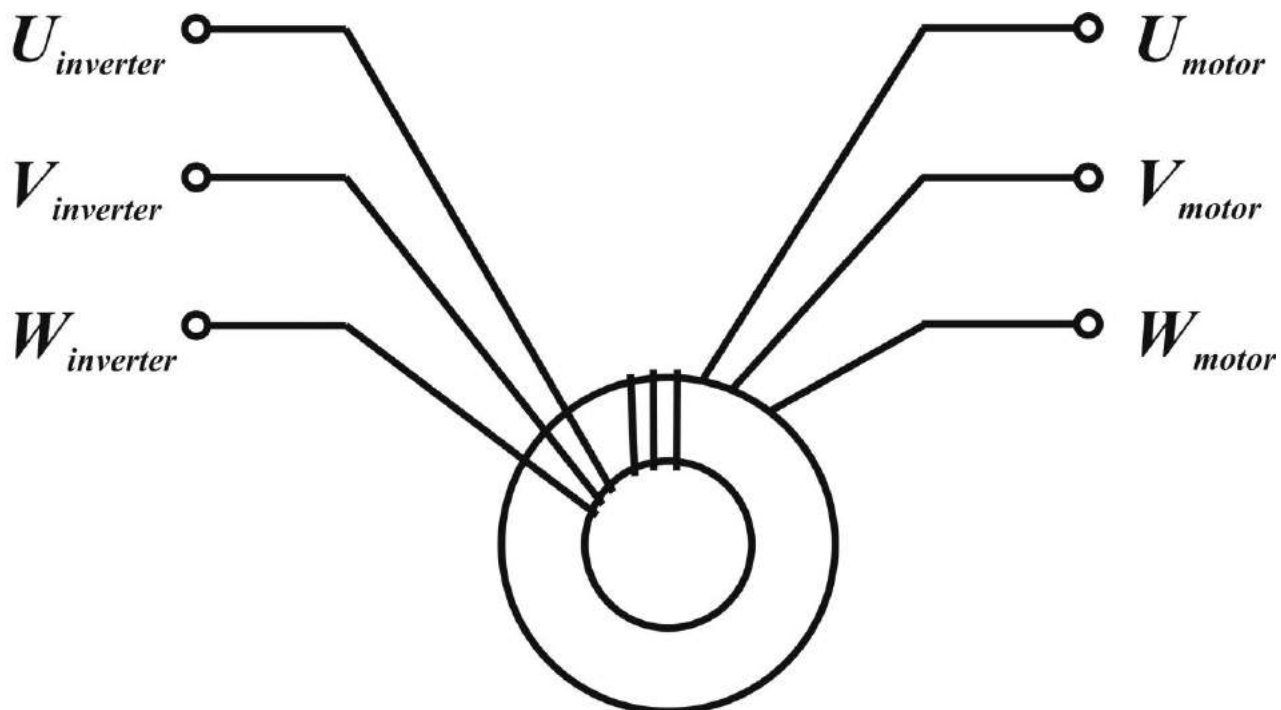


Рисунок 1.34 - Реактор нулевой последовательности

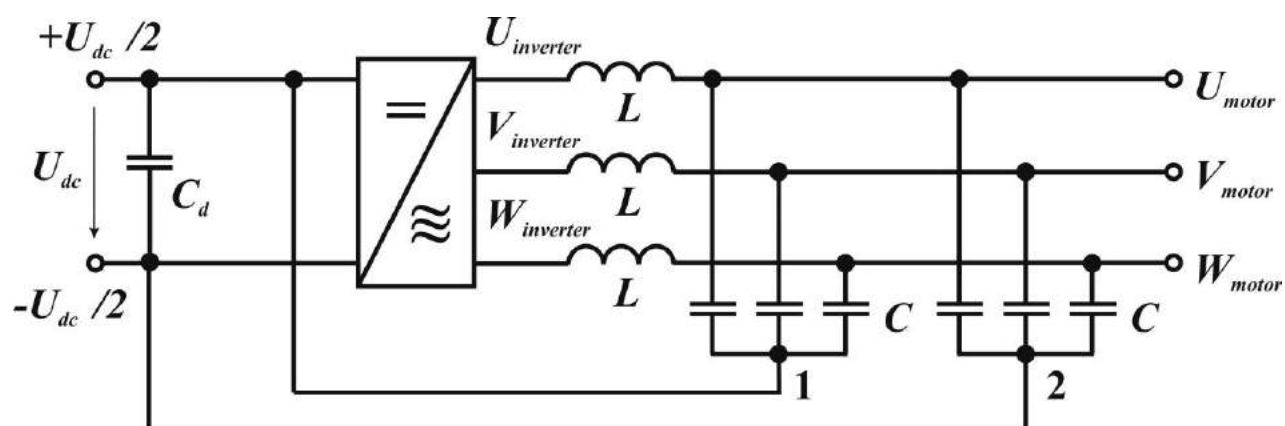


Рисунок 1.35 - Вариант топологии фильтра нулевой последовательности

Проблема соответствия времени коммутации ключей и длины кабеля между АИН и АД состоит в неравенстве волнового сопротивления кабеля Z_0 и сопротивления АД Z_2 , являющегося нагрузкой кабеля. Обычно $Z_2 > Z_0$, что приводит к возникновению отражённых волн напряжения. Встречаясь со следующей падающей волной, отражённая векторно складывается с ней. Если фазы совпадают, то волны усиливают друг друга, вызывая перенапряжения, способные привести к пробое изоляции АД. Пример подобного рода перенапряжений на клеммах АД при длине кабеля 200 м между АИН и АД согласно данным фирмы *Danfoss* [180] показан на рисунке 1.37.

Исходя из положений теории длинной линии [170], на зажимах АД вследствие сложения падающей и отражённой волны возникает напряжение

$$u_{\text{АД}} = u_{\text{АИН}} (1 + \dot{\Gamma}_{0\text{max}}) \approx u_{\text{АИН}} (1 + \Gamma_{0\text{max}}), \quad (1.45)$$

где: $u_{\text{АИН}}$ - напряжение на выходе АИН (для двухуровневого АИН величина импульсов

$u_{\text{АИН}}$ составляет $\frac{2}{3}U_d$ и $\frac{1}{3}U_d$, где U_d - напряжение на входе АИН);

$\dot{\Gamma}_{0\text{max}} = \Gamma_{0\text{max}} e^{j\varphi_0}$ - коэффициент отражения на конце линии;

φ_0 - сдвиг фаз между напряжениями отражённой и падающей волн напряжения, за малостью величины, примем $\varphi_0 = 0$.

$$\Gamma_{0\text{max}} = \frac{Z_2 - Z_0}{Z_2 + Z_0}. \quad (1.46)$$

В пределе при $Z_2 \rightarrow \infty$ (линия разомкнута на конце) имеем $\Gamma_{0\text{max}} = 1$, т.е. $u_{\text{АД}} = 2u_{\text{АИН}}$. Это режим стоячих волн.

Согласно [159], если длина кабеля L превышает критическую $l_{\text{кр}}$, то при высокой частоте ШИМ отражённая волна не успевает затухнуть до нулевого значения к моменту подхода следующей падающей, поэтому могут существовать условия комплексного взаимодействия нескольких падающих и отражённых волн, при которых возможно $u_{\text{АД}} \leq 3u_{\text{АИН}}$. Наиболее подробно вопрос возникновения перенапряжений на клеммах АД, превышающих $2u_{\text{АИН}}$, рассмотрен в [157].

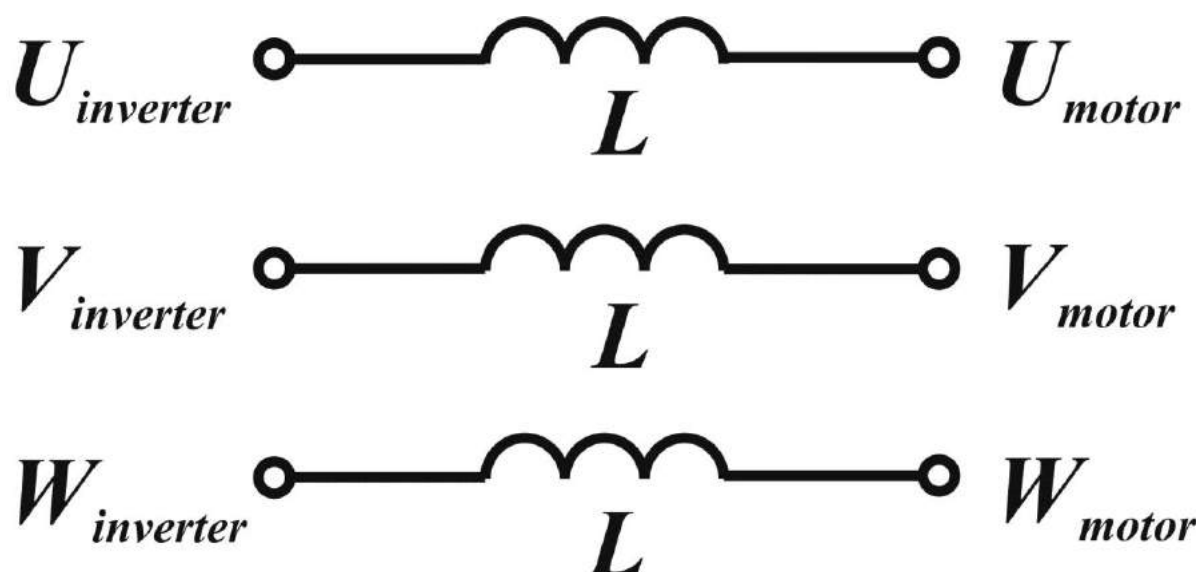


Рисунок 1.36 - Реактор $\frac{du}{dt}$

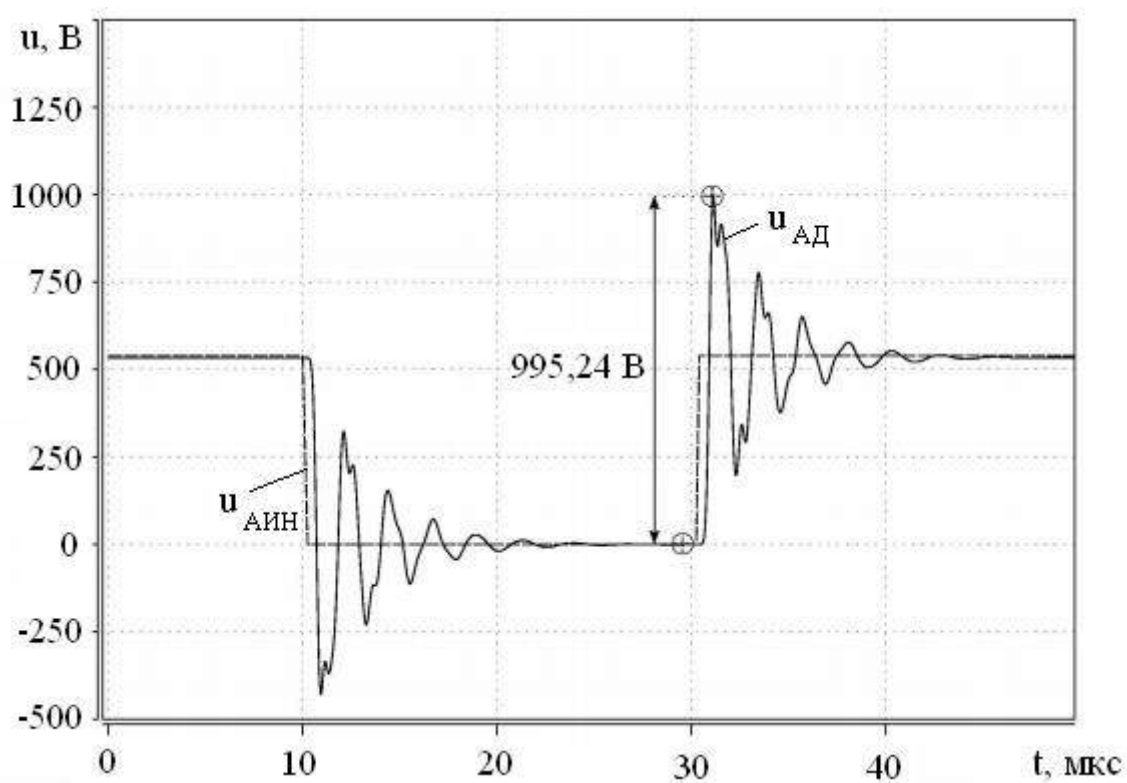


Рисунок 1.37 - Пример перенапряжений на клеммах АД при длине кабеля 200 м между АИН и АД согласно данным фирмы Danfoss [180]

Среди факторов, ответственных за это явление, перечисляются: затухание кабеля; частота собственных колебаний кабеля; длительность импульса напряжения, формируемого АИН; техника модуляции; несущая частота ШИМ; нагрузка двигателя. Причём, согласно [157], при $L > l_{кр}$ первостепенное значение играет частота следования импульсов напряжения, а не длительность фронта импульса. Авторами [157] приводится схематический сценарий возникновения перенапряжений на клеммах АД, превышающих $2u_{\text{АИН}}$. Пусть в начальный момент времени $t = t_0$ кабель был в полностью заряженном состоянии, т.е. линейные напряжения АИН и АД:

$$u_{\text{ЛАД}}(t_0) = u_{\text{ЛАИН}}(t_0) = U_d. \quad (1.47)$$

Время задержки сигнала в линии составляет T_D . Коммутация ключей АИН (для упрощения дальнейшего описания примем, что она происходит мгновенно) приводит к разряду кабеля приблизительно на время $4T_D$ - это время, в течение которого линейное напряжение, подаваемое с АИН, равно нулю (длительность паузы). Иначе говоря,

$$u_{\text{ЛАИН}}(t_0 + T_D) = u_{\text{ЛАИН}}(t_0 + 2T_D) = u_{\text{ЛАИН}}(t_0 + 3T_D) = 0. \quad (1.48)$$

Пусть при этом характеристики кабеля таковы, что длительность паузы линейного напряжения на выходе АИН меньше времени затухания колебательного переходного процесса напряжения на клеммах АД. Примем, что $\Gamma_0 \approx 1$. Т.о., пришедшая от АИН отрицательная волна напряжения отражается от конца линии и напряжение на зажимах АД изменяется до

$$u_{\text{ЛАД}}(t_0 + T_D) = u_{\text{ЛАД}}(t_0) - U_d(1 + \Gamma_0) \approx -U_d. \quad (1.49)$$

Для прохода от АД к АИН и обратно отражённой волне ($-\Gamma_0 U_d$) требуется время $2T_D$. Прежде, чем придёт отражённая волна, напряжение на зажимах АД сохраняется на уровне

$$u_{\text{ЛАД}}(t_0 + 2T_D) \approx u_{\text{ЛАД}}(t_0 + T_D). \quad (1.50)$$

При коэффициенте отражения АИН $\Gamma_{\text{ОАИН}} \approx -1$ отражённая волна достигает зажимов АД, где формирует напряжение

$$u_{\text{ЛАД}}(t_0 + 3T_D) = u_{\text{ЛАД}}(t_0 + 2T_D) - U_d \Gamma_{0\text{АИН}} \Gamma_0 (1 + \Gamma_0) \approx U_d. \quad (1.51)$$

Новая отражённая волна $(-\Gamma_{0\text{АИН}} \Gamma_0^2 U_d)$ проходит от АД к АИН, где отражается и снова отсылается назад к АД: $-\Gamma_{0\text{АИН}}^2 \Gamma_0^2 U_d$. В этот момент времени

$$u_{\text{ЛАД}}(t_0 + 4T_D) \approx u_{\text{ЛАД}}(t_0 + 3T_D). \quad (1.52)$$

Кроме того, одновременно с прибытием на зажимы АД отражённой волны, туда же прибывает очередной импульс напряжения управления с АИН: $u_{\text{ЛАИН}}(t_0 + 4T_D) = U_d$. При отражении этого нового импульса напряжения от АД на зажимах последнего возникает пиковое перенапряжение:

$$u_{\text{ЛАД}}(t_0 + 5T_D) = u_{\text{ЛАД}}(t_0 + 4T_D) - (\Gamma_{0\text{АИН}}^2 \Gamma_0^2 U_d) + u_{\text{ЛАИН}}(t_0 + 4T_D) \cdot (1 + \Gamma_0). \quad (1.53)$$

При $\Gamma_0 < 1$ имеем $u_{\text{ЛАД}}(t_0 + 5T_D) > 2U_d$. Такое явление получило в англоязычной технической литературе наименование «двойной импульс при заряженном кабеле».

В связи с «проблемой длинного кабеля» рядом зарубежных электротехнических фирм предлагается решение в виде согласующих фильтров-оконечников [181]. Варианты схем согласующих фильтров-оконечников представлены на рисунках 1.38 – 1.40: резисторный, одноступенчатый, двухступенчатый. Такой фильтр присоединяют на клеммы АД для согласования (уравнивания) волновых сопротивлений нагрузки и кабеля. Подобный принцип широко используется в технике передачи сигналов с целью минимизации их искажений.

Резисторная схема согласующего фильтра-оконечника (рисунок 1.38) является наиболее простой, но неэкономичной. Для неё должно выполняться условие

$$R_f = Z_0. \quad (1.54)$$

Для одноступенчатого RC фильтра-оконечника (рисунок 1.39) требуется соответствие волнового сопротивления фильтра условию

$$Z_f = \sqrt{R_f^2 + \left(\frac{1}{j2\pi f_{\text{ШИМ}} C_f} \right)^2} = Z_0. \quad (1.55)$$

Во избежание колебаний должно быть [177]

$$R_f > 2 \sqrt{\frac{L_0}{C_f}}. \quad (1.56)$$

Для двухступенчатой схемы на рисунке 1.40 требуется выполнение условия

$$Z_f = \sqrt{\left(\frac{R_f (2\pi f_{\text{ШИМ}})^2 L_f^2}{R_f^2 + (2\pi f_{\text{ШИМ}})^2 L_f^2} \right)^2 + \left(\frac{R_f^2 (2\pi f_{\text{ШИМ}}) L_f}{R_f^2 + (2\pi f_{\text{ШИМ}})^2 L_f^2} - \frac{1}{2\pi f_{\text{ШИМ}} C_f} \right)^2} = Z_0. \quad (1.57)$$

Во избежание колебаний должно быть [181]

$$R_f < \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L_f}{C_f}}. \quad (1.58)$$

Со ссылкой на [182] в [181] утверждается, что наиболее эффективной является схема на рисунке 1.39, поскольку колебания в ней наименьшие. Отмечается, что в практике ЧРЭП известно совместное использование согласующих фильтров-оконечников и реакторов $\frac{du}{dt}$ на выходе АИН.

Недостатком согласующих фильтров-оконечников, по мнению авторов [181], является то, что индивидуальная подстройка параметров оконечников под длину и тип кабеля, под $f_{\text{ШИМ}}$ ведёт к невозможности эффективно бороться с перенапряжениями при изменении любой из этих характеристик.

Проблемы электромагнитной совместимости для ЧРЭП, используемых на железнодорожном транспорте, являются актуальными и могут быть проанализированы посредством компьютерного моделирования для различных конкретных случаев.

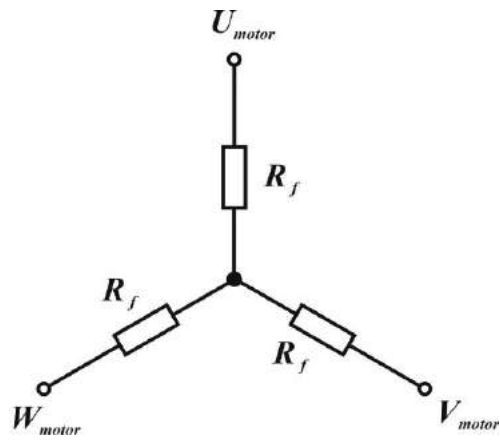


Рисунок 1.38 - Резисторная схема согласующего фильтра-оконечника

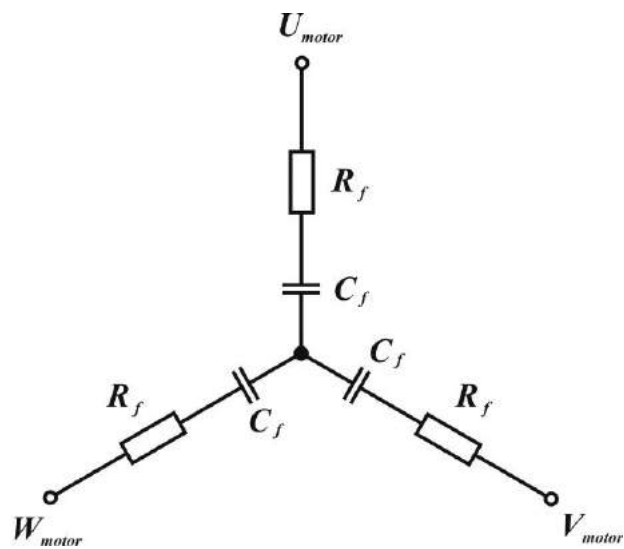


Рисунок 1.39 - Схема одноступенчатого RC согласующего фильтра-оконечника

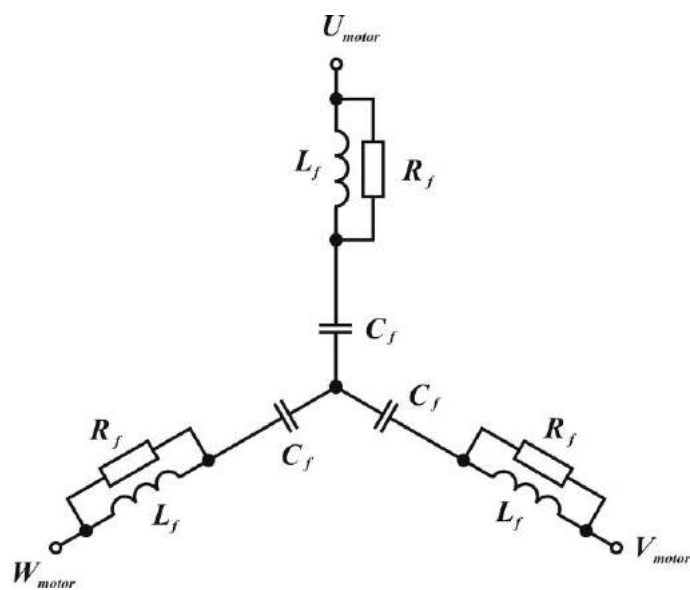


Рисунок 1.40 - Схема двухступенчатого RLC согласующего фильтра-оконечника

ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 1

Аналитический обзор схемных решений вспомогательного ЭП на основе АД, используемых на электровозах показывает, что основными элементами, имитационные модели которых необходимы для изучения и совершенствования характеристик наиболее актуальных к рассмотрению типов вспомогательного ЭП являются:

- 1) трёхфазный АД;
- 2) трёхфазный трансформатор;
- 3) однофазный трансформатор;
- 4) дроссель с ферромагнитным сердечником;
- 5) преобразователь частоты;
- 6) активный корректор коэффициента мощности;
- 7) механические нагрузки типа вентилятор, компрессор.

Аналитический обзор материалов научно-технических публикаций, выполненный автором, указывает на активность научного сообщества в разработке математических и компьютерных моделей большинства из упомянутых устройств, то есть на актуальность этих разработок. Имеются публикации, комплексно охватывающие спектр проблем, описанных в главе 1, например [183], где затронуты вопросы компьютерного моделирования трехфазного АД, включая способ расчёта по каталожным данным параметров схемы замещения; трансформатора; АИН; вопросы электромагнитной совместимости ЧРЭП, но исследования, доложенные в [183], не обладают отраслевой железнодорожной спецификой. В разрезе использования опубликованных моделей для нужд анализа процессов в электротехнических комплексах и системах железнодорожного транспорта следует отметить, что большинство моделей позволяют работу при симметричных режимах. В то время как в условиях железнодорожного транспорта имеют место различные виды электрической и конструктивной несимметрии. Некоторые ранее разработанные математические модели сложны в понимании и практической реализации силами инженеров-электромехаников средствами современных САПР. Существующие имитационные модели вспомогательного ЭП с АД, по мнению автора, не вполне адекватно отражают физику процессов в системе.

Актуальными задачами в области вспомогательного ЭП на основе АД, для решения которых требуется проведение имитационного моделирования, являются следующие:

- 1) анализ режимов, в том числе при несинусоидальном, несимметричном питании, функционирования схем вспомогательного ЭП с трёхфазными АД, одно- и трёхфазными трансформаторами;

2) сравнение энергетической эффективности электротехнических систем вспомогательного и тягового ЭП электровозов при разных вариантах управления статическими преобразователями;

3) анализ электромагнитных и тепловых процессов при пуске АД в составе схемы вспомогательного ЭП электровоза с расщеплением фаз по конденсаторной схеме, в том числе с учётом дефектов конструкции АД;

4) анализ процессов в системе стабилизации тока возбуждения КТЭД;

5) анализ процессов в ЧРЭП, в том числе с учётом аспектов обеспечения частотного пуска, электромагнитной совместимости оборудования и качества электроэнергии;

6) разработка технических решений, позволяющих снизить влияние несинусоидальности питающего напряжения на нагрев короткозамкнутой обмотки ротора АД.

ЦЕЛЬ И ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Целью работы является решение проблемы повышения качества разработки и эксплуатации вспомогательного электропривода электровозов за счет создания фонда имитационных моделей входящих в него устройств и систем, программ, методик расчета, исследования с их помощью работоспособности и качества функционирования схем вспомогательного электропривода в различных режимах.

Поставленная цель обуславливает ряд задач, решаемых в работе.

1. Исследовать и проанализировать электромагнитные и тепловые процессы при работе асинхронного двигателя в составе схемы вспомогательного электропривода электровоза с расщеплением фаз по конденсаторной схеме, в том числе с учётом дефектов конструкции асинхронного двигателя, выявить индикатор предотказного состояния асинхронного двигателя по перегреву обмотки ротора, пригодный для безразборной диагностики, в том числе на ходу движения поезда.

2. Выполнить анализ процессов в частотно-регулируемом электроприводе, в том числе с учётом аспектов обеспечения энергетической эффективности и электромагнитной совместимости и разработать методики расчета синусных фильтров и фильтров du/dt для несущей частоты широтно-импульсной модуляции 900 – 2500 Гц, а также обосновать структуру системы автоматического регулирования активного корректора коэффициента мощности.

3. Предложить технические решения в области вспомогательного электропривода, направленные на удешевление его конструкции при сохранении высокой надежности и энергетических характеристик.

4. Разработать технические решения, позволяющие снизить потери в короткозамкнутой обмотке ротора асинхронного двигателя от несинусоидальности питающего напряжения.

5. Разработать методику учета нелинейности безгистерезисной кривой намагничивания для математических моделей электротехнических устройств (асинхронный двигатель, трансформатор, дроссель), работающих при переменной частоте питающего напряжения.

6. Разработать математические модели основных устройств, входящих в состав вспомогательного электропривода электровозов, и имитационные модели электропривода на их основе. Модели должны учитывать особенности конструкции и эксплуатации, характерные для современных и перспективных образцов электровозов, использовать набор исходных данных об объекте моделирования традиционный для отечественной инженерной практики, быть пригодными для использования специалистами-электротехниками без углубленных навыков программирования.

На основе рассмотренных в главе 1 проблем и поставленных задач можно сформулировать методологию их решения - методологию моделирования технических устройств, включающую следующие пункты [184 – 187]:

1. Анализ прикладных задач, требующих решения путём компьютерного моделирования, на предмет определения устройств, требующих описания в виде математических моделей.

2. Разработка математической модели устройства.

3. Разработка и отладка компьютерной модели устройства.

4. Использование компьютерной модели устройства для решения прикладных задач, возможно, в составе компьютерной модели системы устройств, в том числе различных (собственно компьютерное моделирование).

5. Анализ результатов компьютерного моделирования.

6. Синтез технических решений, позволяющих улучшить характеристики (в том числе в области энергоэффективности) устройств и их систем.

Согласно [188], методология – это учение об организации деятельности. Предмет методологии – организация деятельности. Организовать деятельность (целенаправленную активность человека) означает упорядочить ее в целостную систему с четко определенными характеристиками, логической структурой и процессом ее осуществления.

2. СИНТЕЗ ИМИТАЦИОННЫХ МОДЕЛЕЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

2.1. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ И КОМПЬЮТЕРНАЯ МОДЕЛИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ В ТРЁХФАЗНЫХ ЗАТОРМОЖЕННЫХ КООРДИНАТАХ

С точки зрения повышения точности отображения реальных процессов интересны модели АД, которые позволяют учитывать потери в стали, а также влияние насыщения магнитной цепи. Об этом же свидетельствует обилие публикаций, датируемых 2000-ми годами по этой тематике [103 – 106, 189].

В технической литературе считается, что Т-образная схема замещения асинхронного двигателя (АД) даёт в ряде случаев более точные результаты расчёта, чем Г-образная [190] особенно для маломощных АД. Кроме того, при Т-образной схеме замещения параллельное соединение в контуре намагничивания r_{μ} и L_{μ} даёт более точную с точки зрения физики картину процессов в электрической машине, чем последовательное соединение r_m и L_m [191].

В связи с постоянным совершенствованием аппаратной части ЭВМ и программного обеспечения актуальной остаётся задача создания современных инструментов имитационного моделирования, в том числе с использованием технологий визуального программирования.

2.1.1. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ №1

В основу математической модели №1 (ММ1) АД положена математическая модель трёхфазной электрической машины в заторможенной системе координат, оси α, β, γ [110] которой совмещены с осями фаз статора A, B, C (см. уравнения (1.33) – (1.43)), дополненная с целью учёта потерь в стали активными сопротивлениями контура намагничивания r_{μ} , включёнными в каждой фазе параллельно главным индуктивностям L_{μ} . Уравнения электромагнитных процессов АД даны в системе (2.1). Детализация составляющих системы (2.1) приведена в выражениях (1.34) – (1.37), (3.2) (см. [192 - 194]). Также ММ1 включает выражения (1.39 – 1.43).

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{sa} = r_{sa} i_{sa} + \frac{d\Psi_{sa}}{dt}; \quad i_{\mu\alpha_active} = \frac{u_{0\alpha}}{r_{\mu\alpha}}; \\ u_{s\beta} = r_{s\beta} i_{s\beta} + \frac{d\Psi_{s\beta}}{dt}; \quad i_{\mu\beta_active} = \frac{u_{0\beta}}{r_{\mu\beta}}; \\ u_{s\gamma} = r_{s\gamma} i_{s\gamma} + \frac{d\Psi_{s\gamma}}{dt}; \quad i_{\mu\gamma_active} = \frac{u_{0\gamma}}{r_{\mu\gamma}}; \\ -u_{ra} = r_{ra} i_{ra} + \frac{d\Psi_{ra}}{dt} + \frac{(\Psi_{r\beta} - \Psi_{r\gamma}) p \omega_r}{\sqrt{3}}; \\ -u_{r\beta} = r_{r\beta} i_{r\beta} + \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} + \frac{(\Psi_{r\gamma} - \Psi_{ra}) p \omega_r}{\sqrt{3}}; \\ -u_{r\gamma} = r_{r\gamma} i_{r\gamma} + \frac{d\Psi_{r\gamma}}{dt} + \frac{(\Psi_{ra} - \Psi_{r\beta}) p \omega_r}{\sqrt{3}}; \end{array} \right. \quad (2.1)$$

Токи намагничивания фаз:

$$\begin{aligned} i_{\mu\alpha} &= i_{sa} + i_{ra} = \frac{2}{3} \left[\left(i_{sa} - \frac{1}{2} (i_{s\beta} + i_{s\gamma}) \right) + \left(i_{ra} - \frac{1}{2} (i_{r\beta} + i_{r\gamma}) \right) \right] = i_{\mu\alpha_active} + i_{\mu\alpha_reactive}; \\ i_{\mu\beta} &= i_{s\beta} + i_{r\beta} = \frac{2}{3} \left[\left(i_{s\beta} - \frac{1}{2} (i_{sa} + i_{s\gamma}) \right) + \left(i_{r\beta} - \frac{1}{2} (i_{ra} + i_{r\gamma}) \right) \right] = i_{\mu\beta_active} + i_{\mu\beta_reactive}; \\ i_{\mu\gamma} &= i_{s\gamma} + i_{r\gamma} = \frac{2}{3} \left[\left(i_{s\gamma} - \frac{1}{2} (i_{sa} + i_{s\beta}) \right) + \left(i_{r\gamma} - \frac{1}{2} (i_{ra} + i_{r\beta}) \right) \right] = i_{\mu\gamma_active} + i_{\mu\gamma_reactive}. \end{aligned} \quad (2.2)$$

В выражениях (2.2) i_{μ_active} и $i_{\mu_reactive}$ - активная и реактивная (индуктивная) составляющие тока намагничивания фазы соответственно.

Небезынтересно знать энергетические показатели электрической машины в переходном процессе. Для АД при отсутствии питания со стороны ротора мгновенное значение активной потребляемой мощности вычисляется как

$$P_1 = u_{sa} i_{sa} + u_{s\beta} i_{s\beta} + u_{s\gamma} i_{s\gamma}. \quad (2.3)$$

Мгновенное значение реактивной потребляемой мощности

$$Q_1 = -\frac{1}{\sqrt{3}} [u_{sa} (i_{s\beta} - i_{s\gamma}) + u_{s\beta} (i_{s\gamma} - i_{sa}) + u_{s\gamma} (i_{sa} - i_{s\beta})]. \quad (2.4)$$

Мгновенное значение полезной мощности на валу АД

$$P_2 = \omega_r M_c. \quad (2.5)$$

2.1.2. КОМПЬЮТЕРНАЯ МОДЕЛЬ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ НА БАЗЕ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ №1

В 2006-2007 гг. были разработаны несколько вариантов схмотехнической компьютерной модели трёхфазного АД в САПР *OrCAD*. Наиболее родственной моделям 2006-2007 гг. является компьютерная модель, разработанная в среде *OrCAD* в 2001 г. Она была построена на основе структурных схем, следовательно, все сигналы в ней представлялись потенциалами, а распространение сигналов было строго однонаправленным. Эти обстоятельства усложняли встраивание модели АД в электрические схемы ЭП, так как, например, модель АИН построена в среде *OrCAD* на основе элементов (активных сопротивлений, индуктивностей, ёмкостей, ключей, диодов), предусматривающих существование двунаправленных сигналов токов и напряжений. Тем не менее, посредством использования зависимых источников тока и напряжения (ИТУН, ИНУТ) встраивание модели АД успешно осуществлялось, но было бы удобнее просто присоединять клеммы АД к клеммам АИН без дополнительных операций. Другим недостатком компьютерной модели АД 2001 года было отсутствие возможности соединить обмотки статора иначе, чем по схеме «звезда». Помимо этого модель 2001 года описывала только АД с короткозамкнутым ротором, но не могла применяться для АД с фазным ротором, если бы понадобилось вводить в ротор добавочные сопротивления или ЭДС.

В моделях АД 2006 - 2007 гг., обладающих всеми возможностями моделей 2001 года (могут учитывать несимметрию параметров фаз АД), устранены указанные недостатки, кроме того, предусмотрена возможность расчёта угла поворота ротора АД, что может быть полезно, если нагрузка на валу зависит от углового положения (поршневой компрессор). В моделях АД 2006 года для неэлектрических координат (момент нагрузки, момент электромагнитный, частота вращения ротора, угол поворота ротора, рад) и ветвей намагничивания фаз сохранён способ построения расчётной цепочки по принципу структурных схем.

Модели АД 2006 года имеют шесть выводов обмотки статора и шесть выводов обмотки ротора для двунаправленного обмена сигналами тока и напряжения со схемой ЭП, исходящие выводы по напряжению неэлектрических координат АД и входящий вывод по напряжению координаты момента нагрузки.

При создании компьютерной модели АД в *OrCAD* – САПР, предназначенной в основном для разработки и имитационного схемотехнического моделирования электронных и электротехнических устройств [9 - 13], была поставлена задача обеспечения встраиваемости модели АД в электрические схемы питания, в том числе от преобразователей, путём простого соединения виртуальных клемм. То есть относительно модели электрической схемы, к которой присоединяется модель АД, последняя также должна обладать свойствами электрической схемы: на входы можно подавать разность потенциалов, обеспечивая двунаправленное протекание электрического тока в соединяемых схемах, в том числе сквозного тока между ними. Другой задачей было формирование такой структуры компьютерной модели, чтобы её можно было использовать как универсальный шаблон, в который можно подставлять значения переменных (параметров АД), задавая их в одном месте для всех уравнений. При этом получаем компьютерную модель пригодную для описания АД как с короткозамкнутым, так и с фазным ротором в любом из четырёх квадрантов. Обмотки фаз могут соединяться по схемам треугольник, звезда, независимо присоединяться каждая к своему напряжению, иметь любую другую схему соединений между собой или с источником питания. Задачи решены [192 - 194] путём сочетания при построении модели АД двух подходов: схемотехнического для электрической части и метода структурных схем [107] для магнитной и механической частей. В целом компьютерная модель АД свёрнута в иерархический блок [10], для которого задан список переменных (параметров АД). В одном проекте *OrCAD* копированием можно получить необходимое количество иерархических блоков (моделей АД), для каждого из которых возможно задать уникальные значения параметров. В качестве датчиков и для ввода сигналов в составе модели АД использованы элементы типа ИНУН, ИНУТ, ИТУН. В этих сокращениях: И – источник; У – управляемый; Н – напряжение; Т – ток. Например, ИНУТ – источник напряжения, управляемый ток. Графическое изображение компьютерной модели фазы А обмоток статора и ротора АД, составленной по (2.1)–(2.2), (1.34) – (1.37), показано на рисунке 2.1, где $L_{\sigma\sigma\alpha}$ – индуктивность рассеяния фазы обмотки статора; $L_{\sigma\sigma\alpha}$ – индуктивность рассеяния фазы обмотки ротора. Традиционно параметры ротора приведены к обмотке статора. ИНУТ1 выполняет функцию датчика тока фазы статора i_{sa} , аналогично ИНУТ2 – функцию датчика тока фазы статора i_{ra} . ИТУН1 служит для ввода в схему тока i_{ra} – приведённого тока фазы ротора. ИНУН1 вводит в цепь намагничивания фазы напряжение $u_{0\alpha}$. Аналогичную функцию выполняет ИНУН3 – вводит в цепь обмотки ротора разность ЭДС ветви намагничивания и ЭДС вращения, то есть величину падения напряжения. ИНУН2 является датчиком разности потенциалов на индуктивности $L_{\sigma\sigma\alpha}$. Последующая обработка этого сигнала напряжения путём деления на значение $L_{\sigma\sigma\alpha}$ даёт производную тока статора фа-

зы: $\frac{di_{sa}}{dt}$. С помощью ИНУН4 выполняется аналогичная операция с целью выделения сигнала

$$\frac{di_{ra}}{dt}.$$

В компьютерной модели на рисунке 2.1 использованы сигналы ЭДС ветви намагничивания (2.6) и ЭДС вращения (2.7) фаз ротора.

$$\begin{aligned} e_{0\alpha} &= -u_{0\alpha}; \\ e_{0\beta} &= -u_{0\beta}; \\ e_{0\gamma} &= -u_{0\gamma}. \end{aligned} \quad (2.6)$$

$$\begin{aligned} e_{rom} &= \frac{(\Psi_{r\beta} - \Psi_{r\gamma})p\omega_r}{\sqrt{3}}; \\ e_{ro\beta} &= \frac{(\Psi_{r\gamma} - \Psi_{ra})p\omega_r}{\sqrt{3}}; \\ e_{rot\gamma} &= \frac{(\Psi_{ra} - \Psi_{r\beta})p\omega_r}{\sqrt{3}}. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Активные сопротивления r_{serv} (см. рисунок 2.1) имеют большой номинал, например 10 МОм. Они введены в служебных целях: практически не влияя на численные результаты расчёта, стабилизируют ход решения (моделирования) за счёт сохранения цепи тока (физический смысл – путь протекания токов утечки), что особенно важно при дискретном изменении сопротивления цепей питания АД, например, при питании от полупроводникового преобразователя частоты или при обрыве фазы.

Компьютерная модель фазы статора АД, изображённая на рисунке 2.1, поясняется рисунком 2.2 с использованием традиционных обозначений, используемых в теории электрических машин [195].

Многочисленные вычислительные эксперименты выявили, что характер переходного процесса пуска АД на модели существенно зависит от величины вводимого в цепь намагничивания активного сопротивления r_μ , отвечающего за величину потерь в стали АД $p_{ст}$. Эта величина является одним из критериев адекватности компьютерной модели реальному АД. Кроме того, величина r_μ ощутимо влияет на характеристики установившегося процесса АД. Учёт r_m по схеме его последовательного включения с главной индуктивностью в цепь намагничивания не позволял в ряде случаев получать достаточное соответствие характеристик установившегося режима на модели с реальными.

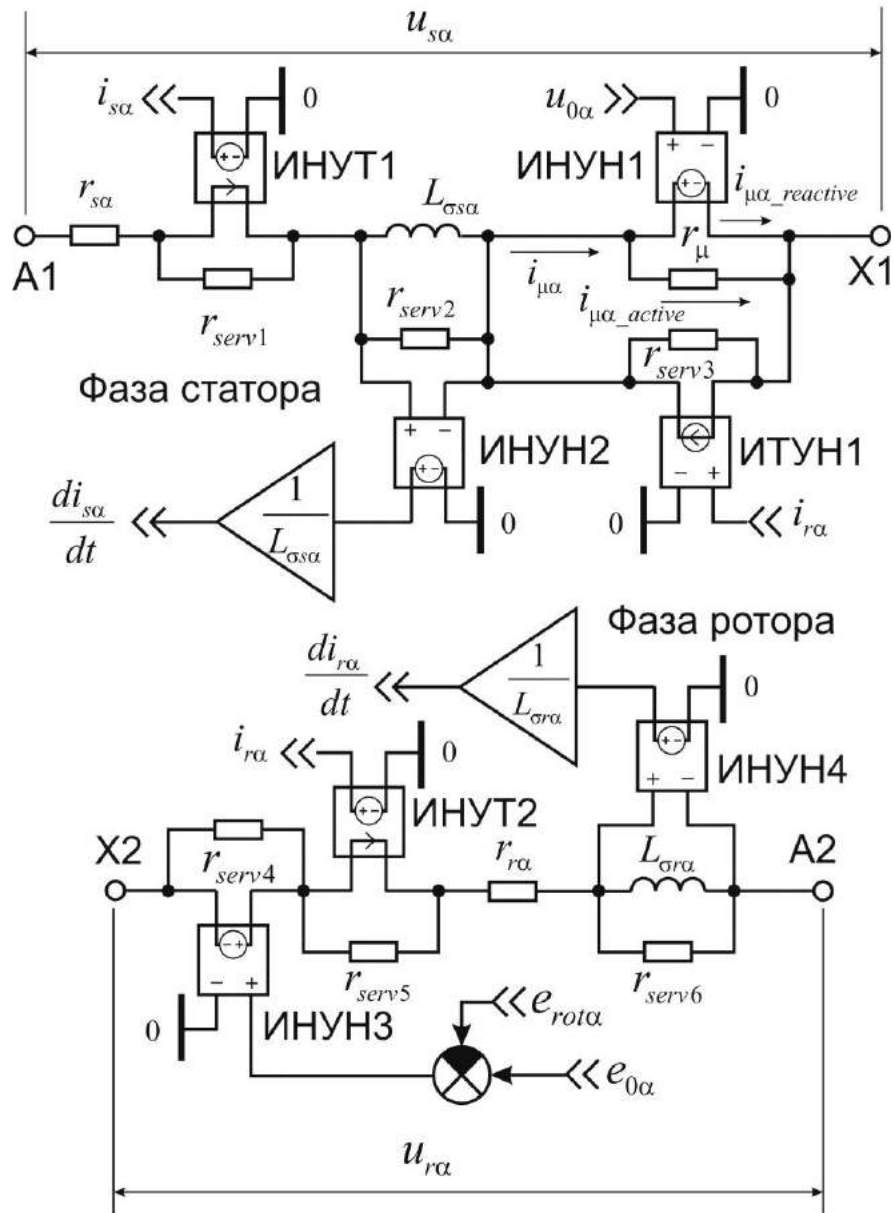


Рисунок 2.1 - Графическое изображение компьютерной модели фазы А обмоток статора и ротора АД

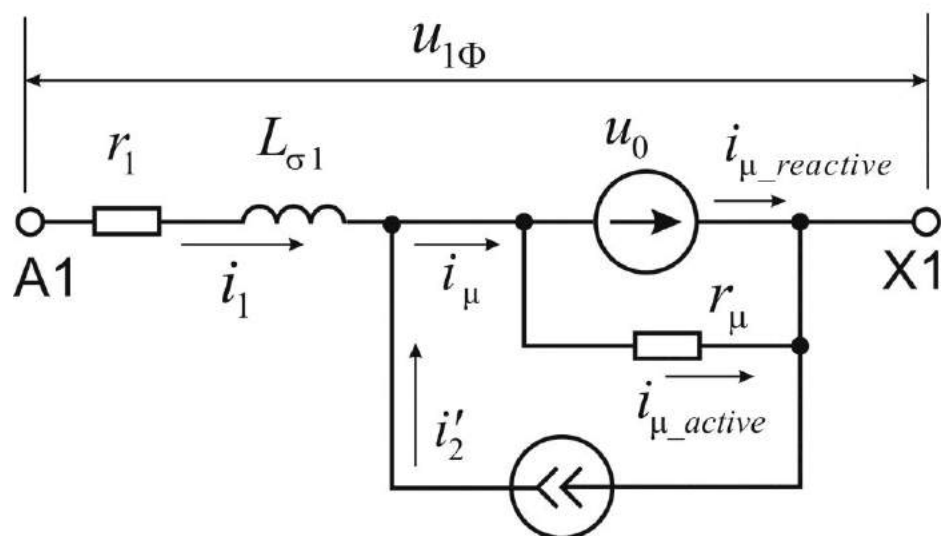


Рисунок 2.2 - Графическое пояснение физического смысла компьютерной модели фазы статора АД, изображённой на рисунке 2.1. Использованы традиционные обозначения из теории электрических машин

Приближение к реальным характеристикам установившегося режима даёт уменьшение r_m или вообще отказ от учёта этого параметра, что искажает переходные процессы, а также не даёт возможности достоверно учитывать на модели потери в стали. Выходом из этого противоречия послужил подход, когда в модели используется параллельное соединение в ветвях намагничивания фаз главной индуктивности и r_μ .

Адекватность модели АД с параллельным включением r_μ в ветви намагничивания фаз проверена путём моделирования режима при питании АД НВА-55 симметричной системой синусоидальных напряжений. Результаты моделирования в *OrCAD 9.2* в табл. 2.1 [195, 196] сравниваются с результатами расчёта по программе *OESIAIN5*, написанной на языке программирования *Fortran 77*, использующей метод гармонического анализа [88, 97, 197 - 199], позволяющей проводить детальный расчёт характеристик статических режимов работы АД, и с результатами опыта согласно протоколу определительных испытаний ЭМ-14-95 (ОАО ВЭЛНИИ, г. Новочеркасск, 1995 г.).

Данные табл. 2.1 говорят о хорошем соответствии схемотехнической модели АД опытными данным по всем характеристикам, в том числе по потерям в стали.

Таблица 2.1 - Сравнение расчётных и опытных характеристик номинального режима работы АД НВА- 55

U_L , В	I_ϕ , А	P_1 , кВт	P_2 , кВт	p_{m1} , Вт	p_{m2} , Вт	$p_{ст}$, Вт	КПД, %	$\cos\phi$, о.е.	n_2 , об/мин	M , Нм	I_μ , А
Линейное напряжение	Ток фазы статора	Активная потребляемая мощность	Мощность на валу	Потери в меди статора	Потери в меди ротора	Потери в стали	Коэффициент полезного действия	Коэффициент мощности	Частота вращения ротора	Момент на валу	Ток намагничивания
Согласно данным определительных испытаний ОАО «ВЭЛНИИ», г. Новочеркасск [195, 196]											
379	116,0	62,2	55,80	1930	2310	1600	89,7	0,817	1441,5	369,8	нет данных
Согласно расчёту (моделированию) в САПР <i>OrCAD 9.2</i>											
380	113,0	58,9	55,00	1635	2229	1531	93,4	0,792	1442,4	364,4	60,1
Согласно расчёту по программе <i>OESIAIN5</i>											
380	115,1	60,6	54,58	1704	2254	1522	90,1	0,800	1441,1	364,0	60,0

2.1.3. ЗАДАНИЕ ЗНАЧЕНИЯ r_μ

При моделировании проблема состоит в корректном задании величины r_μ , критерием чего является правильная величина потерь в стали АД ($p_{ст}$). Если величина $p_{ст}$ известна (расчётная или опытная), то настройка компьютерной модели производится следующим образом [192 – 195, 200 – 203].

1. Для АД мощностью порядка от единиц до сотен кВт на линейное напряжение 380 В величина r_μ соответствует сотням Ом. При прочих известных параметрах АД можно для пробного моделирования номинального режима задать $r_\mu = 100$ Ом. Можно задать значение r_μ в соответствии с расчётными данными, приведёнными на рисунке 3.3 для трёхфазных АД с количеством полюсов $2p = 2$ и $2p = 4$ на линейное напряжение 380 В при частоте питающего напряжения 50 Гц. Ввиду многообразия подходов к конструированию АД, зависимости на рисунке 2.3, полученные для конкретных типов АД, в целом носят ориентировочный, рекомендательный характер.

2. Для высоковольтных АД величина r_μ больше. Например, для четырёхполюсного АД мощностью 630 кВт на линейное напряжение 6 кВ рассчитано $r_\mu = 2500$ Ом (см. раздел 2.1.9).

3. По окончании пробного моделирования следует для номинального режима рассчитать величину потерь в стали путём суммирования сигналов о мощностях, выделяемых на резисторах, символизирующих r_μ в каждой фазе АД.

4. Полагая, что при прочих равных условиях напряжение на клеммах контура намагничивания U_0 практически не зависит от величины r_μ , так как стабилизируется большой индуктивностью, можно скорректировать значение r_μ в соответствии с требуемым значением $p_{ст}$, воспользовавшись формулой:

$$\left(\frac{p_{ст}}{3} \right) = \frac{U_0^2}{r_\mu}. \quad (2.8)$$

Так как приняли $U_0 \approx \text{const}$, то

$$r_{\text{мкор}} = \frac{p_{\text{ст}}}{p_{\text{ст.корр}}} r_{\mu}, \quad (2.9)$$

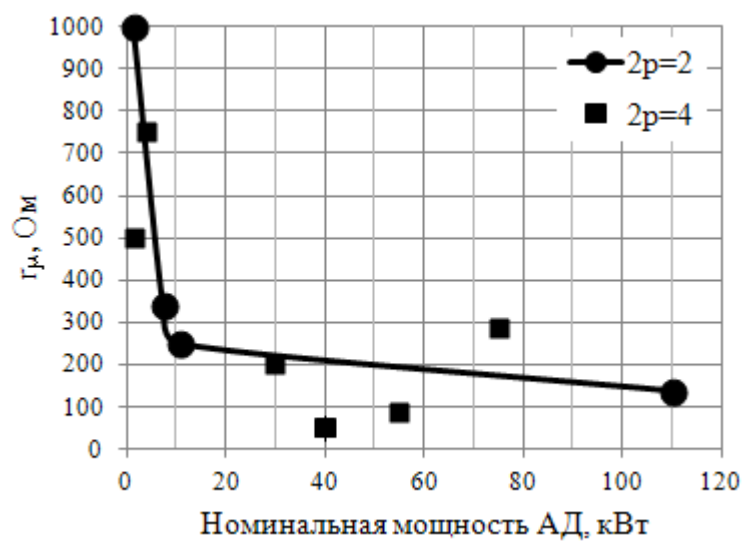


Рисунок 2.3 - Расчётные зависимости r_{μ} от номинальной мощности АД

где $r_{\text{мкорр}}$ и $p_{\text{ст.корр}}$ – величина параллельно включённого в контур намагничивания фазы АД активного сопротивления, Ом, и соответствующая ему величина потерь в стали АД, Вт, после коррекции; r_{μ} и $p_{\text{ст}}$ – величина параллельно включённого в контур намагничивания фазы АД активного сопротивления, Ом, и соответствующая ему величина потерь в стали АД, Вт, до коррекции.

Если корректное значение $p_{\text{ст}}$ точно не известно, то приближённо, его можно рассчитать исходя из посылки для номинального режима работы АД $p_{\text{ст}} \leq \frac{P_2}{3} \left(\frac{1}{\eta} - 1 \right)$, где P_2 – мощность на валу АД, Вт; η – КПД АД, о.е. Предположение, что $p_{\text{ст}} = \frac{P_2}{3} \left(\frac{1}{\eta} - 1 \right)$, было использовано для определения r_{μ} электровозных вспомогательных АД типа АЭВ производства ВЭМЗ (см. табл. 2.2). Дополнительно при нахождении r_{μ} следует контролировать величину тока фазы статора АД.

Таблица 2.2 - Расчётные величины r_{μ} для некоторых АД вспомогательных ЭП перспективных электровозов [200]

Тип АД	АЭВ160S2У2	АЭВ132М2У2	АЭВ80В2У2
r_{μ} , Ом	248,483	338,124	996,600

2.1.4. УЧЁТ НАСЫЩЕНИЯ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ ПО ПУТИ ОСНОВНОГО МАГНИТНОГО ПОТОКА НА БАЗЕ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ №1

Насыщение магнитной цепи является важным фактором, влияющим на динамические характеристики АД [107, 110]. Известны, по меньшей мере, два подхода к составлению математических моделей с учётом насыщения магнитной цепи: использование в уравнениях нелинейных коэффициентов или ввод в модель с линейными коэффициентами уравнений фиктивных электрических контуров [107]. Второй способ гарантирует учёт изменения гармонического состава напряжений и токов ввиду насыщения магнитной цепи, но требует априорного знания количе-

ственных характеристик гармонических спектров, кроме того практически здесь можно учесть лишь небольшое количество гармоник. Отдадим предпочтение способу с нелинейными коэффициентами. Широкое распространение в практике учёта нелинейного изменения индуктивности или взаимной индуктивности вследствие насыщения магнитной цепи получило использование в том или ином виде безгистерезисных кривых намагничивания [81, 107, 193, 204]. Пример таких кривых для АД типа АЖВ250М2РУХЛ2 при различных частотах питающего напряжения в виде зависимостей линейной ЭДС холостого хода от тока намагничивания $E_{0л}(I_\mu)$ и зависимостей главной индуктивности от тока намагничивания $L_\mu(I_\mu)$ показан на рисунке 2.4. Кривые намагничивания приведены для двух АД по данным опытов холостого хода (для машины №1 - испытания ОАО «ВЭЛНИИ», г. Новочеркасск; для машины №2 - испытания ОАО «НИПТИЭМ», г. Владимир). Детально способ рассмотрен в разделе 2.4.

Полагая, что в случае 3-фазного АД магнитопроводы статора и ротора пронизываются вращающимся основным магнитным потоком с соответствующей полюсностью, не подразделяемым на фазные потоки, примем, что насыщение от основного магнитного потока создаётся всеми фазами по всей магнитной системе в равной степени, то есть влияние насыщения на величину главной индуктивности 3-фазного АД нужно вводить при интегральном учёте величин тока намагничивания по всем фазам. Имеет смысл главную индуктивность 3-фазного АД определять для любой фазы и уравнения электромагнитного момента АД в функции мгновенного значения амплитуды изображающего вектора тока намагничивания: $L_\mu(i_{\mu\Sigma m})$.

Способ родственен описанному в [81] для модели АД в двухфазной ортогональной системе координат. Сигнал $i_{\mu\Sigma m}$ можно вычислить как

$$i_{\mu\Sigma m} = \sqrt{i_{\mu x}^2 + i_{\mu y}^2}, \quad (2.10)$$

где $i_{\mu x}$ и $i_{\mu y}$ – проекции изображающего вектора тока намагничивания на ортогональные оси координат X и Y .

В случае ТЗК эти проекции получаем из токов намагничивания фаз

$$i_{\mu x} = \frac{2}{3} \left(i_{\mu a} + i_{\mu \beta} \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) + i_{\mu \gamma} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \right); \quad (2.11)$$

$$i_{\mu\gamma} = -\frac{2}{3} \left(i_{\mu\beta} \sin\left(-\frac{2\pi}{3}\right) + i_{\mu\gamma} \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \right). \quad (2.12)$$

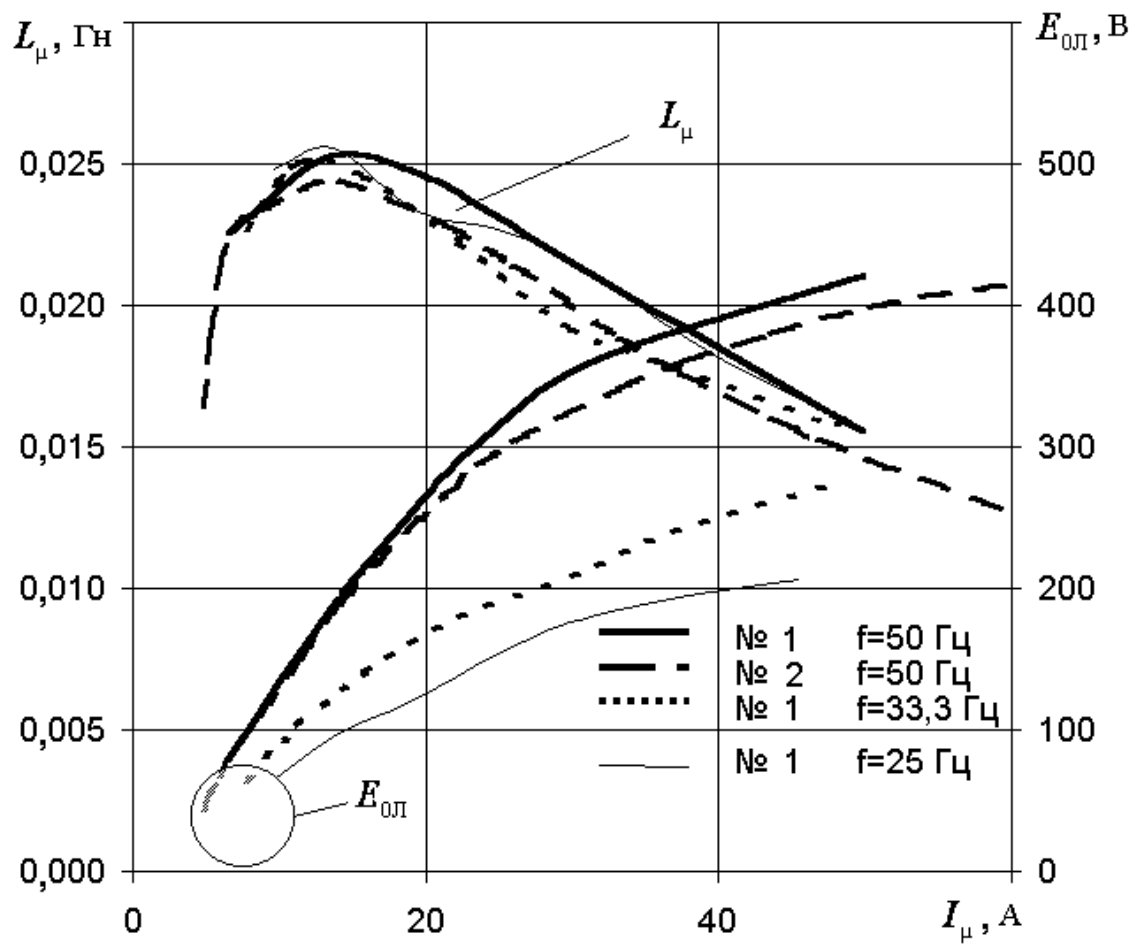


Рисунок 2.4 - Безгистерезисные кривые намагничивания АД типа АЖВ250М2РУХЛ2 по данным опытов холостого хода

Дополнив ММ1 уравнениями (2.10)–(2.12) и учтя $L_{\mu}(i_{\mu m})$ согласно [188, 199], получим математическую модель № 2 (ММ2).

Отметим, что такой подход не позволяет отразить изменение гармонического состава напряжений и токов вследствие насыщения (для определённости уточним, что речь идёт о возможности появления высших временных гармоник напряжений и токов при рассмотрении лишь единственной (первой) пространственной гармоники магнитного потока в воздушном зазоре) – при синусоидальном питающем напряжении все напряжения и токи останутся синусоидальными.

Можно поступить иначе, учтя в (1.34) – (1.37) и (1.39) влияние насыщения посредством

$$L_{\mu}(i_{\mu\Sigma}) = (L_{\mu}(i_{\mu\alpha}) + L_{\mu}(i_{\mu\beta}) + L_{\mu}(i_{\mu\gamma}))/3, \quad (2.13)$$

что назовём математической моделью № 3 (ММ3).

2.1.5. КРИТИКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ №1

В ходе подробного анализа результатов, полученных на ММ1 выяснено, что в ходе динамических процессов в ряде случаев для активного и реактивного компонентов тока намагничивания фазы выполняется соотношение $i_{\mu_active}^2 + i_{\mu}^2 = i_{\mu_reactive}^2$ вместо правильного $i_{\mu_active}^2 + i_{\mu_reactive}^2 = i_{\mu}^2$. При этом соотношение $i_{\mu_active} + i_{\mu_reactive} = i_{\mu}$ выполняется всегда. Моделирование показало, что для АД типа АЖВ250М23УХЛ2 мощностью 110 кВт активная составляющая тока намагничивания составляет приблизительно 5 % как в ходе переходного процесса пуска, так и при установившемся режиме. То есть длина результирующего вектора тока намагничивания может быть меньше, чем длина его индуктивного компонента. Это становится возможным, когда угол между вычисляемыми активным и индуктивным компонентами превышает 90°. Для АЖВ250М23УХЛ2, например, был зафиксирован угол 108°.

Это обстоятельство является дефектом модели, вызванным тем, что вычисление тока намагничивания в фазах не вполне корректно: алгебраические уравнения не встроены в систему дифференциальных уравнений АД, а «пристроены» к ней. В выражениях (1.34) напряжения на зажимах ветвей намагничивания фаз вычисляются без учёта параллельного сопротивления r_{μ} , а

затем вводятся в схему, где это сопротивление уже имеется (рисунок 2.1). Ввиду малости активной составляющей тока намагничивания изменение значения r_μ в широких пределах в сторону увеличения не влияет на динамику разгона АД и другие результаты (кроме потерь в стали) в ММ1. Сравнение результатов ММ1 с эталонными моделями в двухфазных ортогональных координатах без учёта потерь в стали для АД на номинальные мощности 1,1 кВт и 4 кВт с известными параметрами [81, 108] даёт совпадение результатов по частоте вращения, электромагнитному моменту и времени разгона.

Критика ММ1 в полной мере относится к ММ2 и ММ3.

2.1.6. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ № 4

Исправление отмеченной некорректности ММ1 возможно при изменении выражений (1.34). В этой связи обратимся к математической модели АД, учитывающей потери в стали, насыщение и поверхностный эффект, уравнения которой записаны в векторной форме для системы координат, вращающейся с произвольной частотой ω_k [103, 104]. Если пренебречь индуктивностью контура потерь в стали от вихревых токов, что по заключению [104, 105] мало влияет на результаты расчётов, а также отказаться от разделения потерь в стали на составляющие, так как не всегда имеются достоверные данные для этой операции, то есть не выделять отдельную ветвь в схеме замещения, ответственную за потери на гистерезис, то модель примет вид, описанный в [105]. Этот вид представлен выражениями (1.27).

Пусть значения параметров модели АД неизменны, а $\omega_k = 0$. При допущениях, принятых выше, для описания АД в ТЗК с помощью математической модели №4 (ММ4) уравнения ММ1 пригодны без изменений за исключением выражений (1.34), вместо которых используем (2.14) (см. [192, 193, 201 - 203]).

$$\begin{aligned} u_{0\alpha} &= \frac{d\Psi_{\mu\alpha}}{dt} = r_{\mu\alpha} \left[(i_{s\alpha} + i_{r\alpha}) - \frac{1}{2}(i_{s\beta} + i_{r\beta} + i_{s\gamma} + i_{r\gamma}) - \frac{\Psi_{\mu\alpha}}{M} \right]; \\ u_{0\beta} &= \frac{d\Psi_{\mu\beta}}{dt} = r_{\mu\beta} \left[(i_{s\beta} + i_{r\beta}) - \frac{1}{2}(i_{s\alpha} + i_{r\alpha} + i_{s\gamma} + i_{r\gamma}) - \frac{\Psi_{\mu\beta}}{M} \right]; \\ u_{0\gamma} &= \frac{d\Psi_{\mu\gamma}}{dt} = r_{\mu\gamma} \left[(i_{s\gamma} + i_{r\gamma}) - \frac{1}{2}(i_{s\alpha} + i_{r\alpha} + i_{s\beta} + i_{r\beta}) - \frac{\Psi_{\mu\gamma}}{M} \right]. \end{aligned} \quad (2.14)$$

Выражения (1.36) и (1.37) для потокосцеплений фаз статора и ротора перепишем в виде:

$$\begin{aligned}
\Psi_{sa} &= L_{\sigma sa} i_{sa} + \Psi_{\mu a}; \\
\Psi_{s\beta} &= L_{\sigma s\beta} i_{s\beta} + \Psi_{\mu \beta}; \\
\Psi_{s\gamma} &= L_{\sigma s\gamma} i_{s\gamma} + \Psi_{\mu \gamma};
\end{aligned} \tag{2.15}$$

$$\begin{aligned}
\Psi_{ra} &= L_{\sigma ra} i_{ra} + \Psi_{\mu a}; \\
\Psi_{r\beta} &= L_{\sigma r\beta} i_{r\beta} + \Psi_{\mu \beta}; \\
\Psi_{r\gamma} &= L_{\sigma r\gamma} i_{r\gamma} + \Psi_{\mu \gamma}.
\end{aligned} \tag{2.16}$$

Из сравнения (1.34) и (3.14) следует, что в ММ4 для формирования напряжений ветвей намагничивания фаз не используются производные фазных токов статора и ротора. Поэтому в компьютерной модели на основе ММ4 (рисунок 2.5) по сравнению с компьютерной моделью на базе ММ1 (рисунок 2.1) не требуются и будут отсутствовать ИНУН2, ИНУН4 и соответствующие пропорциональные звенья на их выходах, а также r_{serv2} и r_{serv6} .

2.1.7. УЧЁТ НАСЫЩЕНИЯ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ ПО ПУТИ ОСНОВНОГО МАГНИТНОГО ПОТОКА НА БАЗЕ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ №4

Можно воспользоваться подходом как в ММ2 – назовём такой вариант математической моделью №5 (ММ5).

В [81, 103, 104] с целью учёта насыщения для любой фазы и уравнения электромагнитного момента АД используют зависимость главной индуктивности в функции мгновенного значения амплитуды изображающего вектора потокосцепления взаимоиндукции: $L_{\mu}(\Psi_{\mu \Sigma m})$. $\Psi_{\mu \Sigma m}$ получим из выражений аналогичных (2.10) – (2.12). Это математическая модель №6 (ММ6).

ММ5 и ММ6 не позволят выявить изменение гармонического состава токов и напряжений ввиду влияния насыщения магнитной системы. Известно, что насыщение магнитной цепи приводит к появлению гармонических составляющих с порядками, кратными трём, в спектре основного магнитного потока. Как следствие, могут возникнуть изменения гармонического состава напряжений и токов [191]. Чтобы отразить это в математической модели №7 (ММ7), нужно для каждой фазы АД в выражениях (1.35) - (1.37) и (2.14) ввести отдельный учёт $L_{\mu}(\Psi_{\mu a})$, $L_{\mu}(\Psi_{\mu \beta})$ и $L_{\mu}(\Psi_{\mu \gamma})$. В выражении (1.39) используется тот же способ учёта насыщения, что в ММ6.

2.1.8. СРАВНИТЕЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

На ММ1 – ММ7 было проведено моделирование прямого пуска АД типа АЖВ250М23УХЛ2 (двигатель мотор-вентилятора электровоза ЭП200) при питании трёхфазным симметричным синусоидальным линейным напряжением 380 В с частотой 50 Гц, нагруженного на штатный вентилятор. Параметры АД указаны в таблице 2.3.

Суммарный момент инерции вращающихся масс, приведённый к валу ротора, при моделировании был принят $J = 2,43 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$. Данные для описания зависимости $L_\mu(\Psi_{\mu\Sigma})$ АД взяты из рисунка 2.4 и [193, 204]. Аппроксимация зависимости $L_\mu(\Psi_{\mu\Sigma})$ для АД типа АЖВ250М23УХЛ2 показана на рисунке 2.6, а для четырёхполюсного АД типа 4А250S4У3 номинальной мощностью 75 кВт - на рисунке 2.7. Номинальному режиму работы АЖВ250М23УХЛ2 соответствует значение $\Psi_{\mu\Sigma} = 0,815 \text{ Вб}$, а для 4А250S4У3 значение $\Psi_{\mu\Sigma} = 0,664 \text{ Вб}$. Графики на рисунках 2.6 и 2.7 имеют вид ломаных линий по причине того, что для задания зависимости $L_\mu(\Psi_{\mu\Sigma})$ был использован единственный блок *TABLE* [18], задающий соответствие входного и выходного сигнала по пяти парам значений. Для получения более гладкой формы графиков можно использовать параллельное соединение нескольких блоков *TABLE*.

В таблице 2.4 сведены результаты моделирования АЖВ250М23УХЛ2, показанные в виде относительной ошибки в процентах от опытных значений характеристик (данные испытаний ОАО «ВЭЛНИИ» (г. Новочеркасск)).

Результаты сравнения данных моделирования (см. таблицу 2.4) говорят о преимуществах ММ6 и ММ4. Неприемлемо низкую точность результатов показала ММ7, хотя и даёт возможность увидеть в спектре фазных токов намагничивания, ротора и фазного напряжения статора 3-ю и 9-ю гармоники. ММ3 не может быть рекомендована, несмотря на приемлемую точность. В случае ММ3 в спектрах фазных токов статора, ротора и намагничивания проявляются 5-я и 7-я гармоники, что при принятых допущениях физически не обоснованно и является следствием способа учёта нелинейности кривой намагничивания.

Чётко можно выделить отличие времени разгона АД: на моделях ММ1 – ММ3 разгон происходит быстрее, чем на моделях ММ4 – ММ7. Замедление разгона на ММ4 – ММ7 обусловлено использованием уравнений (2.14) вместо (1.34). Это даёт корректный учёт влияния потерь в стали на динамику разгона. Влияние эквивалентно действию дополнительного тормозящего момента (момента нагрузки). Динамика разгона АД на моделях ММ1 – ММ3 практически соответствует случаю отсутствия учёта потерь в стали. Учёт насыщения магнитной цепи приводит при моделировании к сокращению времени пуска. Но фактор учёта потерь в стали является превалирующим – в итоге длительность разгона АД на ММ4 – ММ7 увеличивается.

Таблица 2.3 - Параметры и характеристики АД АЖВ250М23УХЛ2

№ п.п.	Наименование параметра	Обозначение параметра в системе координат α, β, γ	Традиционное обозначение параметра в Т-образной схеме замещения АД	Числовое значение	Единица измерения
1	2	3	4	5	6
1	Количество пар полюсов	p	p	1	-
2	Активное сопротивление фазы обмотки статора	r_s	r_1	0,0287	Ом
3	Индуктивность рассеяния фазы обмотки статора	$L_{\sigma s}$	$L_{\sigma 1}$	0,000546	Гн
4	Главная индуктивность фазы	L_μ	L_μ	0,021743	Гн
5	Активное сопротивление цепи намагничивания фазы	r_μ	r_μ	137,051	Ом
6	Активное сопротивление фазы обмотки ротора, приведённое к статору	r_r	r'_2	0,013	Ом
7	Индуктивность рассеяния фазы обмотки ротора, приведённая к статору	$L_{\sigma r}$	L'_2	0,000355	Гн
8	Момент инерции ротора	J_r	J_r	0,484	кг·м ²
9	Номинальное линейное напряжение статора	-	$U_{\text{лном}}$	380	В

1	2	3	4	5	6
10	Частота вращения в режиме идеального холостого хода	ω_{r0}	ω_{r0}	314,159	рад/с
11	Механические потери в режиме идеального холостого хода	$P_{\text{мех } 0}$	$P_{\text{мех } 0}$	740	Вт

На рисунке 2.8 показан результат моделирования прямого пуска АД типа 4A250S4УЗ при учёте потерь в стали и насыщения по пути основного магнитного потока при постоянстве остальных параметров, значения которых приняты согласно [140, 205], а именно: $r_s = 0,0395 \text{ Ом}$, $r_r = 0,0217 \text{ Ом}$, $L_{\sigma s} = 0,0004477 \text{ Гн}$, $L_{\sigma r} = 0,0005425 \text{ Гн}$, $r_\mu = 288 \text{ Ом}$, $L_\mu = 0,02257 \text{ Гн}$, $J = 1,02 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$. Задан активный момент нагрузки на валу $M_c = 62 \text{ Н} \cdot \text{м}$.

Отметим, что при неучёте потерь в стали и насыщения результаты моделирования совпадают с приведёнными в [103, 104] для тех же условий (рисунок 2.9). Учёт насыщения магнитной цепи приводит к более быстрому разгону АД на модели, что вполне соответствует описанному в [110, §8.2. Учёт насыщения]. Однако, учёт потерь в стали является для АД более значительным по степени воздействия фактором, не только компенсирующим сокращение времени разгона за счёт влияния насыщения магнитной цепи при моделировании, но и увеличивающим, как видно из сравнения рисунков 2.8 и 2.9, продолжительность пуска по сравнению с моделью без учёта насыщения и потерь в стали. ММ6 отражена в программном обеспечении согласно [206].

2.1.9. ПРИБЛИЖЁННЫЙ РАСЧЁТ ПАРАМЕТРОВ Т-ОБРАЗНОЙ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ ТРЁХФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ПО КАТАЛОЖНЫМ ДАННЫМ

Актуальной задачей при моделировании процессов в приводах с трёхфазными АД с короткозамкнутым ротором является определение параметров Т-образной схемы замещения (СЗ). Особенно остро проблема стоит для АД новых серий, высоковольтных АД, а также АД, применяемых во вспомогательных ЭП подвижного состава железных дорог, – для этих машин опубликовано недостаточное количество данных. Актуальность проблемы нахождения параметров СЗ по минимальным опубликованным в справочниках данным подтверждается неоднократным появлением публикаций на эту тему, например [86, 207 – 210].

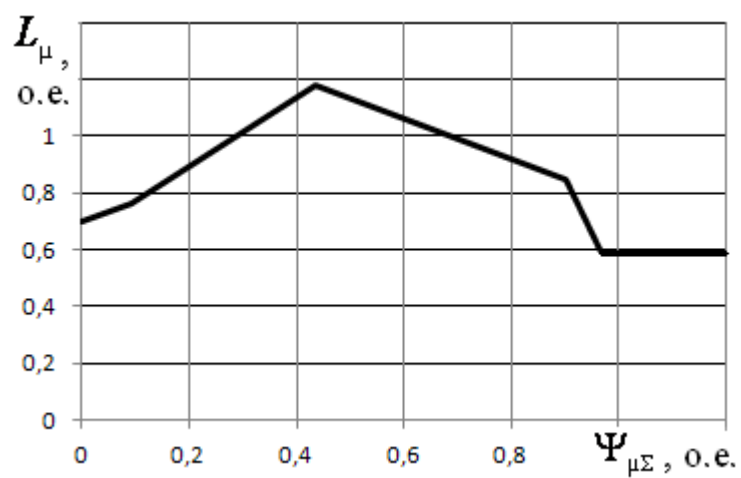


Рисунок 2.6 - Аппроксимация зависимости $L_{\mu}(\Psi_{\mu\Sigma})$ для АД типа АЖВ250М23УХЛ2

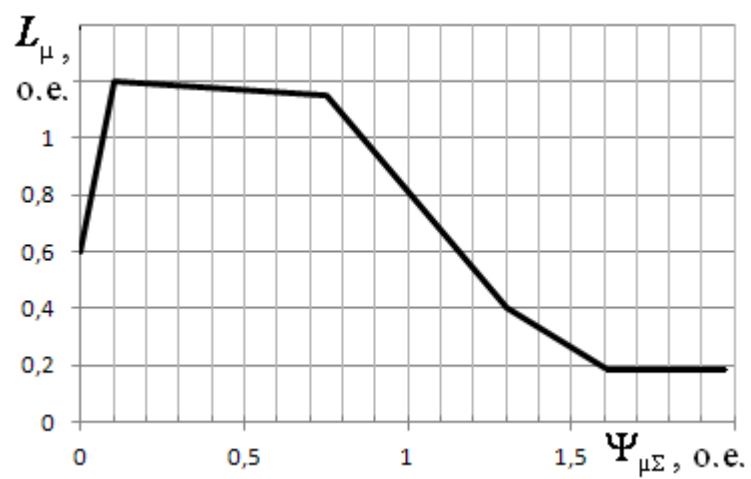


Рисунок 2.7 - Аппроксимация зависимости $L_{\mu}(\Psi_{\mu\Sigma})$ для АД типа 4А250S4УЗ

Таблица 2.4 - Сравнительные результаты моделирования прямого пуска АЖВ250М23УХЛ2

Характеристика	Опыт	ММ1	ММ2	ММ3	ММ4	ММ5	ММ6	ММ7
1	2	3	4	5	6	7	8	9
	об/мин	Относительная ошибка, %						
Установившаяся частота вращения	2966,0	0,000	0,000	-0,169	-0,034	0,000	-0,034	-0,135
	о.е.	Относительная ошибка, %						
Коэффициент мощности	0,921	0,434	1,629	1,086	0,326	1,412	-0,217	-1,303
КПД	0,941	0,158	0,228	0,206	0,101	0,164	0,070	-0,902
	А	Относительная ошибка, %						
Действующее значение тока фазы статора	197,0	-1,472	-2,690	-2,640	-0,609	-1,726	-0,102	8,010
	кВт	Относительная ошибка, %						
Мощность на валу	112,366	-0,212	-0,176	-0,629	-0,230	-0,197	-0,245	-0,590
Потребляемая активная мощность	119,400	-0,360	-0,394	-0,824	-0,321	-0,352	-0,306	0,325
Потери в стали	0,897	1,449	2,564	2,341	1,338	2,341	0,892	3,567
Потери в меди статора	3,500	-7,343	-9,571	-9,400	-5,714	-7,771	-4,743	11,400
Потери в меди ротора	1,300	6,846	5,769	5,615	7,692	6,846	8,077	50,846
Сумма механических и добавочных потерь	1,337	-2,717	-2,682	-3,123	-2,734	-2,702	-2,748	-3,085
Сумма потерь всего	7,034	-2,720	-3,879	-3,935	-1,771	-2,817	-1,276	14,938
Среднее арифметическое модулей относительных ошибок, %	нет данных	2,156	2,689	2,724	1,897	2,394	1,701	8,646

1	2	3	4	5	6	7	8	9
Время разгона до установившейся скорости, с	нет данных	12,0	11,4	11,8	18,6	22,6	19,0	16,0

При отсутствии расчётной записки наиболее просто она решается для АД серии 4А. В [200] приведены параметры упрощённой Г-образной СЗ для АД серии 4А в относительных единицах. Для перехода к Т-образной СЗ следует выполнить пересчёт параметров АД.

Для Г-образной СЗ заданы параметры в относительных единицах: r_{1*}' , r_{2*}'' , x_{1*}' , x_{2*}'' , x_{m*} . Требуется получить для Т-образной СЗ в абсолютных единицах следующие параметры: r_1 , r_2' , $L_{\sigma 1}$, L_2' , L_m . Сначала перейдём к абсолютным значениям сопротивлений, используя следующие выражения:

$$r = r_* \frac{U_{\text{фном}}}{I_{\text{фном}}}; \quad x = x_* \frac{U_{\text{фном}}}{I_{\text{фном}}}, \quad (2.17)$$

где номинальный фазный ток двигателя находится из справочных данных как

$$I_{\text{фном}} = \frac{P_{2\text{ном}}}{3U_{\text{фном}} \eta_{\text{ном}} \cos \varphi_{\text{ном}}}. \quad (2.18)$$

Сделаем сразу пояснение, что в подавляющем большинстве справочников приводятся лишь данные, перечисленные в таблице 2.5, способные быть полезными для нахождения параметров Т-образной СЗ (для упрощения считаем, что в ветви намагничивания отсутствует активное сопротивление). Справочные данные АД ныне выпускаемых в России серий приводятся в [211, 212] (РА, А, АИ, 4А), [213] (РА), [214] (РА, АИ, 4А с номинальной мощностью от 1,1 кВт и ниже). Аналогичные данные о сериях 5А и 6А приводятся в технических каталогах предприятий.

Затем, согласно [205], находим значение индуктивного сопротивления рассеяния фазы обмотки статора двигателя

$$x_{\sigma 1} \approx \frac{2x_1'x_m}{x_m + \sqrt{x_m^2 + 4x_1'x_m}}. \quad (2.19)$$

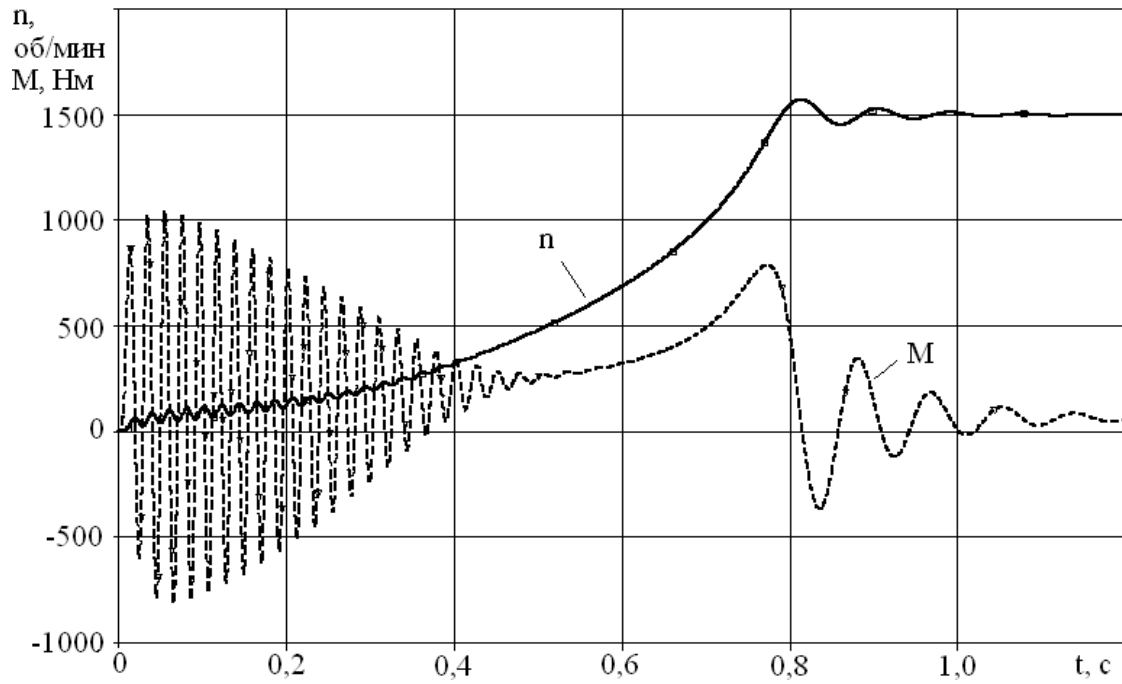


Рисунок 2.8 - Результат моделирования прямого пуска АД типа 4А250S4УЗ при учёте потерь в стали и насыщения по пути основного магнитного потока при постоянстве остальных параметров

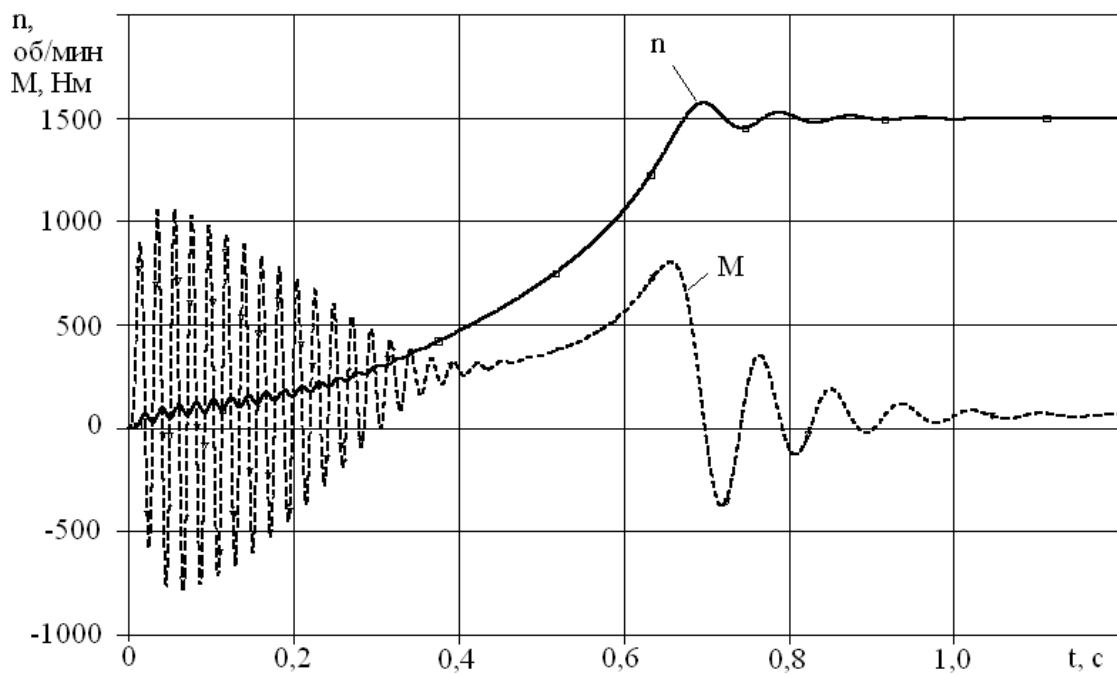


Рисунок 2.9 - Результат моделирования прямого пуска АД типа 4А250S4УЗ без учёта потерь в стали и насыщения при постоянстве остальных параметров

Далее по [211] определяем значения остальных сопротивлений Т-образной упрощённой СЗ:

$$r_1 = \frac{r_1'}{m_T}, \quad (2.20)$$

$$r_2' = \frac{r_2''}{m_T(1+\tau_1)^2(1+\rho_1^2)}, \quad (2.21)$$

$$x_1 = \frac{x_1'}{1+\tau_1} - r_1\rho_1, \quad (2.22)$$

$$x_2' = \frac{x_2''}{(1+\tau_1)^2(1+\rho_1^2)}, \quad (2.23)$$

где m_T - коэффициент приведения активного сопротивления к расчётной рабочей температуре (см. [211, стр. 72]), определяемой классом изоляции по нагревостойкости (для класса изоляции B $m_T = 1,22$, для классов изоляции F и H $m_T = 1,38$);

$$\rho_1 = \frac{r_1 m_T}{x_1 + x_m} - \text{коэффициент сопротивления статора};$$

$$\tau_1 = \frac{x_1}{x_m} - \text{коэффициент рассеяния статора}.$$

Таблица 2.5 - Данные АД, приводимые в справочниках

№ п.п	Наименование величины, приводимой в справочниках	Обозначение
1	Номинальная мощность на валу, Вт	$P_{2\text{ном}}$
2	Номинальная частота вращения, об/мин или номинальное скольжение, %	$n_{\text{ном}}$ или $s_{\text{ном}\%}$
3	КПД в номинальном режиме, о.е.	$\eta_{\text{ном}}$
4	Коэффициент мощности в номинальном режиме, о.е.	$\cos\varphi_{\text{ном}}$
5	Номинальное линейное напряжение, В	$U_{\text{лном}}$
6	Кратность пускового тока к номинальному, о.е.	$\frac{I_{II}}{I_H}$

Таким образом, для АД серии 4А задача решена. Но для АД других серий придётся вычислять параметры СЗ, опираясь исключительно на данные, перечисленные в таблице 2.5. Зададимся дополнительно несколькими соотношениями, известными из теории и практики проектирования и испытаний АД. Известно, что для АД нормального исполнения мощностью от еди-

ниц до сотен киловатт $r_{1*} \approx r_{2*}' = 0,02 \div 0,03$, $x_{\sigma 1*} = 0,08 \div 0,14$, $x_{2*}' = 0,1 \div 0,16$, $x_{m*} = 2 \div 4$ [213]. Типично соотношение $x_{\sigma 1} / x_{2'}' \approx 0,7 \div 1,0$ [211]. В номинальном режиме отношение потерь в меди к суммарным потерям в АД составляет

$$k_p = \frac{P_{\text{мн}}}{P_{2\text{ном}} \left(\frac{1}{\eta_{\text{ном}}} - 1 \right)} \approx 0,5 \div 0,8. \text{ Для НВА-55 – четырёхполюсной машины мощностью 55}$$

кВт, которую по виду механической характеристики можно классифицировать как двигатель с повышенным скольжением (см. [215, стр. 63-64]), $k_p = 0,68$. Для АЖВ250М2РУХЛ2 – двухполюсной машины мощностью 110 кВт, по виду механической характеристики – двигатель нормального исполнения [215, стр. 63-64], $k_p = 0,75$. Справочные данные содержат величину

$\frac{I_{\text{п}}}{I_{\text{н}}}$ согласно испытаниям АД. В связи с явлением протекания токов по стали ротора, вызыва-

ющих увеличение пусковых момента и тока АД, и не связанным непосредственно с параметрами традиционной Т-образной СЗ [110, 129], имеется различие между расчётной [211, 213] и опытной величинами $\frac{I_{\text{п}}}{I_{\text{н}}}$. Вопрос о величине этого различия для разных типов АД требует до-

полнительного исследования. Например, для НВА-55 $k_I = \left(\frac{I_{\text{п}}}{I_{\text{н}}} \right)_{\text{расчет}} / \left(\frac{I_{\text{п}}}{I_{\text{н}}} \right)_{\text{опыт}} = 0,9$, а для

АЖВ250М2РУХЛ2 $k_I = 0,64 \div 0,68$. Примем также в качестве первого приближения, что тенденции изменения и диапазоны значений r_{1*}' , r_{2*}'' , x_{1*}' , x_{2*}'' , x_{m*} , приводимые в [205] для серии 4А, являются типичными для аналогичных по конструкции и мощности АД.

Введём обозначения: $k_x = x_{2'}' / x_{\sigma 1}$, $k_R = r_{2'}' / r_{1*}$. Тогда в общем случае можно приближённо вычислить параметры упрощённой Т-образной СЗ, выполнив следующую последовательность действий.

Электрические потери в обмотках АД в режиме короткого замыкания (КЗ) при номинальном напряжении

$$p_K = p_{\text{мн}} k_I^2 \left(\frac{I_{\text{п}}}{I_{\text{н}}} \right)_{\text{опыт}}^2. \quad (2.24)$$

Потери в меди в номинальном режиме

$$p_{\text{мн}} = k_p P_{2\text{ном}} \left(\frac{1}{\eta_{\text{ном}}} - 1 \right). \quad (2.25)$$

Из анализа СЗ в режиме КЗ

$$p_{\text{к}} = \frac{3U_{\text{фном}}^2 r'_1 (1 + k_R)}{(r'_1 (1 + k_R))^2 + (x_{\sigma 1} (1 + k_X))^2}. \quad (2.26)$$

Приравнивая правые части (2.24) и (2.26), выражаем

$$x_{\sigma 1} = \frac{1}{1 + k_X} \sqrt{r'_1 (1 + k_R) \left[\frac{3U_{\text{фном}}^2}{p_{\text{мн}} k_I^2 \left(\frac{I_{\text{п}}}{I_{\text{н}}} \right)_{\text{опыт}}^2} - r'_1 (1 + k_R) \right]}. \quad (2.27)$$

С другой стороны, из анализа СЗ в режиме КЗ

$$x_{\sigma 1} = \sqrt{\frac{U_{\text{фном}}^2 - r_1'^2 k_I^2 I_{\text{фном}}^2 \left(\frac{I_{\text{п}}}{I_{\text{н}}} \right)_{\text{опыт}}^2 (1 + k_R)^2}{k_I^2 I_{\text{фном}}^2 \left(\frac{I_{\text{п}}}{I_{\text{н}}} \right)_{\text{опыт}}^2 (1 + k_X)^2}}. \quad (2.28)$$

Приравнивая правые части (2.27) и (2.28), выразим

$$r'_1 = \frac{p_{\text{мн}}}{3I_{\text{фном}}^2 (1 + k_R)}. \quad (2.29)$$

Активная составляющая эквивалентного сопротивления СЗ в номинальном режиме вычисляется, как

$$r_{\vartheta} = \frac{U_{\text{фном}}}{I_{\text{фном}}} \cos \varphi_{\text{ном}}. \quad (2.30)$$

С другой стороны, из анализа СЗ в номинальном режиме (здесь и далее величина $S_{\text{ном}}$ приводится в относительных единицах)

$$r_{\vartheta} = \frac{\frac{r_1' k_R}{S_{\text{ном}}} \left(\frac{r_1'^2 k_R}{S_{\text{ном}}} - x_{\sigma 1} (k_X (x_{\sigma 1} + 1) + x_m) \right) +}{(x_m + x_{\sigma 1} k_X)^2 +} + (x_m + x_{\sigma 1} k_X) r_1' \left(x_m \left(\frac{k_R}{S_{\text{ном}}} + 1 \right) + x_{\sigma 1} \left(\frac{k_R}{S_{\text{ном}}} + k_X \right) \right) \quad (2.31)$$

$$+ \left(\frac{r_1' k_R}{S_{\text{ном}}} \right)^2$$

С учётом (2.30) запишем из (2.31) квадратное уравнение относительно x_m , которое решаем, выбирая положительный корень

$$x_{m1,2} = \frac{-x_{\sigma 1} k_X \left(\frac{r_{\vartheta}}{r_1'} - \frac{k_R}{S_{\text{ном}}} - 2 \right) \pm}{2 \left(\frac{r_{\vartheta}}{r_1'} - \frac{k_R}{S_{\text{ном}}} - 1 \right)} \pm \sqrt{\left(x_{\sigma 1} k_X \left(\frac{r_{\vartheta}}{r_1'} - \frac{k_R}{S_{\text{ном}}} - 2 \right) \right)^2 - 4 \left(\frac{r_{\vartheta}}{r_1'} - \frac{k_R}{S_{\text{ном}}} - 1 \right) \times} \quad (2.32)$$

$$\times \left[\left(\frac{r_1' k_R}{S_{\text{ном}}} \right)^2 \left(\frac{r_{\vartheta}}{r_1'} - 1 \right) + x_{\sigma 1} k_X \left(\frac{k_R}{S_{\text{ном}}} + x_{\sigma 1} k_X \right) \right]$$

Следует отметить, что определить x_m по выражению (2.32) не представляется возможным, если $\left(\frac{r_3}{r'_1} - \frac{k_R}{s_{\text{ном}}} - 1 \right) \geq 0$. Практически это означает, что величина k_p выбрана неверно. От выбора k_p существенно зависят величины r_1 , r'_2 , и L_m .

Активные сопротивления в холодном состоянии (при 20°C) определяем: r_1 по (2.20), а для ротора

$$r'_2 = \frac{r'_1}{m_T} k_R. \quad (2.33)$$

Приведём примеры определения параметров АД вышеописанным способом. В таблице 2.6 вторая строка - известные из каталога или принятые из опыта расчётов данные, третья строка - характеристики высоковольтного АД, полученные в результате имитационного моделирования на компьютерной модели с корректным способом учёта потерь в стали без учёта нелинейности кривой намагничивания (уравнения приведены в [192, 202, 203]). Обмотки статора соединены по схеме звезда, на роторе беличья клетка, питание от симметричной 3-фазной системы синусоидальных напряжений частотой 50 Гц.

В таблице 2.6 и далее I_H - номинальный ток фазы статора. Для упрощения при моделировании учитывались только потери в меди и в стали АД. Рассчитанные параметры СЗ высоковольтного АД, которым соответствуют результаты таблицы 2.6, приведены в таблице 2.7. Значение r_μ рассчитано согласно рекомендациям, данным в разделе 2.1.3.

Аналогичным образом рассчитаны параметры СЗ для АД типа АЭ 92-4 (см. таблицу 2.8), используемого для привода компрессоров и вентиляторов на электровозах ВЛ80. Исходные данные [216 - 218] и результаты моделирования характеристик АЭ 92-4 даны в таблице 2.9 (значения k_p и k_I взяты по аналогии с известными для АД типа НВА-55 вспомогательного привода электровозов).

Первым приближением в решении задачи о нахождении параметров упрощённой Т-образной СЗ по данным справочника может быть подход, когда принимаем допущения: $r_1 = r'_2$, $L_{\sigma 1} = L'_2$, $k_p = 2/3$ (часто встречающийся случай), $k_I = 1$ (наилучшим образом последнее равенство характеризует ситуацию для АД с фазным ротором, обмотка которого выполнена из изолированного провода). При этом выражение (2.26) преобразуется к виду

Таблица 2.6 - Исходные данные и результаты моделирования характеристик высоковольтного АД

Характеристика, размерность	$P_{2\text{ном}},$ кВт	$U_{\text{лном}},$ В	$I_{\text{н}},$ А	$n_{\text{ном}},$ об/мин	$\eta_{\text{ном}},$ %	$\cos\varphi_{\text{ном}}$	k_p	$(I_{\text{п}}/I_{\text{н}})k_I$ при $M_{\text{п}}/M_{\text{н}}=1$
Задание на расчёт параметров СЗ (базисные значения, принимаемые за 100 %)	630,000	6000	72,500	1485 (за отсутствием данных принято по АД типа А355L4)	95,10	0,880	0,700	$6,4 \cdot 0,9 = 5,934$
Результат моделирования с рассчитанными параметрами СЗ	626,345	6000	79,066	1483	94,95	0,803	0,707	5,760
Относительное отклонение от базисного значения, %	-0,58	0,00	9,06	-0,13	-0,16	-8,75	1,00	-2,93

Таблица 2.7 - Рассчитанные параметры СЗ высоковольтного АД [193, 210]

Обозначение параметра, размерность	Значение при температуре окружающей среды	Значение при рабочей температуре для классов изоляции по нагревостойкости F и H
r_1 , Ом	0,6152819	0,849089
r_2' , Ом	0,4306973	0,5943623
$L_{\sigma 1}$, Гн	0,01084367	
L_2' , Гн	0,01518114	
L_{μ} , Гн	0,277214	
r_{μ} , Ом	2500	

Таблица 2.8 - Рассчитанные параметры СЗ АД типа АЭ 92-4 [193, 210]

Обозначение параметра, размерность	Значение при температуре окружающей среды	Значение при рабочей температуре
r_1 , Ом	0,05965554	0,08232465
r'_2 , Ом	0,08202637	0,1131964
$L_{\sigma 1}$, мГн	0,4763229	
L'_2 , мГн	0,4725123	
L_μ , Гн	0,0150884	
r_μ , Ом	50	

Таблица 2.9 - Исходные данные и результаты моделирования характеристик АЭ 92-4

Характеристика, размерность	$P_{2\text{ном}}$, кВт	$U_{\text{лном}}$, В	$I_{\text{н}}$, А	$n_{\text{ном}}$, об/мин	$\eta_{\text{ном}}$, %	$\cos\varphi_{\text{ном}}$	k_p	$(I_{\text{п}} / I_{\text{н}})k_I$ при $M_{\text{п}} / M_{\text{н}} = 4$
Задание на расчёт параметров СЗ (базисные значения, принимаемые за 100 %)	40,000	380	90,00	1425,0 по [217]	85,5	0,790	0,700	$7,6 \cdot 0,9 = 6,840$ $I_{\text{п}} / I_{\text{н}}$ и $M_{\text{п}} / M_{\text{н}}$ взяты по [218]
Результат моделирования с рассчитанными параметрами СЗ	41,374	380	88,19	1440,3	86,9	0,777	0,665	6,968
Относительное отклонение от базисного значения, %	3,44	0,00	-2,01	1,07	1,64	-1,65	-5,00	1,87

$$p_{\kappa} = \frac{3U_{\text{ном}}^2 r_1'}{2(r_1'^2 + x_{\sigma 1}^2)}, \quad (2.34)$$

выражение (2.27) – к виду

$$x_{\sigma 1} = \sqrt{-r_1' \frac{r_1' - 3U_{\text{ном}}^2}{2p_{\text{мн}} \left(\frac{I_{\text{п}}}{I_{\text{н}}} \right)^2}}, \quad (2.35)$$

а выражение (2.28) – к виду

$$x_{\sigma 1} = \sqrt{\frac{U_{\text{ном}}^2}{4I_{\text{п}}^2} - r_1'^2}. \quad (2.36)$$

Приравняв правые части (2.35) и (2.36), получаем аналогично (2.29)

$$r_1' = \frac{p_{\text{мн}}}{6I_{\text{ном}}^2}. \quad (2.37)$$

Выражение (2.31) упростится до вида

$$r_{\text{э}} = r_1' \left(\frac{x_m^2}{s_{\text{ном}} \left(\left(\frac{r_1'}{s_{\text{ном}}} \right)^2 + (x_m + x_{\sigma 1})^2 \right)} + 1 \right). \quad (2.38)$$

По аналогии с (2.32) запишем из квадратное уравнение относительно x_m , которое решаем, выбирая положительный корень

$$x_{m1,2} = \frac{-x_{\sigma 1}(r_3 - r_1') \pm \sqrt{(x_{\sigma 1}(r_3 - r_1'))^2 - \left(r_3 - r_1' \left(1 + \frac{1}{s_{\text{НОМ}}}\right)\right)(r_3 - r_1') \left(\frac{r_1'^2}{s_{\text{НОМ}}^2} - x_{\sigma 1}^2\right)}}{r_3 - r_1' \left(1 + \frac{1}{s_{\text{НОМ}}}\right)}. \quad (2.39)$$

Определить x_m по выражению (2.39) не представляется возможным, если

$$r_1' \left(1 + \frac{1}{s_{\text{НОМ}}}\right) \leq r_3.$$

2.2. МОДЕЛИРОВАНИЕ НАГРУЗКИ НА ВАЛУ

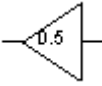
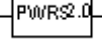
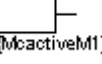
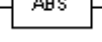
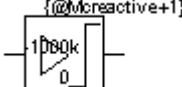
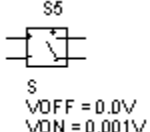
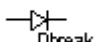
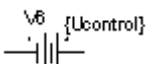
И РАСЧЁТ КПД ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАШИНЫ В СРЕДЕ *OrCAD* ИЛИ ДРУГИХ СИСТЕМ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ *PSpice*

Для моделей узлов формирования момента нагрузки и КПД использованы типовые аналоговые компоненты системы *OrCAD 9.2* (табл. 3.10) [9, 10, 219, 220].

Следует использовать степенную функцию X^Y , где X - величина сигнала на входе функционального блока вида *PWRS* согласно таблице 2.10. Выбор *PWRS* вместо *PWR* продиктован существенным отличием в их работе: при подаче сигнала отрицательного знака на вход блока *PWR* при любом значении показателя степени, в которую возводится значение входного сигнала, на выходе получим сигнал положительного знака; при подаче сигнала отрицательного знака на вход блока *PWRS* при любом значении показателя степени, в которую возводится значение входного сигнала, на выходе получим сигнал отрицательного знака. При положительном входном сигнале работа функциональных блоков *PWR* и *PWRS* абсолютно одинакова.

Блоки *Dbreak* использованы, так как идеально реализуют функцию односторонней проводимости (отсутствует напряжение пробоя и нет обратной проводимости).

Таблица 2.10 - Аналоговые компоненты (блоки) OrCAD 9.2, использованные для набора модели

Наименование блока	Графическое обозначение	Наименование Библиотеки	Назначение блока
1	2	3	4
<i>GAIN</i>		<i>ABM.SLB</i>	Усилитель, пропорциональное звено
<i>DIFF</i>		<i>ABM.SLB</i>	Вычитание напряжений
<i>SUM</i>		<i>ABM.SLB</i>	Суммирование напряжений
<i>MULT</i>		<i>ABM.SLB</i>	Перемножение напряжений
<i>PWRS</i>		<i>ABM.SLB</i>	Степенная функция
<i>CONST</i>		<i>ABM.SLB</i>	Источник постоянного напряжения
<i>ABS</i>		<i>ABM.SLB</i>	Абсолютная величина
<i>GLIMIT</i>		<i>ABM.SLB</i>	Усилитель - жёсткий ограничитель
<i>LIMIT</i>		<i>ABM.SLB</i>	Жёсткий ограничитель
<i>R</i>		<i>ANALOG.SLB</i>	Резистор
<i>Sbreak</i>		<i>BREAKOUT.SLB</i>	Ключ, управляемый напряжением
<i>Dbreak</i>		<i>BREAKOUT.SLB</i>	Диод
<i>VDC</i>		<i>SOURCE.SLB</i>	Источник постоянного напряжения

2.2.1. СХЕМЫ ФОРМИРОВАНИЯ МОМЕНТА НАГРУЗКИ

Разработанный узел формирования момента нагрузки M_{cM2} на валу ЭМ (рисунок 2.10) допускает комбинирование следующих составляющих: активного момента нагрузки $M_{cactiveM2}$, реактивного момента нагрузки постоянной величины, реактивного момента нагрузки типа вязкого трения $M_{cventM2}$ и момента механических (вентиляционных) $M_{cvent-lossesM2}$ потерь [23]. Окончание $M2$ в вышеупомянутых обозначениях говорит о принадлежности величин к мотору, именуемому $M2$ (аналогично далее по тексту $M1$). Практически задание баланса составляющих момента нагрузки выполняется путём изменения коэффициентов передачи усилителей для каждой составляющей (рисунок 2.10).

Предлагаемые схемы формирования момента сопротивления на валу позволяют моделировать реверсивные режимы работы ЭМ. В случае, когда нагрузка на валу типа вязкого трения - момент сопротивления является функцией частоты вращения в степени X_0 , рекомендуется программировать модель следующим образом (рисунок 2.11). Значение частоты вращения вала, об/мин, с учётом знака (положительное значение подразумевает вращение в прямом направлении, а отрицательное значение соответствует реверсивному направлению вращения вала) подаётся на два параллельно соединённых блока $PWRS$. Последовательно выходу одного из них подсоединён блок ABS . Пусть для этого блока $PWRS$ показатель степени равен X_0 . Для другого блока $PWRS$ зададим показатель степени 0.

Для полноты картины заметим, что в случае зависимости величины реактивного момента нагрузки от частоты вращения в нечётной степени достаточно всего одного блока $PWRS$ без применения ABS . Так можно поступить в случае момента сопротивления от механических потерь, когда

$$M_c = \frac{P_{mexxx}}{n_{xx}} \left(\frac{n_2}{n_{xx}} \right)^{1,7}, \quad (2.40)$$

где: P_{mexxx} - механические потери в ЭМ на холостом ходу, Вт;

n_{xx} - частота вращения вала ЭМ на холостом ходу, об/мин;

n_2 - текущее значение частоты вращения вала ЭМ, об/мин, для которого определяется момент.

Формула (2.40) следует из выражения для механических потерь в ЭМ:

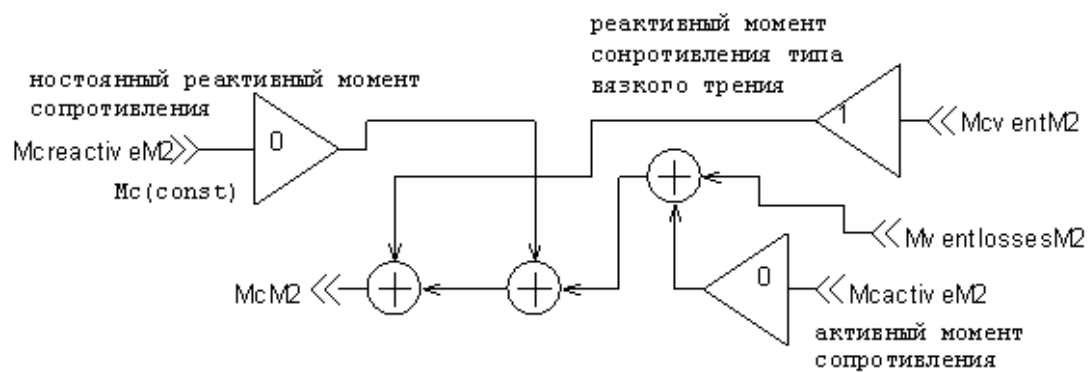


Рисунок 2.10 - Узел формирования момента нагрузки на валу ЭМ в обозначениях *OrCAD*

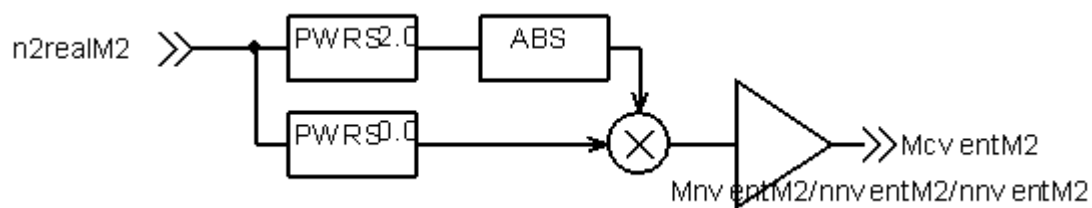


Рисунок 2.11 - Блок формирования реактивного момента сопротивления типа вязкого трения (вариант 1) в обозначениях *OrCAD*

$$P_{\text{mex}} = P_{\text{mexxx}} \left(\frac{n_2}{n_{\text{xx}}} \right)^n, \text{ Вт}, \quad (2.41)$$

где показатель степени n зависит от способа вентиляции машины (при принудительной вентиляции $n = 2$, при самовентилиации $n = 2,7$).

Более универсальный блок формирования реактивного момента нагрузки типа вязкого трения позволяет задать для прямого и реверсивного направления вращения вала ЭМ различные зависимости момента от частоты вращения (в различной степени частоты, с различным коэффициентом пропорциональности), изменяя коэффициенты передачи усилителей на входах сумматора на рисунке 2.12.

Реализованная в модели (рисунок 2.13) зависимость реактивного статического момента M_c постоянной величины от частоты вращения вала $n_{2\text{real}}$ не имеет разрыва при отсутствии вращения вала, чем не вполне соответствует идеализированным теоретическим зависимостям [219]. Схема формирования реактивного момента нагрузки постоянной величины не позволяет получить на самом деле заданную постоянную величину момента сопротивления в любой момент времени, так как при коммутации управляемого ключа сигнал на входе блока *GLIMIT* изменяется не мгновенно, и некоторое время *GLIMIT* работает в усилительном режиме.

Устойчивое состояние покоя привода при отсутствии вращения вала для всей схемы формирования постоянного реактивного момента достигается при нулевой частоте вращения (это состояние сохраняется до достижения частотой вращения вала порогового значения, которое задано в модели равным 0,001 об/мин, позволяющего замкнуть в зависимости от знака входного сигнала один из управляемых ключей *Sbreak*). До замыкания одного из управляемых ключей на выходе схемы формируется нулевое значение момента сопротивления.

Блоки *CONST* на рисунке 2.13 предназначены для компенсации потенциала, подаваемого через блоки *GLIMIT* на выход схемы при разомкнутых ключах *Sbreak*. Задавая неодинаковые значения для пределов (верхнего $M_{\text{creactive}}$ на левом блоке *GLIMIT* и нижнего $M_{\text{creactiverev}}$ на правом блоке *GLIMIT*), можно получить разную величину момента сопротивления для разных направлений вращения вала ЭМ.

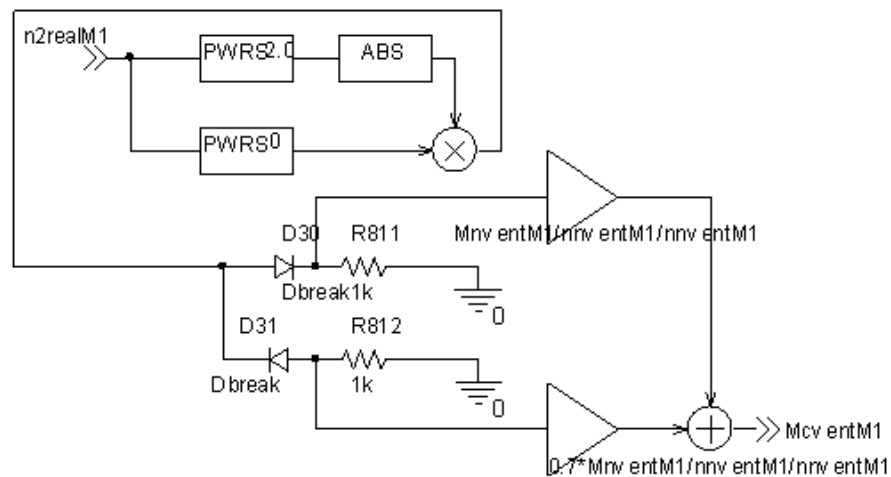


Рисунок 2.12 а) - Блок формирования реактивного момента сопротивления типа вязкого трения (вариант 2) в обозначениях OrCAD

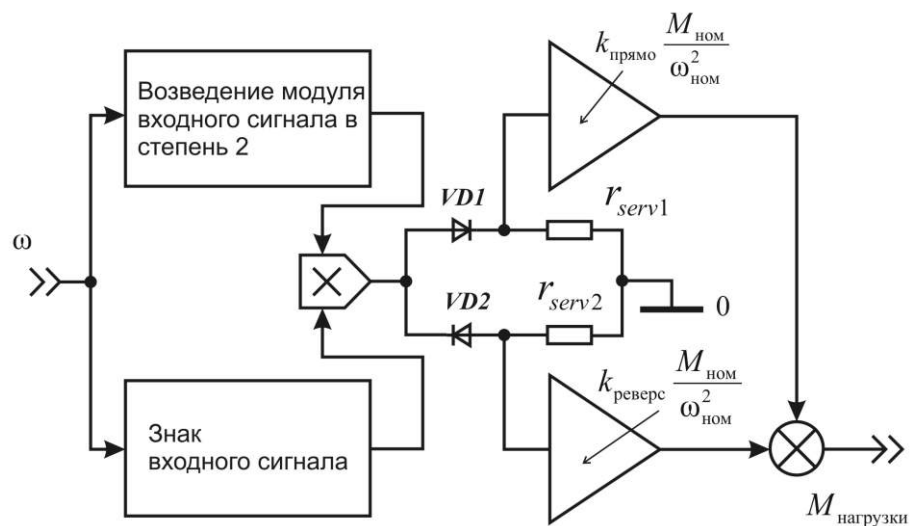


Рисунок 2.12 б) - Графическое изображение компьютерной модели способа формирования реактивного момента вязкого трения (вариант 2)

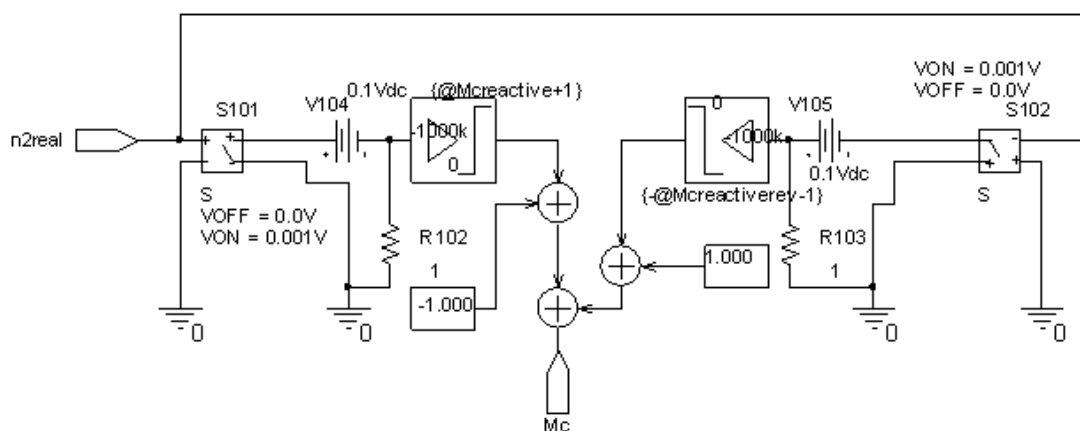


Рисунок 2.13 - Блок формирования реактивного момента сопротивления постоянной величины в обозначениях OrCAD

На рисунке 2.14 блок формирования реактивного момента сопротивления постоянной величины использован в качестве составной части блока формирования нелинейной зависимости момента сопротивления от скорости. Это вариант представления момента нагрузки от мотор-компрессора, когда имеется значительный пусковой момент, спадающий до минимума при трогании, а затем возрастающий при повышении частоты вращения до постоянного значения.

Активный момент задаётся блоком *CONST* (рисунок 2.15).

Заметим, что вопросы моделирования момента типа «вязкое трение» на валу ЭМ рассмотрены в [221].

2.2.2. СХЕМА ВЫЧИСЛЕНИЯ КПД

КПД ЭМ определяется как мгновенный. Корректное определение величины КПД возможно как в двигательном, так и в генераторном режимах (но не в режимах динамического торможения или торможения противовключения). КПД определяется по модулю. Коэффициент полезного действия в любой момент времени вычисляется как (см. рисунок 2.16):

$$\text{КПД} = \left| \frac{P_2}{P_1} \right| + \left| \frac{P_1}{P_2} \right| - 1, \text{ о.е.} \quad (2.42)$$

Учитывая что первое слагаемое в (2.42) – КПД двигательного режима, а второе слагаемое – КПД генераторного режима. Причём, схема составлена так, что в двигательном режиме, когда первое слагаемое ≤ 1 , второе равно 1, а в генераторном режиме, когда второе слагаемое ≤ 1 , первое равно 1.

В окрестностях (в пределах максимально допустимого заданного для текущего *Simulation Profile* шага по времени между соседними точками вычислений) точки перехода от двигательного режима к генераторному или наоборот от генераторного режима к двигательному замечена неточность определения КПД, вызванная неидеальностью нелинейной характеристики блоков *LIMIT* вблизи точек перегиба («скругление» колена нелинейной характеристики).

Если использовать выражение (2.43), то по знаку при значении КПД будет видно, какому режиму он принадлежит. Если «-», то режим генераторный, если «+», то двигательный.

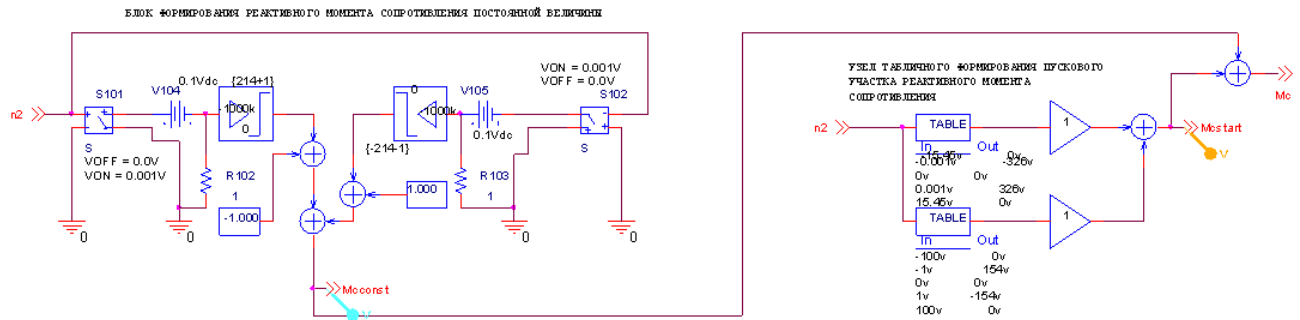


Рисунок 2.14 - Блок формирования реактивного момента сопротивления с пусковым участком (нелинейная зависимость от частоты вращения) в обозначениях *OrCAD*

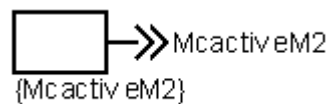


Рисунок 2.15 - Блок формирования активного момента сопротивления в обозначениях *OrCAD*

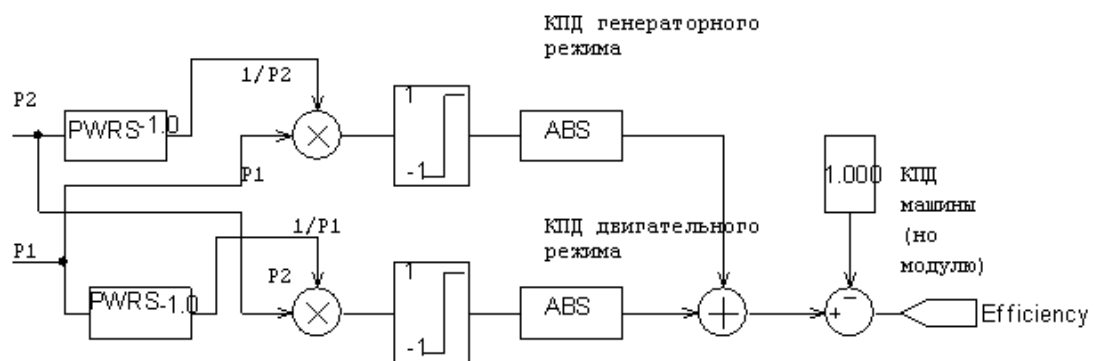


Рисунок 2.16 - Блок вычисления КПД ЭМ в обозначениях *OrCAD*

$$\text{КПД} = \left(\left| \frac{P_2}{P_1} \right| + \left| \frac{P_1}{P_2} \right| - 1 \right) \cdot \text{sign}(M_{\text{ЭМ}} \cdot \omega_r). \quad (2.43)$$

КПД при динамическом торможении или торможении противовключением определяется как

$$\text{КПД}_{\text{тормоза}} = \left(1 - \frac{|P_2|}{|P_1| + |P_2|} \right) \cdot \text{sign}(M_{\text{ЭМ}} \cdot \omega_r), \text{ о.е.} \quad (2.44)$$

2.3. УНИВЕРСАЛЬНАЯ ДЛЯ СТАНДАРТНЫХ ГРУПП СОЕДИНЕНИЙ МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ТРЁХФАЗНОГО ДВУХОБМОТОЧНОГО ТРАНСФОРМАТОРА С ЕДИНЫМ МАГНИТОПРОВОДОМ

Трёхфазный трансформатор является одним из самых распространённых и важных элементов силовых электрических схем, в том числе схем вспомогательного ЭП электровозов (см. рисунки 1.12 – 1.13, 1.25). Трёхфазный трансформатор с единым магнитопроводом по сравнению с групповым трансформатором позволяет получить лучшие массогабаритные показатели.

Задачей исследования в данной работе является разработка такой ММ трёхфазного двухобмоточного трансформатора с единым магнитопроводом, в которой бы учитывались потери в стали и была бы возможность произвольного соединения выводов обмоток. В том числе возможность получения различных групп соединений при разнообразных сочетаниях схем соединения обмоток Δ , Y и Y_0 .

2.3.1. ВЫВОД УРАВНЕНИЙ ТРАНСФОРМАТОРА ИЗ УРАВНЕНИЙ ОБОБЩЁННОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАШИНЫ

В качестве основы для вывода уравнений ММ трёхфазного трансформатора взяты электромагнитные уравнения (1.33) обобщённой электрической машины в трёхфазных

заторможенных координатах α , β , γ . Заметим, что запись уравнений (1.33) для асинхронной машины выполнена по классическим канонам электромеханики, доступно изложенным в [191, стр. 21-24]. Кратко их можно выразить в виде записи уравнений напряжения в комплексной форме для источника

$$\dot{U} = \dot{E} - r\dot{I} - jX\dot{I} \quad (2.45)$$

и для приёмника

$$\dot{U} = r\dot{I} + jX\dot{I} + (-\dot{E}). \quad (2.46)$$

Ввиду наиболее близкой аналогии между физическими процессами и математическим их описанием в асинхронной электрической машине и трансформаторе модифицируем уравнения (1.33). Имея в виду, что силовой трансформатор не содержит вращающихся частей, т.е. $\omega_r = 0$, совместим реальные и заторможенные оси трёхфазной системы. При этом системы реальных a , b , c и заторможенных α , β , γ координат становятся абсолютно идентичными, то есть переходим к записи модели в реальных трёхфазных координатах a , b , c . Понятие обмотки статора асинхронной машины заменим на первичную обмотку трансформатора, понятие обмотки ротора – на вторичную обмотку. Заменим в обозначениях нижние индексы s на 1, а индексы r – на 2. Индексы α , β , γ заменим на a , b , c . Фазный коэффициент трансформации трансформатора находим как:

$$k_{\text{тр}} = \frac{w_1}{w_2} = \frac{E_{01}}{E_{02}} \approx \frac{U_1}{U_2} \approx \frac{I_2}{I_1}, \quad (2.47)$$

где: w_1 , w_2 - числа витков первичной и вторичной обмоток трансформатора; E_{01} , E_{02} - ЭДС ветви намагничивания первичной и вторичной обмотки.

После произведённых замен уравнения трёхфазного трансформатора принимают вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{1a} = r_{1a} i_{1a} + \frac{d\Psi_{1a}}{dt} + i_{\mu a} r_m = r_{1a} i_{1a} + i_{\mu a} r_m - e_{1a}; \\ u_{1b} = r_{1b} i_{1b} + \frac{d\Psi_{1b}}{dt} + i_{\mu b} r_m = r_{1b} i_{1b} + i_{\mu b} r_m - e_{1b}; \\ u_{1c} = r_{1c} i_{1c} + \frac{d\Psi_{1c}}{dt} + i_{\mu c} r_m = r_{1c} i_{1c} + i_{\mu c} r_m - e_{1c}; \\ -u_{2a} = r_{2a} i_{2a} + \frac{d\Psi_{2a}}{dt} + i_{\mu a} r_m = r_{2a} i_{2a} + i_{\mu a} r_m - e_{2a}; \\ -u_{2b} = r_{2b} i_{2b} + \frac{d\Psi_{2b}}{dt} + i_{\mu b} r_m = r_{2b} i_{2b} + i_{\mu b} r_m - e_{2b}; \\ -u_{2c} = r_{2c} i_{2c} + \frac{d\Psi_{2c}}{dt} + i_{\mu c} r_m = r_{2c} i_{2c} + i_{\mu c} r_m - e_{2c}; \end{array} \right. \quad (2.48)$$

где: e_{1a} , e_{1b} , e_{1c} – ЭДС фаз первичной обмотки [191, стр. 275];

производные потокоцеплений фаз первичной обмотки с учётом приведения вторичных токов к виткам первичной обмотки:

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_{1a}}{dt} &= -e_{1a} = L_{\sigma 1a} \frac{i_{1a}}{dt} + \frac{2}{3} L_m \times \\ &\times \frac{d}{dt} \left[\left(i_{1a} + \frac{w_2}{w_1} i_{2a} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(i_{1b} + \frac{w_2}{w_1} i_{2b} \right) + \left(i_{1c} + \frac{w_2}{w_1} i_{2c} \right) \right) \right]; \end{aligned} \quad (2.49)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_{1b}}{dt} &= -e_{1b} = L_{\sigma 1b} \frac{i_{1b}}{dt} + \frac{2}{3} L_m \times \\ &\times \frac{d}{dt} \left[\left(i_{1b} + \frac{w_2}{w_1} i_{2b} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(i_{1a} + \frac{w_2}{w_1} i_{2a} \right) + \left(i_{1c} + \frac{w_2}{w_1} i_{2c} \right) \right) \right]; \end{aligned} \quad (2.50)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_{1c}}{dt} &= -e_{1c} = L_{\sigma 1c} \frac{i_{1c}}{dt} + \frac{2}{3} L_m \times \\ &\times \frac{d}{dt} \left[\left(i_{1c} + \frac{w_2}{w_1} i_{2c} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(i_{1a} + \frac{w_2}{w_1} i_{2a} \right) + \left(i_{1b} + \frac{w_2}{w_1} i_{2b} \right) \right) \right]. \end{aligned} \quad (2.51)$$

Для каждой из фаз падение напряжения в ветви намагничивания первичной обмотки:

$$\begin{aligned}
u_{a01} &= -e_{a01} = L_m (i_{\mu a}) \frac{2}{3} \times \\
&\times \left[\left(\frac{di_{1a}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{2a}}{dt} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(\frac{di_{1b}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{2b}}{dt} \right) + \left(\frac{di_{1c}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{2c}}{dt} \right) \right) \right] + \\
&+ r_m \frac{2}{3} \left[\left(i_{1a} + \frac{w_2}{w_1} i_{2a} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(i_{1b} + \frac{w_2}{w_1} i_{2b} \right) + \left(i_{1c} + \frac{w_2}{w_1} i_{2c} \right) \right) \right] = \\
&= L_m (i_{\mu a}) \frac{di_{\mu a}}{dt} + r_m i_{\mu a}; \tag{2.52}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
u_{b01} &= -e_{b01} = L_m (i_{\mu b}) \frac{2}{3} \times \\
&\times \left[\left(\frac{di_{1b}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{2b}}{dt} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(\frac{di_{1a}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{2a}}{dt} \right) + \left(\frac{di_{1c}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{2c}}{dt} \right) \right) \right] + \\
&+ r_m \frac{2}{3} \left[\left(i_{1b} + \frac{w_2}{w_1} i_{2b} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(i_{1a} + \frac{w_2}{w_1} i_{2a} \right) + \left(i_{1c} + \frac{w_2}{w_1} i_{2c} \right) \right) \right] = \\
&= L_m (i_{\mu b}) \frac{di_{\mu b}}{dt} + r_m i_{\mu b}; \tag{2.53}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
u_{c01} &= -e_{c01} = L_m (i_{\mu c}) \frac{2}{3} \times \\
&\times \left[\left(\frac{di_{1c}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{2c}}{dt} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(\frac{di_{1a}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{2a}}{dt} \right) + \left(\frac{di_{1b}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{2b}}{dt} \right) \right) \right] + \\
&+ r_m \frac{2}{3} \left[\left(i_{1c} + \frac{w_2}{w_1} i_{2c} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(i_{1a} + \frac{w_2}{w_1} i_{2a} \right) + \left(i_{1b} + \frac{w_2}{w_1} i_{2b} \right) \right) \right] = \\
&= L_m (i_{\mu c}) \frac{di_{\mu c}}{dt} + r_m i_{\mu c}; \tag{2.54}
\end{aligned}$$

Для каждой из фаз падение напряжения в ветви намагничивания вторичной обмотки в соответствии с (2.47):

$$u_{a02} = -e_{a02} = \frac{w_2}{w_1} u_{a01} = -\frac{w_2}{w_1} e_{a01}; \tag{2.55}$$

$$u_{b02} = -e_{b02} = \frac{w_2}{w_1} u_{b01} = -\frac{w_2}{w_1} e_{b01}; \tag{2.56}$$

$$u_{c02} = -e_{c02} = \frac{w_2}{w_1} u_{c01} = -\frac{w_2}{w_1} e_{c01}. \tag{2.57}$$

Запишем ЭДС фаз первичной обмотки с учётом выражений (2.52) – (2.54):

$$e_{1a} = - \left(u_{a01} + L_{\sigma 1a} \frac{di_{1a}}{dt} \right); \quad (2.58)$$

$$e_{1b} = - \left(u_{b01} + L_{\sigma 1b} \frac{di_{1b}}{dt} \right); \quad (2.59)$$

$$e_{1c} = - \left(u_{c01} + L_{\sigma 1c} \frac{di_{1c}}{dt} \right). \quad (2.60)$$

Аналогично с учётом выражений (2.52) – (2.57) запишем ЭДС фаз вторичной обмотки:

$$e_{2a} = - \frac{d\Psi_{2a}}{dt} = - \left(\frac{w_2}{w_1} u_{a01} + L_{\sigma 2a} \frac{di_{2a}}{dt} \right); \quad (2.61)$$

$$e_{2b} = - \frac{d\Psi_{2b}}{dt} = - \left(\frac{w_2}{w_1} u_{b01} + L_{\sigma 2b} \frac{di_{2b}}{dt} \right); \quad (2.62)$$

$$e_{2c} = - \frac{d\Psi_{2c}}{dt} = - \left(\frac{w_2}{w_1} u_{c01} + L_{\sigma 2c} \frac{di_{2c}}{dt} \right). \quad (2.63)$$

В (2.48) в соответствии с изложенными в (2.45) – (2.46) представлениями о приёмнике и источнике энергии, первичная обмотка трансформатора является приёмником энергии из сети, а вторичная обмотка трансформатора – источником энергии для нагрузки [191]. Первичное напряжение является приложенным, расходуется на падение напряжения и уравнивание ЭДС первичной обмотки. Вторичное напряжение возникает вследствие индуктирования во вторичной обмотке ЭДС.

При отсутствии подробных данных о конструкции трансформатора допустимо принять $L_{\sigma 1} = (w_1 / w_2)^2 L_{\sigma 2} = L'_{\sigma 2}$ для каждой из фаз [137, стр. 98].

2.3.2. НЕКОТОРЫЕ СВЕДЕНИЯ О ГРУППАХ СОЕДИНЕНИЙ ОБМОТОК

В основе системы групп соединения трансформаторов лежат часовые обозначения, которые показывают сдвиг фаз векторов обмотки низкого напряжения (НН) по отношению к

векторам обмотки высокого напряжения (ВН) [222]. Теперь нужно определиться, какие векторы необходимо рассматривать. В литературе нет единого мнения на этот счёт: в [137, стр. 107] говорится о сдвиге фаз между линейными напряжениями первичной и вторичной обмоток, а в [191, стр. 256], напротив, - о сдвиге фаз между линейными ЭДС первичной и вторичной обмоток. Для упрощения рассмотрения будем считать, что трансформатор имеет одинаковую схему соединения обмоток ВН и НН, например, Y/Y или Δ/Δ . При этом совпадение по фазе одноимённых векторов линейных напряжений обмоток ВН и НН означает автоматически совпадение по фазе одноимённых векторов фазных напряжений. Двусмысленность ситуации заключается в том, что при рассмотрении векторных диаграмм для фазы трансформатора [191, рисунок 15-1 а); 131, рисунок 2.4. а)] в предположении режима холостого хода и отсутствия падения напряжений от токов в обмотках очевидно, что сонаправленными окажутся три вектора: $\dot{U}_2$, $\dot{E}_{02}$ и $\dot{E}_{01}$. Вектор же $\dot{U}_1$ будет направлен противоположно им. Упомянутые векторные диаграммы построены в предположении, что обе обмотки имеют одно и то же направление намотки, например, правое; начала и концы обмоток ВН и НН расположены одинаково, например, начала вверху. Если перестроим векторную диаграмму так, чтобы совпали по направлению векторы напряжения (это будет случай разнонаправленной намотки первичной и вторичной обмоток при одинаковом расположении выводов либо случай неодинакового расположения выводов первичной и вторичной обмоток при одинаковом направлении намотки), то противоположно направленными окажутся векторы ЭДС. Согласно [222] эти векторные диаграммы построены по теоретической системе обозначений, соответствующей (2.40) - (2.41).

По сведениям [222], в основе теории групп соединений, на которой базируются [143, 223], лежат векторные диаграммы трансформатора при холостом ходе, построенные по практической системе векторных обозначений. В отличие от теоретической системы векторных обозначений в практической считается, что векторы: первичного напряжения $\dot{U}_1$, вторичного напряжения $\dot{U}_2$ и наведённых ЭДС $\dot{E}_{01}$ и $\dot{E}_{02}$ имеют одно и то же направление, когда обе обмотки (ВН и НН) имеют одно и то же направление намотки. Положительному направлению векторов соответствует обход обмоток, начиная с концов X и x к началам A и a . Т.е. сонаправлены все четыре вектора. При этом в практической системе обозначений векторы токов $\dot{I}_1$ и $\dot{I}_2$ тоже сонаправлены. Т.о. в практической системе векторных обозначений вопрос о том, брать ли для определения номера группы соединений сдвиг между напряжениями или же ЭДС перестаёт иметь значение, т.к. фазовые сдвиги будут тождественны. Поэтому в соответствии с [143, 223] будем рассматривать, т.к. это практически удобно, сдвиг фаз между напряжениями. Номер

группы определяют величиной угла, на который вектор линейного напряжения обмотки НН отстаёт от вектора линейного напряжения обмотки ВН. Для определения номера группы этот угол следует разделить на 30° . Как указано в [224, 225], для определения группы соединения можно пользоваться угловым смещением векторов линейных ЭДС обмотки (стороны) низшего напряжения по отношению к векторам соответствующих ЭДС обмотки (стороны) высшего напряжения.

2.3.3. УРАВНЕНИЯ ТРЁХФАЗНОГО ТРАНСФОРМАТОРА ДЛЯ СЛУЧАЕВ, КОГДА НЕ ПРОИСХОДИТ ПЕРЕСТАНОВКА ФАЗ ВТОРИЧНОЙ ОБМОТКИ ОТНОСИТЕЛЬНО ПЕРВИЧНОЙ

После вышеописанных преобразований уравнения ММ трёхфазного трансформатора записываются согласно [226, 227] в виде (2.64). Здесь: u – фазное напряжение, В; i – фазный ток, А; L_σ – индуктивность рассеяния фазы обмотки, Гн; r – активное сопротивление фазы обмотки, Ом; w – количество витков в фазе обмотки. Индексы 1 обозначают принадлежность к первичной обмотке трансформатора, а индексы 2 – ко вторичной. e_{a1} , e_{b1} , e_{c1} , e_{a2} , e_{b2} и e_{c2} – ЭДС фаз первичной и вторичной обмоток [191].

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{a1} - r_{a1} i_{a1} - L_{\sigma a1} \frac{di_{a1}}{dt} = u_{a01} \\ u_{b1} - r_{b1} i_{b1} - L_{\sigma b1} \frac{di_{b1}}{dt} = u_{b01} \\ u_{c1} - r_{c1} i_{c1} - L_{\sigma c1} \frac{di_{c1}}{dt} = u_{c01} \\ e_{a2} - r_{a2} i_{a2} = u_{a2} \\ e_{b2} - r_{b2} i_{b2} = u_{b2} \\ e_{c2} - r_{c2} i_{c2} = u_{c2} \end{array} \right. , \quad (2.64)$$

где

$$\begin{aligned}
e_{a1} &= -\left(u_{a01} + L_{\sigma a1} \frac{di_{a1}}{dt}\right); \\
e_{b1} &= -\left(u_{b01} + L_{\sigma b1} \frac{di_{b1}}{dt}\right); \\
e_{c1} &= -\left(u_{c01} + L_{\sigma c1} \frac{di_{c1}}{dt}\right); \\
e_{a2} &= \mp \left(\frac{w_2}{w_1} u_{a01} + L_{\sigma a2} \frac{di_{a2}}{dt}\right); \\
e_{b2} &= \mp \left(\frac{w_2}{w_1} u_{b01} + L_{\sigma b2} \frac{di_{b2}}{dt}\right); \\
e_{c2} &= \mp \left(\frac{w_2}{w_1} u_{c01} + L_{\sigma c2} \frac{di_{c2}}{dt}\right).
\end{aligned}$$

Для каждой из фаз падение напряжения в ветви намагничивания первичной обмотки при последовательном соединении главной индуктивности L_m и сопротивления r_m потерь в стали:

$$\begin{aligned}
u_{a01} = -e_{a01} &= L_m(i_{\mu a}) \frac{2}{3} \left[\left(\frac{di_{a1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{a2}}{dt} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(\frac{di_{b1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{b2}}{dt} \right) + \left(\frac{di_{c1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{c2}}{dt} \right) \right) \right] + \\
&+ r_m \frac{2}{3} \left[\left(i_{1a} + \frac{w_2}{w_1} i_{a2} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(i_{1b} + \frac{w_2}{w_1} i_{b2} \right) + \left(i_{1c} + \frac{w_2}{w_1} i_{c2} \right) \right) \right] = L_m(i_{\mu a}) \frac{di_{\mu a}}{dt} + r_m i_{\mu a}; \quad (2.65)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
u_{b01} = -e_{b01} &= L_m(i_{\mu b}) \frac{2}{3} \left[\left(\frac{di_{b1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{b2}}{dt} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(\frac{di_{a1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{a2}}{dt} \right) + \left(\frac{di_{c1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{c2}}{dt} \right) \right) \right] + \\
&+ r_m \frac{2}{3} \left[\left(i_{1b} + \frac{w_2}{w_1} i_{b2} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(i_{1a} + \frac{w_2}{w_1} i_{a2} \right) + \left(i_{1c} + \frac{w_2}{w_1} i_{c2} \right) \right) \right] = L_m(i_{\mu b}) \frac{di_{\mu b}}{dt} + r_m i_{\mu b}; \quad (2.66)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
u_{c01} = -e_{c01} &= L_m(i_{\mu c}) \frac{2}{3} \left[\left(\frac{di_{c1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{c2}}{dt} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(\frac{di_{a1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{a2}}{dt} \right) + \left(\frac{di_{b1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{b2}}{dt} \right) \right) \right] + \\
&+ r_m \frac{2}{3} \left[\left(i_{1c} + \frac{w_2}{w_1} i_{c2} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(i_{1a} + \frac{w_2}{w_1} i_{a2} \right) + \left(i_{1b} + \frac{w_2}{w_1} i_{b2} \right) \right) \right] = L_m(i_{\mu c}) \frac{di_{\mu c}}{dt} + r_m i_{\mu c}, \quad (2.67)
\end{aligned}$$

где i_{μ} – ток в ветви намагничивания фазы трансформатора.

Исходя из практической системе векторных обозначений, знак «+» в выражениях для e_{a2} , e_{b2} и e_{c2} соответствует случаю, когда первичная и вторичная обмотки на одном стержне

расположены и навиты одинаково. Знак « $\leftrightarrow$ » соответствует случаю встречного направления намотки катушек или перемены начала и конца одной из обмоток относительно другой. Знак « $+$ » нужно использовать для получения групп соединений $\Delta/Y-11$, $Y/\Delta-11$, $Y/Y-0$, $\Delta/\Delta-0$, а « $\rightarrow$ » для $\Delta/Y-5$, $Y/\Delta-5$, $Y/Y-6$, $\Delta/\Delta-6$. Вместо схемы Y может быть использована Y_0 .

Описанная ММ трёхфазного трансформатора применима для конструкции с общим для всех фаз сердечником, в т.ч. при несимметрии питающих напряжений, несимметрии параметров фаз обмоток трансформатора (при условии одинаковости для всех фаз L_m и r_m) и несимметрии нагрузки. Учитывается насыщение магнитной цепи от основного магнитного потока. В трансформаторе (для простоты рассматриваем стержневой магнитопровод) основной магнитный поток каждой фазы проходит по своему стержню. В ММ трансформатора уместно пользоваться для каждой фазы своим током намагничивания, т. е. тремя зависимостями $L_m(I_{\mu a})$, $L_m(I_{\mu b})$, $L_m(I_{\mu c})$ [193, 204] (см. раздел 2.4). Именно такой подход позволяет корректно учесть особенности гармонического состава напряжений и токов фаз при различных вариантах схем соединения обмоток [191] (пример результатов моделирования приведён в таблице 2.11).

Таблица 2.11 - Гармонический состав напряжений и токов модели трёхфазного трансформатора 240 кВА Δ/Y в номинальном режиме при питании первичной обмотки синусоидальным линейным напряжением и учёте нелинейности кривой намагничивания

f , Гц	$U_{1mф}$, В	$U_{2mф}$, В	U_{2ml} , В	$I_{1mф}$, А	I_{1ml} , А	$I_{2mф}$, А	$I_{\mu mф}$, А
50	1661,0	316,5	548,4	99,5	171,4	473,7	3,1
150	0	2,7	0	5,6	0	0	0
450	0	8,6	0	6,2	0	1,9	0

Результаты моделирования установившегося режима работы трансформатора мощностью 240 кВА с соединением обмоток по схеме $\Delta/Y-11$ при питании от автономного инвертора напряжения (АИН) по схеме рисунка 2.17 (диоды защиты, включённые встречно-параллельно каждому транзистору, на рисунке не показаны), приведены на рисунке 2.18. Они хорошо совпадают с теоретическими диаграммами напряжений на рисунке 2.19, выполненными согласно [176, 228]. Некоторые различия в формах напряжений вторичной обмотки обусловлены влияни-

ем падения напряжения ввиду протекания тока нагрузки в случае на рисунке 2.18, тогда как на рисунке 2.19 показан режим холостого хода.

На рисунке 2.19 приняты обозначения: Φ_1 – потенциал входной клеммы соответствующей фазы первичной обмотки относительно земли; $k_{тр}$ – фазный коэффициент трансформации.

2.3.4. УРАВНЕНИЯ ТРЁХФАЗНОГО ТРАНСФОРМАТОРА ДЛЯ СЛУЧАЕВ, КОГДА ПРОИСХОДИТ ПЕРЕСТАНОВКА ФАЗ ВТОРИЧНОЙ ОБМОТКИ ОТНОСИТЕЛЬНО ПЕРВИЧНОЙ

Возможны варианты записи уравнений ММ трансформатора для случаев, когда происходит перестановка фаз вторичной обмотки относительно первичной [193, 229, 230 - 233]. Изменим выражения (2.65)–(2.67) путём замены фазных индексов a, b, c при токах вторичной обмотки и их производных соответственно на b, c, a .

$$u_{a01} = -e_{a01} = L_m(i_{\mu a}) \frac{2}{3} \left[\left(\frac{di_{a1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{b2}}{dt} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(\frac{di_{b1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{c2}}{dt} \right) + \left(\frac{di_{c1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{a2}}{dt} \right) \right) \right] +$$

$$+ r_m \frac{2}{3} \left[\left(i_{a1} + \frac{w_2}{w_1} i_{b2} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(i_{b1} + \frac{w_2}{w_1} i_{c2} \right) + \left(i_{c1} + \frac{w_2}{w_1} i_{a2} \right) \right) \right]; \quad (2.68)$$

$$u_{b01} = -e_{b01} = L_m(i_{\mu b}) \frac{2}{3} \left[\left(\frac{di_{b1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{c2}}{dt} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(\frac{di_{a1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{b2}}{dt} \right) + \left(\frac{di_{c1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{a2}}{dt} \right) \right) \right] +$$

$$+ r_m \frac{2}{3} \left[\left(i_{b1} + \frac{w_2}{w_1} i_{c2} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(i_{a1} + \frac{w_2}{w_1} i_{b2} \right) + \left(i_{c1} + \frac{w_2}{w_1} i_{a2} \right) \right) \right]; \quad (2.69)$$

$$u_{c01} = -e_{c01} = L_m(i_{\mu c}) \frac{2}{3} \left[\left(\frac{di_{c1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{a2}}{dt} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(\frac{di_{a1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{b2}}{dt} \right) + \left(\frac{di_{b1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{c2}}{dt} \right) \right) \right] +$$

$$+ r_m \frac{2}{3} \left[\left(i_{c1} + \frac{w_2}{w_1} i_{a2} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(i_{a1} + \frac{w_2}{w_1} i_{b2} \right) + \left(i_{b1} + \frac{w_2}{w_1} i_{c2} \right) \right) \right]; \quad (2.70)$$

Иначе говоря, такая замена индексов фаз производится при вводе сигналов с ММ вторичной обмотки в ММ первичной обмотки. Кроме этого необходимо в комментариях к системе уравнений (2.64) произвести следующие замены:

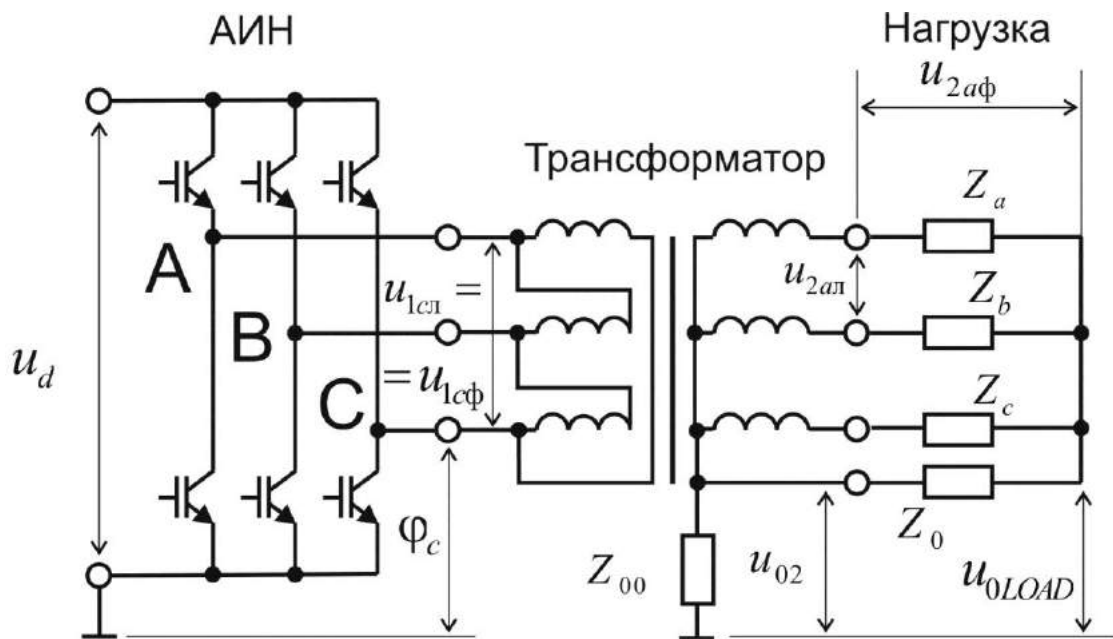


Рисунок 2.17 - Электрическая принципиальная схема включения трёхфазного трансформатора питания собственных нужд магистрального электроваза

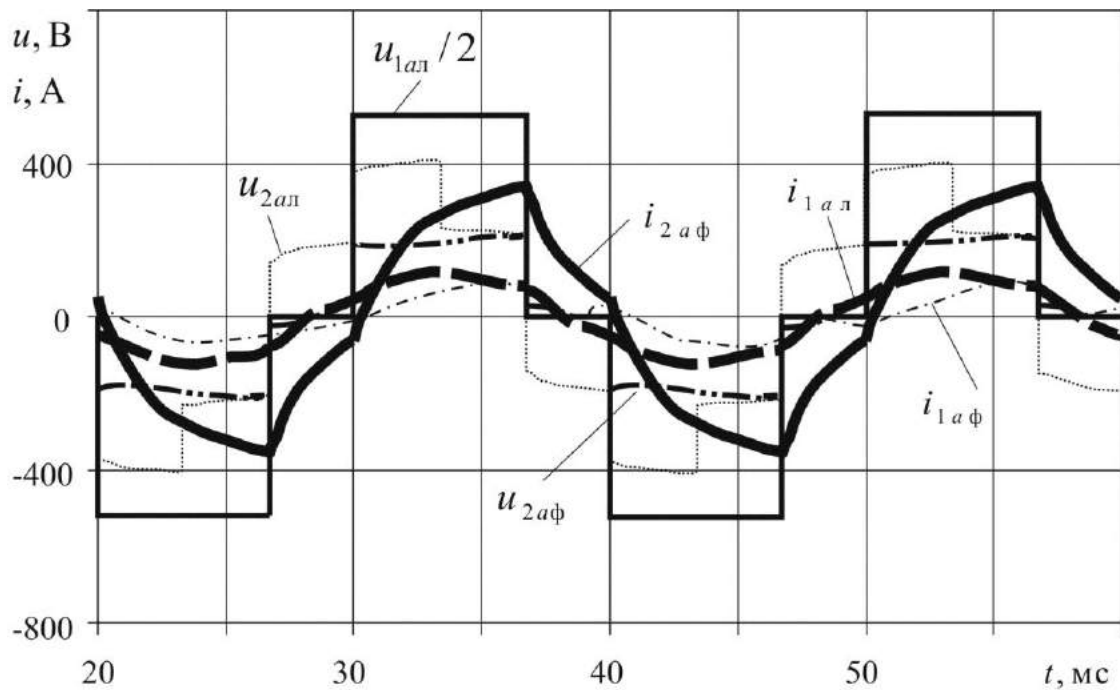


Рисунок 2.18 - Результаты моделирования токов и напряжений трансформатора 240 кВА $\Delta/Y-11$

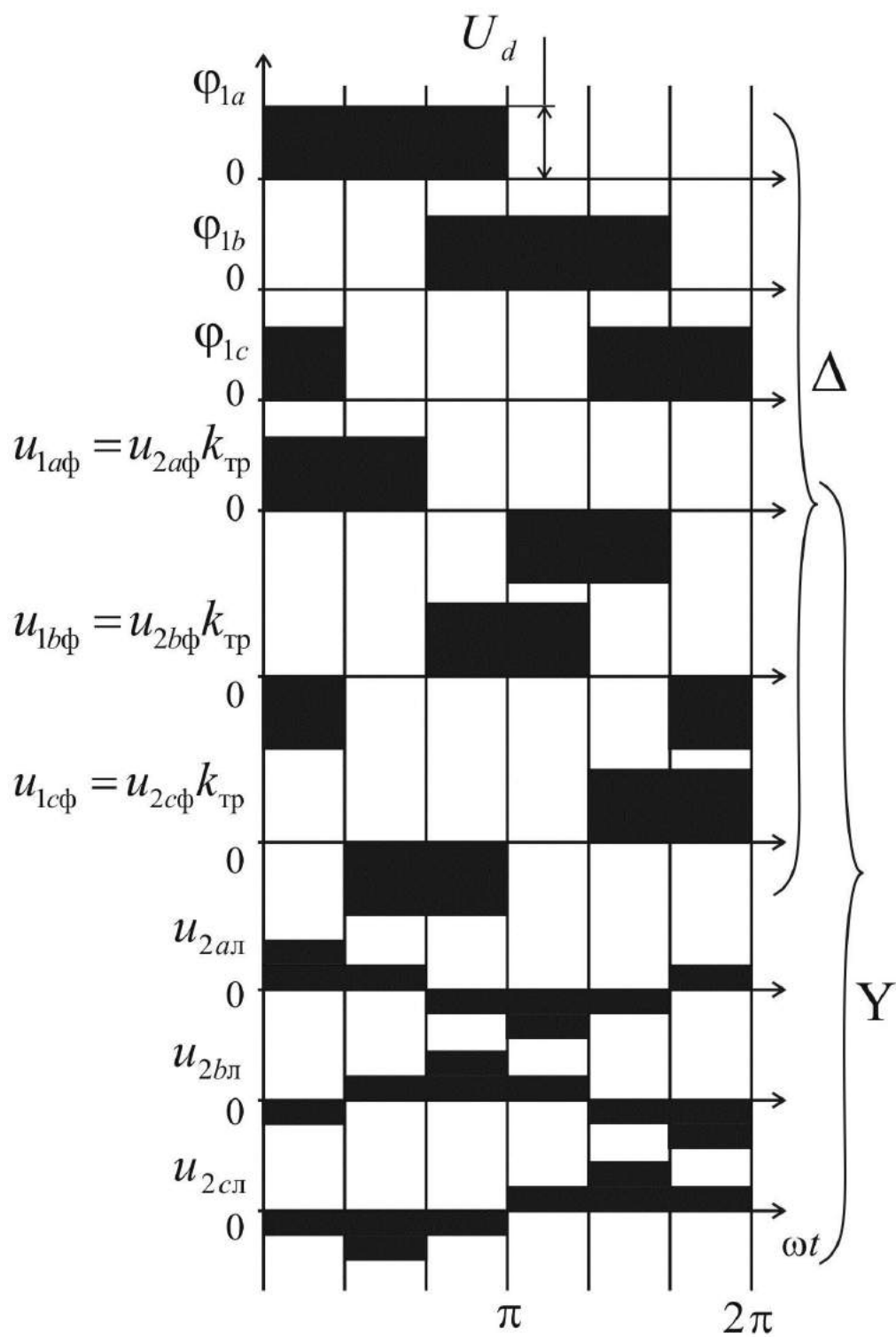


Рисунок 2.19 - Теоретические диаграммы напряжений при питании трансформатора $\Delta/Y-11$ от двухуровневого АИН

$$\begin{aligned}
e_{a2} &= \mp \left(\frac{w_2}{w_1} u_{c01} + L_{\sigma a2} \frac{di_{a2}}{dt} \right); \\
e_{b2} &= \mp \left(\frac{w_2}{w_1} u_{a01} + L_{\sigma b2} \frac{di_{b2}}{dt} \right); \\
e_{c2} &= \mp \left(\frac{w_2}{w_1} u_{b01} + L_{\sigma c2} \frac{di_{c2}}{dt} \right).
\end{aligned} \tag{2.71}$$

То есть индексы при падении напряжения в ветви намагничивания первичной обмотки каждой фазы u_{01} заменены: в фазе a на c , в фазе b на a , в фазе c на b . Здесь имеет место ввод сигналов с ММ первичной обмотки в ММ вторичной обмотки, чем и объясняется обратная замена индексов фаз: b, c, a при u_{01} соответственно на a, b, c .

В варианте ММ с использованием (2.68)–(2.71) знак «+» перед правыми частями выражений (2.71) нужно применять для получения групп соединений $\Delta/Y-7, Y/\Delta-7, Y/Y-8, \Delta/\Delta-8$, а «–» для $\Delta/Y-1, Y/\Delta-1, Y/Y-2, \Delta/\Delta-2$.

На рисунке 1.25 показан общий вид трансформатора Т-164 номинальной мощностью 130 кВА. Трёхфазный трансформатор Т-164 предназначен для гальванического разделения и преобразования напряжения канала блока питания вспомогательных цепей в напряжение питания потребителей собственных нужд электровоза. Схема и группа соединений обмоток – Δ/Y_0-7 .

Следует отметить, что первая не вполне удачная попытка получить компьютерную модель трёхфазного трансформатора для групп соединений обмоток с перестановками индексов фаз, включая схему соединения «равноплечий зигзаг», была предпринята автором в 2004 г. [234]. К сожалению, были выполнены лишь перестановки вида (2.71) и не выполнены перестановки вида (2.68) – (2.70), что позволило получить требуемый сдвиг фаз напряжений на холостом ходу, но при активно-индуктивной нагрузке приведённый ток вторичной обмотки оказывался большим, чем ток первичной обмотки, что не верно.

Заключительным вариантом видоизменения выражений (2.65)–(2.67) является замена фазных индексов a, b, c при токах вторичной обмотки и их производных соответственно на c, a, b , в результате чего получим (2.72)–(2.74) [193].

$$\begin{aligned}
u_{a01} = -e_{a01} = L_m(i_{\mu a}) \frac{2}{3} \left[\left(\frac{di_{a1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{c2}}{dt} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(\frac{di_{b1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{a2}}{dt} \right) + \left(\frac{di_{c1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{b2}}{dt} \right) \right) \right] + \\
+ r_m \frac{2}{3} \left[\left(i_{a1} + \frac{w_2}{w_1} i_{c2} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(i_{b1} + \frac{w_2}{w_1} i_{a2} \right) + \left(i_{c1} + \frac{w_2}{w_1} i_{b2} \right) \right) \right]; \quad (2.72)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
u_{b01} = -e_{b01} = L_m(i_{\mu b}) \frac{2}{3} \left[\left(\frac{di_{b1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{a2}}{dt} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(\frac{di_{a1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{c2}}{dt} \right) + \left(\frac{di_{c1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{b2}}{dt} \right) \right) \right] + \\
+ r_m \frac{2}{3} \left[\left(i_{b1} + \frac{w_2}{w_1} i_{a2} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(i_{a1} + \frac{w_2}{w_1} i_{c2} \right) + \left(i_{c1} + \frac{w_2}{w_1} i_{b2} \right) \right) \right]; \quad (2.73)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
u_{c01} = -e_{c01} = L_m(i_{\mu c}) \frac{2}{3} \left[\left(\frac{di_{c1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{b2}}{dt} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(\frac{di_{a1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{c2}}{dt} \right) + \left(\frac{di_{b1}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \frac{di_{a2}}{dt} \right) \right) \right] + \\
+ r_m \frac{2}{3} \left[\left(i_{c1} + \frac{w_2}{w_1} i_{b2} \right) - \frac{1}{2} \left(\left(i_{a1} + \frac{w_2}{w_1} i_{c2} \right) + \left(i_{b1} + \frac{w_2}{w_1} i_{a2} \right) \right) \right]; \quad (2.74)
\end{aligned}$$

Также нужно в комментариях к системе уравнений (2.64) произвести замены индексов фаз при падении напряжения u_{01} в ветви намагничивания первичной обмотки: в фазе a на b , в фазе b на c , в фазе c на a :

$$\begin{aligned}
e_{a2} &= \mp \left(\frac{w_2}{w_1} u_{b01} + L_{\sigma a2} \frac{di_{a2}}{dt} \right); \\
e_{b2} &= \mp \left(\frac{w_2}{w_1} u_{c01} + L_{\sigma b2} \frac{di_{b2}}{dt} \right); \\
e_{c2} &= \mp \left(\frac{w_2}{w_1} u_{a01} + L_{\sigma c2} \frac{di_{c2}}{dt} \right). \quad (2.75)
\end{aligned}$$

В варианте ММ с использованием (2.72)–(2.75) знак «+» перед правыми частями выражений (2.75) нужно применять для получения групп соединений $\Delta/Y-3$, $Y/\Delta-3$, $Y/Y-4$, $\Delta/\Delta-4$, а «−» для $\Delta/Y-9$, $Y/\Delta-9$, $Y/Y-10$, $\Delta/\Delta-10$.

Примеры компьютерного моделирования напряжений и токов трёхфазного трансформатора при разных группах соединения и прочих равных условиях (частота синусоидального напряжения 50 Гц, $w_1 = 330$, $w_2 = 57$, нелинейность кривой намагничивания не учитывается, нагрузка активно-индуктивная) показаны на рисунках 2.20 и 2.21, где кривые обозначены следующим об-

разом: 1 – линейное напряжение первичной обмотки $u_{a1} - u_{b1}$; 2 – линейное напряжение вторичной обмотки $5(u_{a2} - u_{b2})$; 3 – фазное напряжение первичной обмотки u_{a1} ; 4 – фазное напряжение вторичной обмотки $5 \cdot u_{a2}$; 5 – ток фазы первичной обмотки $50 \cdot i_{a1}$; 6 – ток фазы вторичной обмотки, приведённый к первичной $50 \cdot i'_{a2}$.

2.3.5. КОМПЬЮТЕРНАЯ МОДЕЛЬ ТРЁХФАЗНОГО ДВУХОБМОТОЧНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

При отладке компьютерной модели по уравнениям (2.64)–(2.75) в смысле соответствия группе соединения, нужно проверять результаты в режиме холостого хода трансформатора по фазовым сдвигам напряжений первичной и вторичной обмоток, а также результаты в режиме работы под нагрузкой для оценки соотношения величин тока первичной обмотки и приведённого тока во вторичной обмотке.

На рисунках 2.22 – 2.27 показана компьютерная модель фазы A трансформатора с $\Delta/Y-7$, реализованная в *OrCAD*. Соответствие обозначений параметров в компьютерной реализации модели обозначениям в математическом описании дано в таблице 2.12. Модель входит в состав программного обеспечения [206].

В приложениях О и П приводятся сведения о расчете параметров модели трансформатора и эквивалентной схемы нагрузки трехфазного трансформатора. В приложении Р приведены примеры расчёта параметров трёхфазных трансформаторов питания собственных нужд магистральных электровазов.

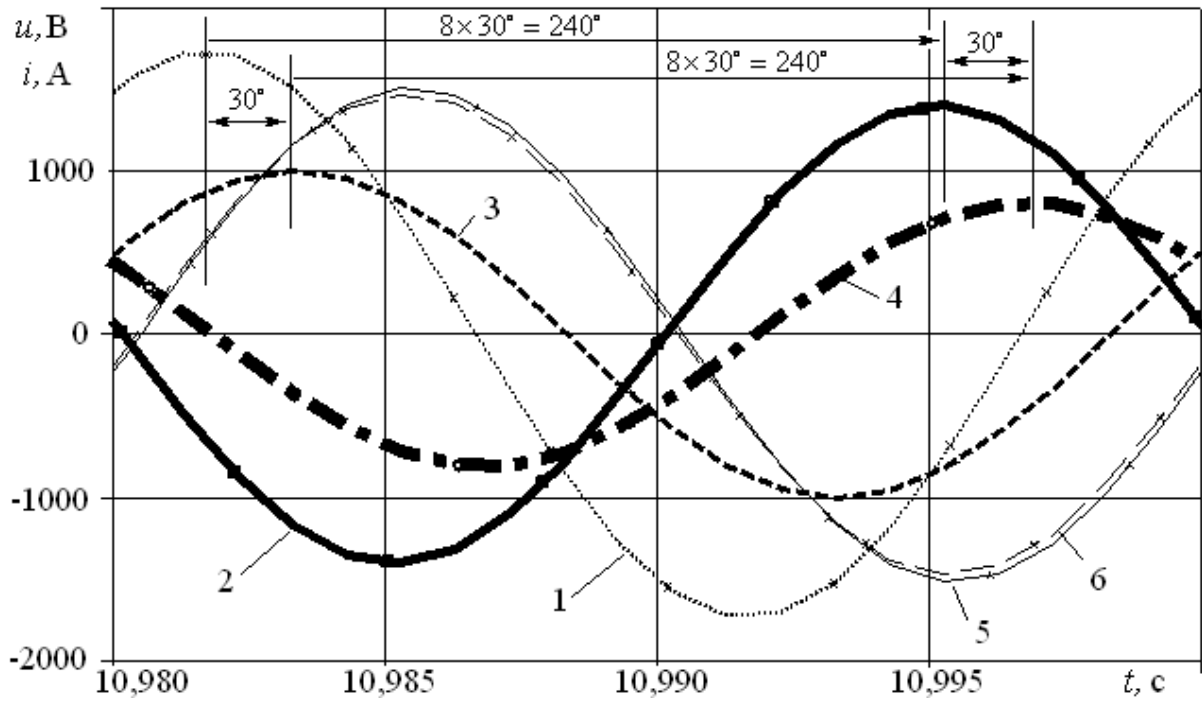


Рисунок 2.20 - Результаты компьютерного моделирования напряжений и токов трехфазного трансформатора со схемой и группой соединений обмоток Y/Y-8

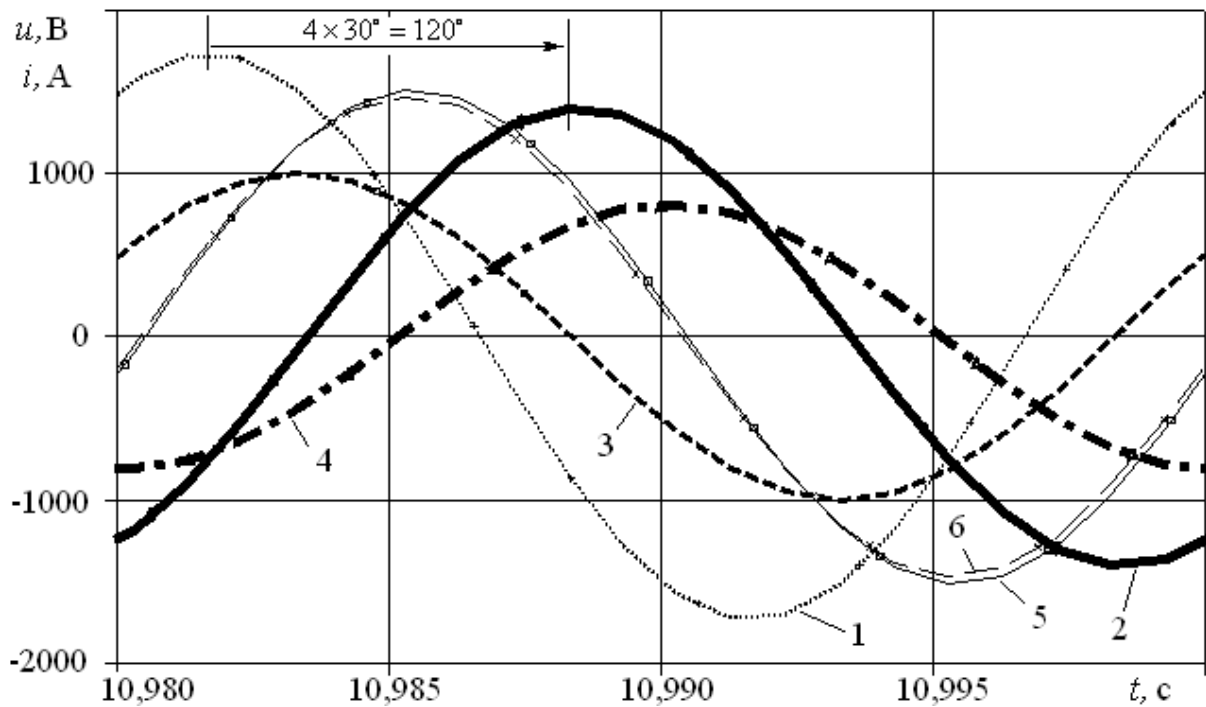


Рисунок 2.21 - Результаты компьютерного моделирования напряжений и токов трехфазного трансформатора со схемой и группой соединений обмоток Y/Y-4

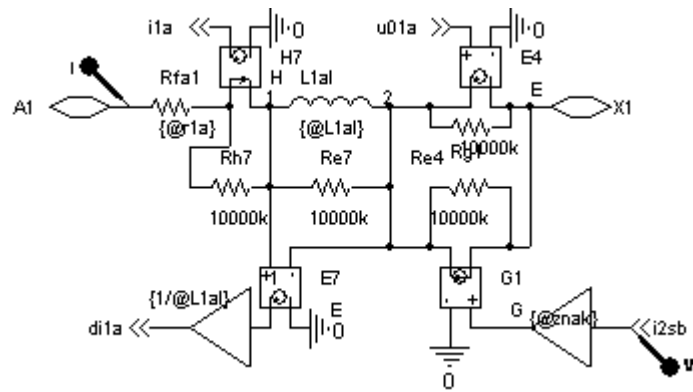


Рисунок 2.22 - Модель первичной обмотки фазы *A* трансформатора с $\Delta/Y-7$

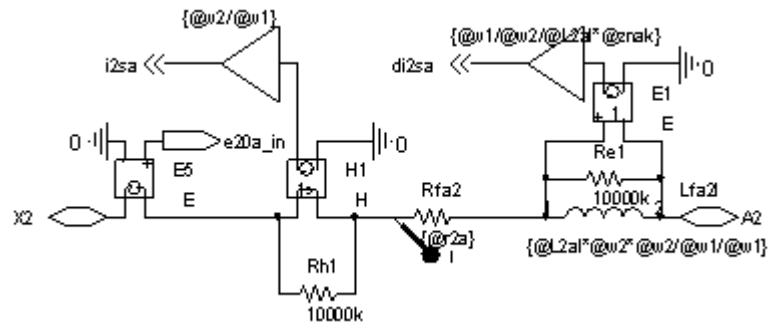


Рисунок 2.23 - Модель вторичной обмотки фазы *A* трансформатора с $\Delta/Y-7$

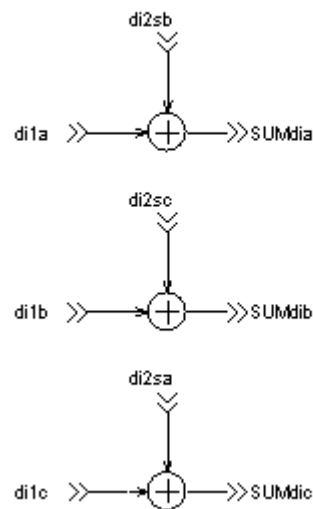


Рисунок 2.24 - Суммы производных токов фаз трансформатора с $\Delta/Y-7$

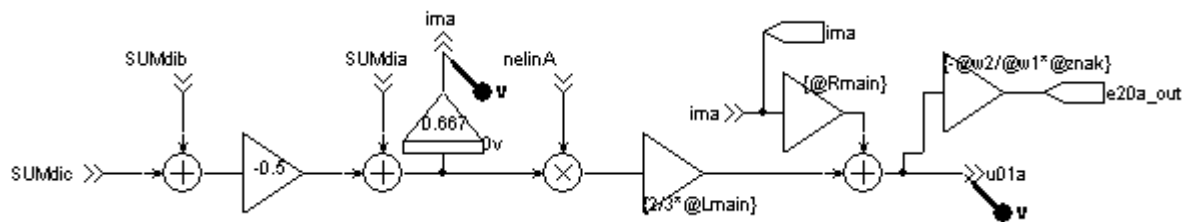


Рисунок 2.25 - Модель ветви намагничивания фазы *A*
трансформатора с Δ/Y -7

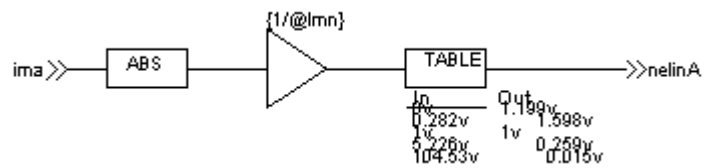


Рисунок 2.26 - Модель нелинейности кривой намагничивания фазы *A*

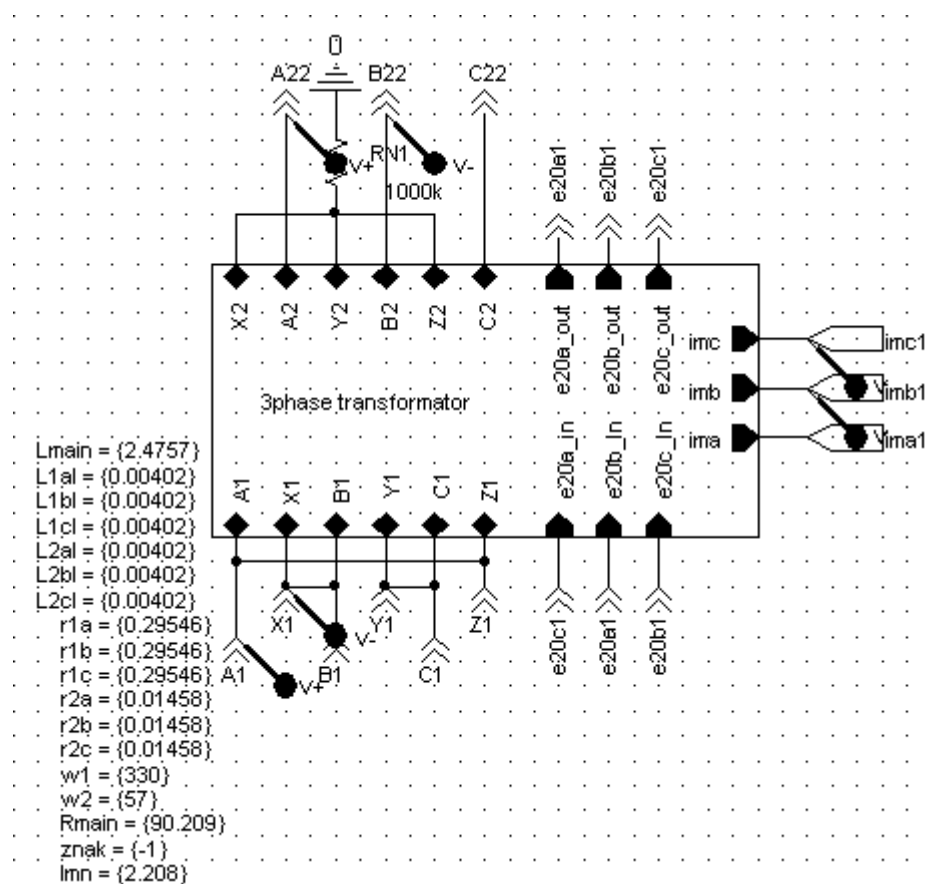


Рисунок 2.27 - Иерархический блок, символизирующий модель трёхфазного трансформатора Т-164 со схемой и группой соединения Δ/Y -7. Слева приведён список параметров, значения которых передаются во внутренние схемы (рисунки 2.22 – 2.26) иерархического блока

Таблица 2.12 - Соответствие обозначений параметров в компьютерной реализации модели обозначениям в математическом описании

№ п/п	Обозначение параметра в блоке <i>PARAMETERS</i>	Обозначение параметра в математическом описании
1	2	3
1	L_{main}	L_m
2	L_{1al}	$L_{\sigma a1}$
3	L_{1bl}	$L_{\sigma b1}$
4	L_{1cl}	$L_{\sigma c1}$
5	L_{2al}	$L'_{\sigma a2} = \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2 L_{\sigma a2}$
6	L_{2bl}	$L'_{\sigma b2} = \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2 L_{\sigma b2}$
7	L_{2cl}	$L'_{\sigma c2} = \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2 L_{\sigma c2}$
8	R_{main}	r_m
9	r_{1a}	r_{1a}
10	r_{1b}	r_{1b}
11	r_{1c}	r_{1c}
12	r_{2a}	r_{2a}
13	r_{2b}	r_{2b}
14	r_{2c}	r_{2c}
15	w_1	w_1
16	w_2	w_2
17	$Znak$ (принимает значения -1 или 1)	Соответственно знак «+» или «-» в выражении для e_{a2}
18	Imn	Амплитудное значение тока холостого хода трансформатора (близко к амплитудному значению тока намагничивания трансформатора в номинальном режиме), А

2.3.6. ТЕСТИРОВАНИЕ РАБОТОСПОСОБНОСТИ МОДЕЛИ ТРЁХСТЕРЖНЕВОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Учёными Института энергетики Академии наук Молдовы В.А. Бошнягой и В.М. Сусловым в [235] предложены способы тестирования работоспособности модели трёхстержневого трансформатора (трёхфазного двухобмоточного трансформатора с единым магнитопроводом). Одновременно в [235] выражена конструктивная критика того, что в работе [229], цитируемой в [235 – 237], такое тестирование не описано. Логично в рамках диссертационной работы привести результаты тестирования работоспособности компьютерной модели.

В [235] предложены два тестовых режима, доказывающие, в частности, наличие электромагнитной связи между обмотками фаз на разных стержнях.

Тестовый режим 1. При возбуждении обмотки, расположенной на одном из стержней, в невозбужденных разомкнутых обмотках других стержней, будет наводиться существенная ЭДС (немного меньше половины приложенного напряжения, в соответствии с параметрами трансформатора). Например, при возбуждении одной из фаз первичной обмотки тест проводится при разомкнутых двух других фазах первичной обмотки и всех разомкнутых фазах вторичной обмотки.

Тестовый режим 2. Аналогичен предыдущему, но при закороченных обмотках других стержней (при котором в закороченных обмотках невозбужденных стержней возникают существенные токи). В модели закорачиваем невозбужденные фазы первичной обмотки на землю. Фазы вторичной обмотки могут быть все разомкнуты либо вторичная обмотка нагружена на номинальную нагрузку.

На рисунках 2.28 – 2.30 показаны результаты тестирования компьютерной модели трёхфазного двухобмоточного трансформатора с единым трёхстержневым магнитопроводом. Во всех случаях возбуждена фаза *A* первичной обмотки – к ней приложено синусоидальное напряжение амплитудой 100 В. Нелинейность кривой намагничивания не учитывается. Уравнения модели соответствуют схеме и группе соединения $Y/Y-0$. На рисунке 2.28 показаны результаты тестового режима 1 – ЭДС в возбуждённой и невозбуждённых фазах первичной обмотки. На рисунке 2.29 приведены результаты тестового режима 2 – токи в возбуждённой и невозбуждённых фазах первичной обмотки при разомкнутых фазах вторичной обмотки. На рисунке 2.30 даны результаты тестового режима 2 – токи в возбуждённой и невозбуждённых фазах первичной обмотки при номинальной нагрузке, подключённой ко вторичной обмотке.

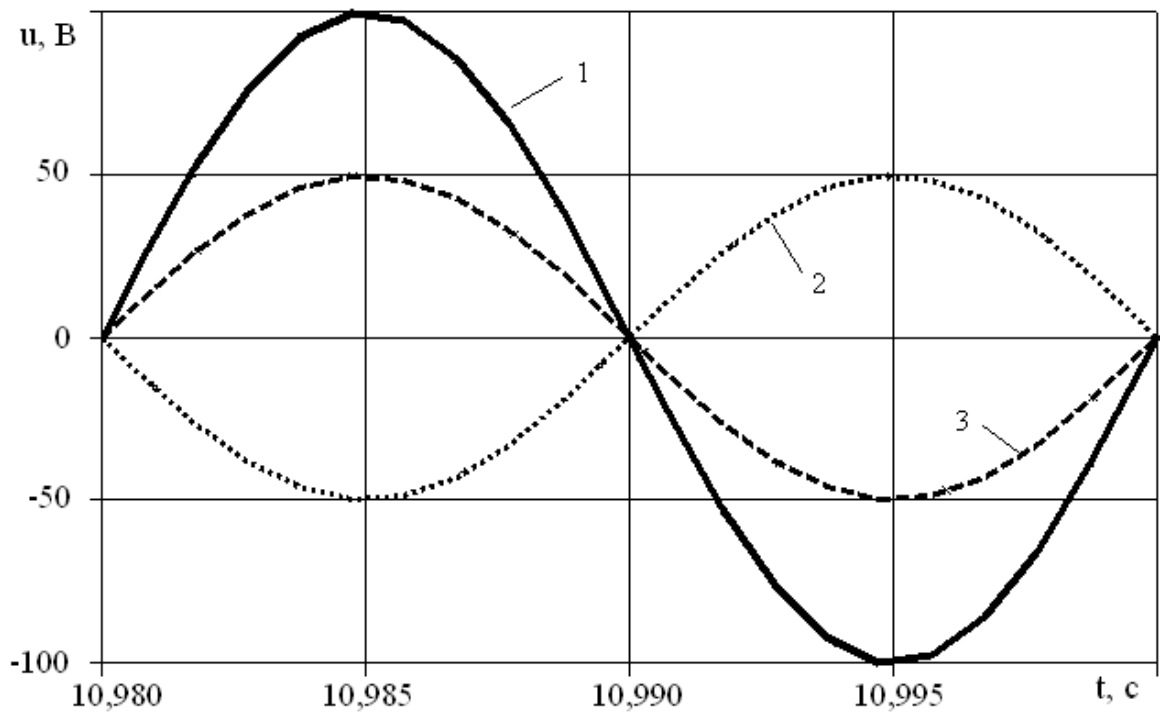


Рисунок 2.28 - Результаты тестирования компьютерной модели трёхфазного двухобмоточного трансформатора с единым трёхстержневым магнитопроводом. Тестовый режим 1 – ЭДС в возбуждённой и невозбуждённых фазах первичной обмотки: 1 - e_{a1} , 2 - e_{b1} , 3 - $(-e_{c1})$

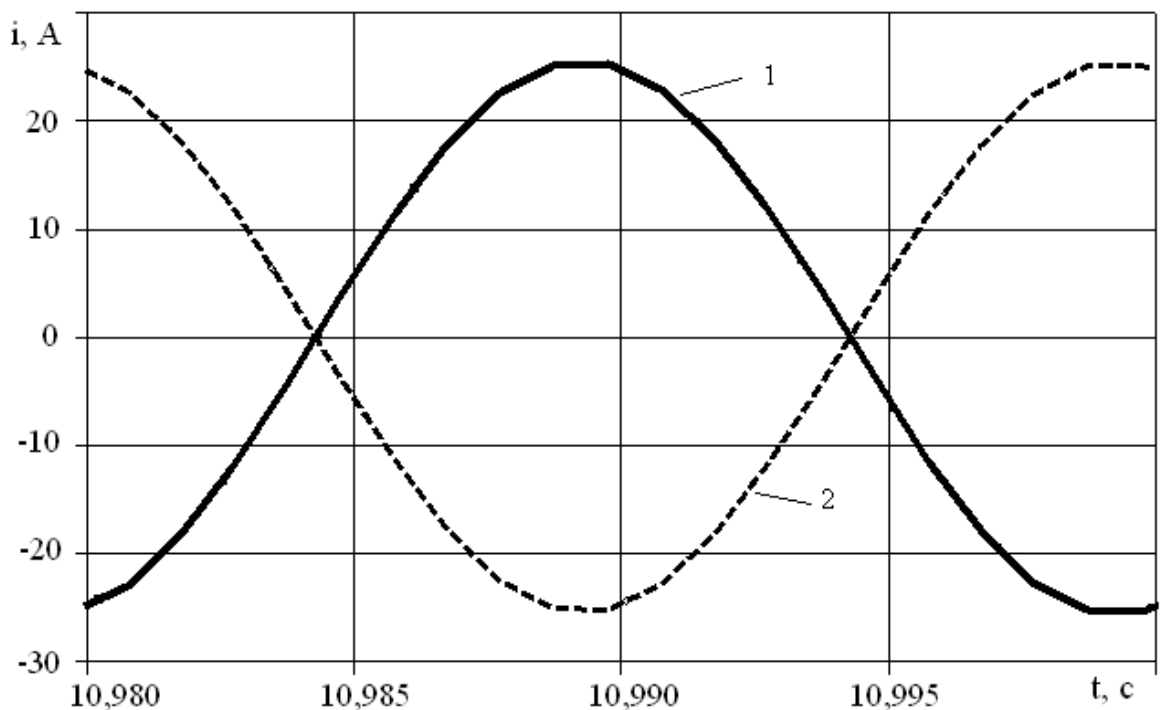


Рисунок 2.29 - Результаты тестирования компьютерной модели трёхфазного двухобмоточного трансформатора с единым трёхстержневым магнитопроводом. Тестовый режим 2 – токи в возбуждённой и невозбуждённых фазах первичной обмотки: 1 - i_{a1} , 2 - $(-i_{b1})$ и $(-i_{c1})$. Фазы вторичной обмотки разомкнуты

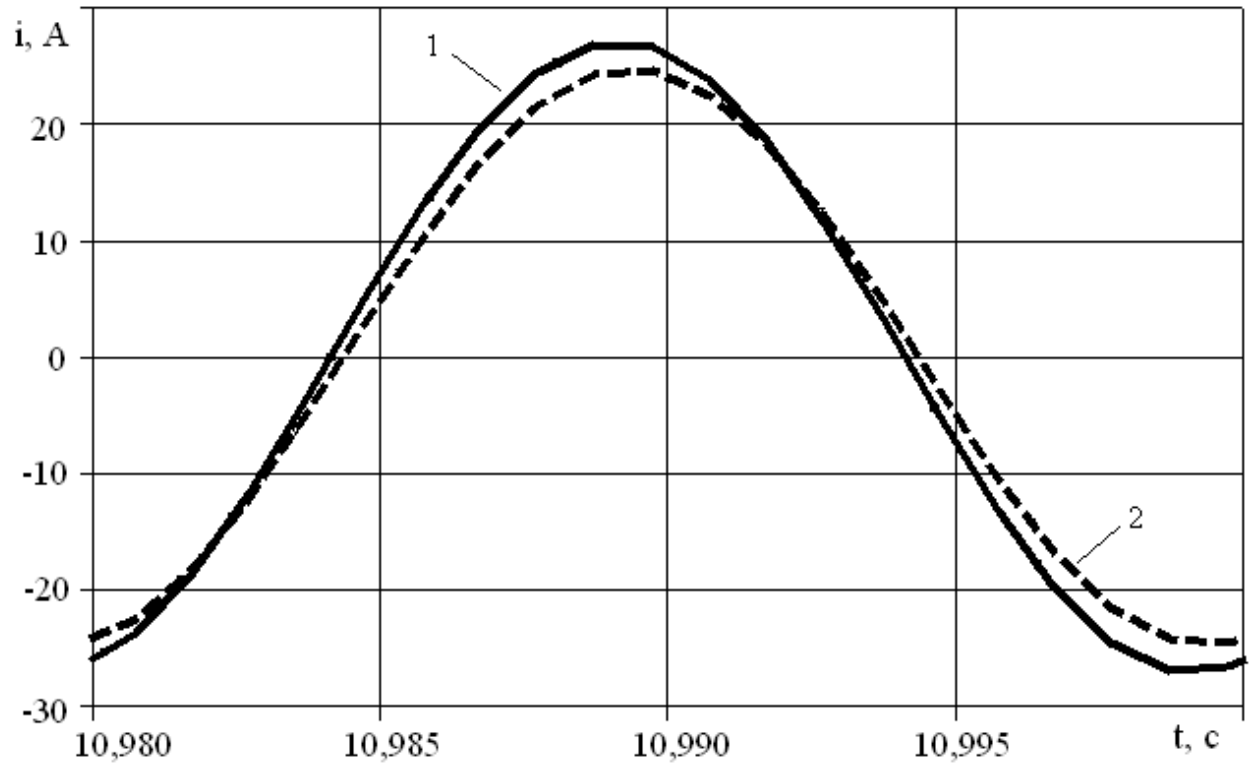


Рисунок 2.30 - Результаты тестирования компьютерной модели трёхфазного двухобмоточного трансформатора с единым трёхстержневым магнитопроводом. Тестовый режим 2 – токи в возбуждённой и невозбуждённых фазах первичной обмотки при номинальной нагрузке, подключённой ко вторичной обмотке:

$$1 - i_{a1}, 2 - i_{b1} \text{ и } i_{c1}$$

Из анализа графиков на рисунках 2.28 – 2.30 можно сделать вывод, что тестируемая компьютерная модель отвечает критериям работоспособности, сформулированным в [235]: на рисунке 2.28 $E_{b1} = E_{c1} = 0,499E_{a1}$; на рисунке 2.29 $I_{b1} = I_{c1} = 0,995I_{a1}$; на рисунке 2.30 $I_{b1} = I_{c1} = 0,913I_{a1}$. Результаты, приведённые в данном разделе, опубликованы в [238, 239].

2.4. СПОСОБ УЧЁТА НЕЛИНЕЙНОСТИ КРИВОЙ НАМАГНИЧИВАНИЯ ПРИ ПЕРЕМЕННОЙ ЧАСТОТЕ ПИТАЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ

С целью получения более корректных математических моделей электрических машин и аппаратов необходимо учитывать нелинейность кривой намагничивания этих объектов. Достоверный учёт кривой намагничивания особенно важен в математических моделях АД и трансформатора ввиду широких пределов изменения тока намагничивания i_μ в динамических режимах, а также циклического прохождения i_μ через ноль с частотой питающего напряжения. Следует подчеркнуть, что ввиду сложной конфигурации магнитных систем, наличия в них стыков и зазоров правильно рассматривать не кривые намагничивания электротехнических сталей (кривые намагничивания вещества [240]), из которых изготовлены магнитные системы, а кривые намагничивания именно АД или трансформатора (кривые намагничивания тела [240]). Под кривой намагничивания в дальнейшем будем подразумевать основную (коммутационную) кривую намагничивания [240]. Кривая намагничивания может быть представлена в виде функциональных зависимостей: магнитной индукции от напряжённости магнитного поля $B = f(H)$, ЭДС холостого хода от тока намагничивания $E_0 = f(I_\mu)$. Задачей данной главы является отыскание удобного для использования в математических моделях АД и трансформатора, работающих при переменной частоте питающего напряжения, способа учёта нелинейности кривой намагничивания. Введем сокращение: математическая модель при переменной частоте (ММПЧ).

Так как при различных частотах питающего напряжения вышеупомянутые зависимости различаются и представляют целое семейство кривых или, говоря иначе, выбранному базисному значению I_μ на каждой кривой намагничивания в абсолютных единицах соответствует разное значение ЭДС (см. зависимости $E_{0л} = f(I_\mu)$ на рисунках 2.31 и 2.32, где $E_{0л}$ - линейная ЭДС холостого хода), то для каждого значения частоты в ММПЧ следовало бы применять уникальную кривую намагничивания, что неудобно.

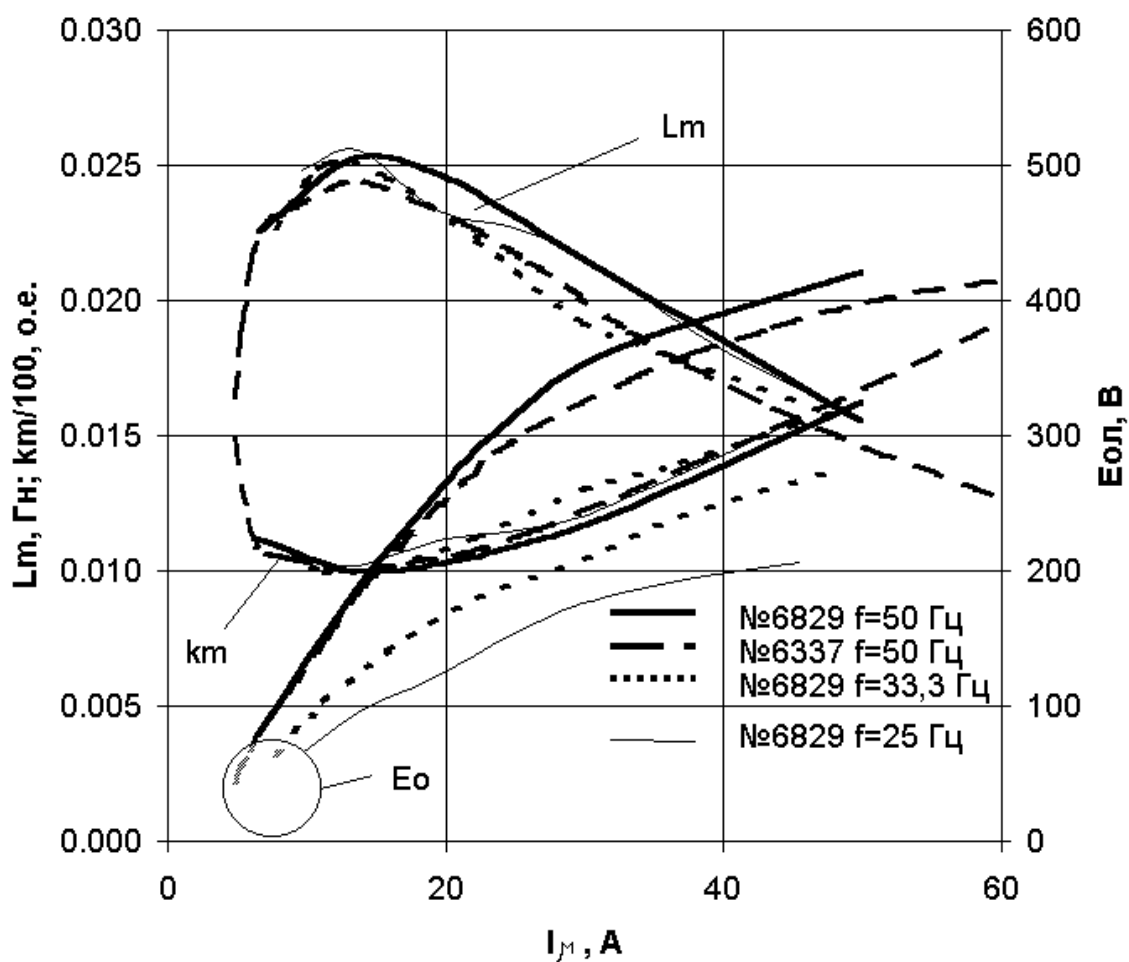


Рисунок 2.31 - Кривые намагничивания, главная индуктивность L_m и коэффициент насыщения k_m АД АЖВ250М2РУХЛ2 по данным опытов холостого хода для машины № 6829 и № 6337

Покажем, что в ММПЧ более удобно учитывать нелинейность кривой намагничивания параметрически - в виде зависимости главной индуктивности АД или трансформатора L_m от модуля тока намагничивания $|i_\mu|$. Главной индуктивностью L_m называют полную индуктивность фазы обмотки статора АД (или первичной обмотки трансформатора) от основного магнитного потока, учитывающую наличие токов в других фазах [114]. Использование $|i_\mu|$ обусловлено работой ММПЧ с мгновенными значениями токов и напряжений, знакопеременностью i_μ , допущением о симметрии ветвей кривой намагничивания и соображениями упрощения структуры ММПЧ. Анализ данных опытов холостого хода АД АЖВ250 и НТА350, проведённых для частот питающего напряжения в диапазоне 25-50 Гц и 20-90 Гц соответственно, позволяет говорить об отсутствии влияния в указанном диапазоне частоты питающего напряжения на форму зависимости $L_m = f(I_\mu)$ или положение её максимума (см. рисунки 2.31 - 2.32).

Воспользуемся зависимостью $L_m^* = f(|i_\mu^*|)$ в относительных единицах. Относительное значение главной индуктивности определяем, основываясь на [111 (стр. 224)], по выражению:

$$L_m^* = X_m^* = \frac{X_m}{X_{mном}} = \frac{|e_0| / E_{0ном}}{|i_\mu| / I_{0ном}} = \frac{|e_0^*|}{|i_\mu^*|} = \frac{B^*}{|i_\mu^*|}, \quad (2.76)$$

где $I_{0ном}$ - ток холостого хода при номинальных величине и частоте питающего напряжения (считается приблизительно равным току намагничивания в номинальном режиме).

В (2.76) следует иметь в виду $|e_{01}^*|$ для каждой из фаз.

В выражении (2.76) при работе с мгновенными значениями величин физически более корректно использовать в качестве базисных значений амплитуды: $I_{0номм}$ и $E_{0номм}$, так как значение коэффициента насыщения магнитной цепи k_m , получаемое при конкретном значении I_μ в опытах (рисунки 2.31 - 2.32) является статическим. Оно характеризует насыщение при изменении мгновенных значений тока намагничивания в диапазоне размаха его колебаний от $+I_{\mu m}$ до $-I_{\mu m}$. Это замечание, впрочем, не влияет на правильность записи (2.76), но приводит к выводу о корректности использования в ММПЧ в качестве базисного значения $I_{0номм}$.

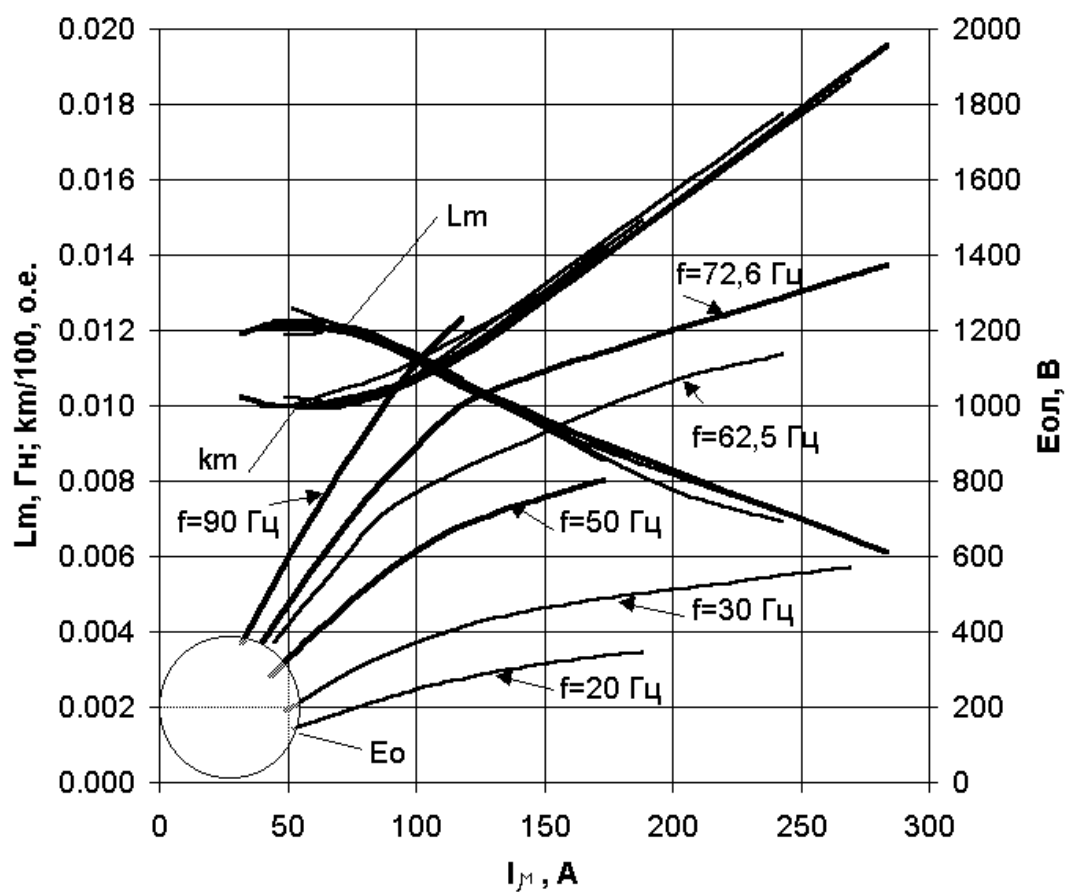


Рисунок 2.32 - Кривые намагничивания, главная индуктивность L_m и коэффициент насыщения k_m тягового АД НТА-350 по данным опытов холостого хода

С другой стороны, в ММПЧ можно использовать и действующее значение $I_{0ном}$ в качестве базисного. Для этого следует использовать в модели $|i_\mu|/\sqrt{2}$ вместо $|i_\mu|$. Основанием такого подхода является представление основной кривой намагничивания как геометрического места вершин петель гистерезиса при циклическом перемагничивании при амплитудных значениях токов намагничивания, равных i_μ , и, естественно, им соответствуют действующие значения $|i_\mu|/\sqrt{2}$.

Коэффициент насыщения k_m магнитной цепи АД или трансформатора находим по формуле

$$k_m = \frac{\max L_m(I_\mu)}{L_m(I_\mu)}, \quad (2.77)$$

где $\max L_m(I_\mu)$ - наибольшее из значений множества $L_m(I_\mu)$.

В ММПЧ при отсутствии I_μ воспользуемся в (2.77) $|i_\mu|$.

Зависимость $L_m^* = f(|i_\mu^*|)$ удобно использовать, когда известно абсолютное значение главной индуктивности в условиях номинального режима работы $L_{mном}$, т.е. при номинальном коэффициенте насыщения. В этом случае принимаем $L_{mном}^* = 1$ о.е., как сделано в [111], и получаем слева от базисной точки с координатами (1; 1) на зависимости $L_m^* = f(|i_\mu^*|)$ значения L_m^* , большие единицы, а справа от базисной точки – значения, меньшие единицы.

Если мы располагаем абсолютным значением главной индуктивности без учёта насыщения, то логично воспользоваться зависимостью

$$L_m^{**} = \frac{L_m^*(|i_\mu^*|)}{\max L_m^*(|i_\mu^*|)} \quad (2.78)$$

и принять за $L_m^{**} = 1$ о.е. ненасыщенное значение главной индуктивности, т.к. оно является наибольшим [241]. В этом случае базисная точка зависимости будет максимумом. Заме-

тим, что допущения о постоянстве на ненасыщенном участке кривой намагничивания главной индуктивности [111 (рисунок 3.45 а))] не вполне корректны ввиду некорректности понятия о линейности ненасыщенного участка кривой намагничивания. Кривая намагничивания имеет S-образную форму [240, 242, 243, 244 (стр.563)]. Ввиду прямой пропорциональной зависимости между индуктивностью L_m и магнитной проницаемостью μ , формы графиков этих величин в функции тока намагничивания (или напряжённости магнитного поля) повторяют друг друга, т.е. имеют начальное значение при $H = 0$ и максимальное значение. Примеры зависимостей $\mu = f(H)$ ферромагнетиков показаны на рисунке 28.5 [240], рисунках 9-4 [242] и стр.293 [243]. Наличие максимума в зависимостях $L_m = f(i_\mu)$ подтверждается результатами опытов холостого хода АД АЖВ250 и НТА350 (рисунки 3.31, 3.32).

Таким образом, если принять единую для различных частот питающего напряжения базисную величину тока намагничивания $|i_\mu^*| = 1$ о.е., то кривая $L_m^* = f(|i_\mu^*|)$ либо

$L_m^{**} = \frac{L_m^* (|i_\mu^*|)}{\max L_m^* (|i_\mu^*|)}$ также будет единственной, а значит универсальной для конкретного

двигателя или трансформатора. В качестве базисной величины $|i_\mu^*| = 1$ о.е., целесообразно использовать ток намагничивания при номинальной частоте питающего напряжения, номинальной величине нагрузки и номинальном напряжении.

Рисунок 2.33 иллюстрирует на примере АД АЖВ250М2РУХЛ2 идентичность кривых намагничивания в относительных единицах $E_0^* = f(I_\mu^*)$ и, как следствие, идентичность кривых $L_m^* = f(I_\mu^*)$, полученных при разных частотах питающего напряжения. Также показано взаимное положение кривых L_m^* и L_m^{**} .

Получить кривую $L_m = f(I_\mu)$ по результатам опытов холостого хода, проведённых для нескольких значений напряжения U_0 при фиксированной частоте f , можно, пренебрегая влиянием активного сопротивления ветви намагничивания, воспользовавшись формулой

$$L_m = \frac{E_{0p}}{2\pi f I_\mu}, \quad (2.79)$$

где:

$E_{0p} \approx 0,95U_0 \sin \varphi_0$ - реактивная составляющая ЭДС холостого хода, здесь коэффициент 0,95 учитывает приближённо падение напряжения в обмотке статора АД либо первичной обмотке трансформатора;

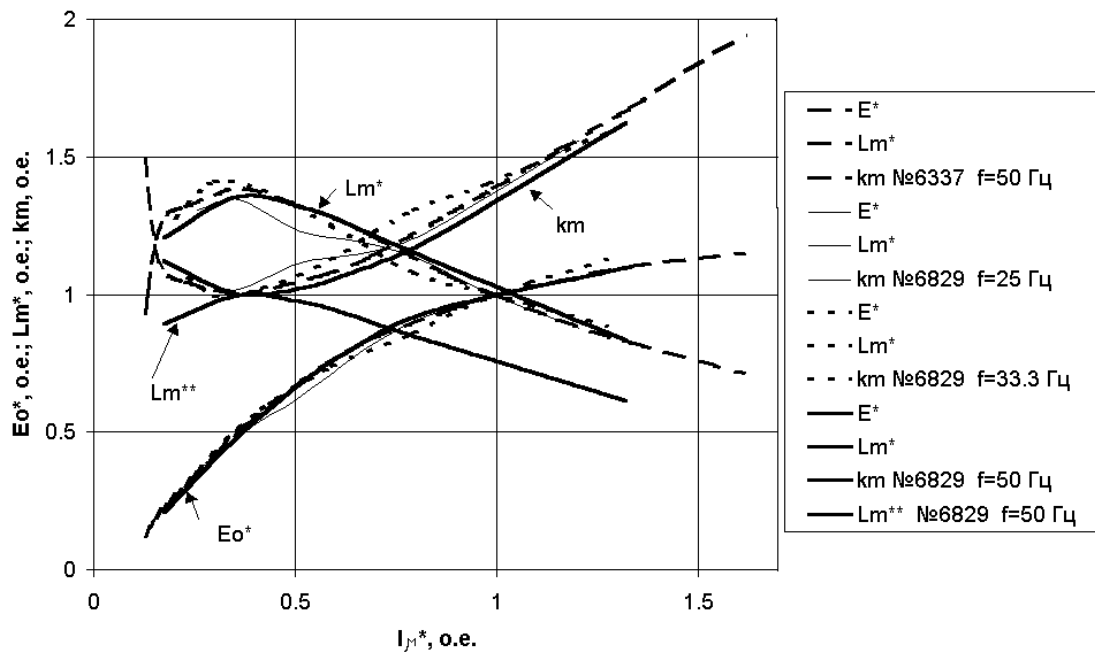


Рисунок 2.33 - Кривые намагничивания, главная индуктивность L_m

и коэффициент насыщения k_m

АД АЖВ250М2РУХЛ2 в относительных единицах

$I_{\mu} = I_0 \sin \varphi_0$ - ток ветви намагничивания в режиме холостого хода при заданном напряжении U_0 ;

I_0 - ток холостого хода.

Рассмотрение кривых намагничивания электротехнической стали в более широком частотном диапазоне показывает наличие зависимости L_m^* от частоты. За отсутствием других данных анализировались кривые намагничивания стали 1515 толщиной 0,35 мм при частотах 50, 400 и 1000 Гц, приведённые в [245, рисунок 2.37]. При этом за базисное значение была выбрана величина $H_0 = 100$ А/м. Как видно из рисунка 2.34, величина максимума L_m^* уменьшается с ростом частоты, при этом максимум смещается вправо по оси абсцисс, т.е. в область больших значений напряжённости магнитного поля.

В целом кривые L_m^* для существенно отличающихся друг от друга частот, рассмотренных на рисунке 2.34, не совпадают. Таким образом, для моделирования устройств, работающих на частотах, например, 900 Гц, некорректно пользоваться кривой намагничивания, полученной при 50 Гц. Необходима кривая намагничивания при частоте близкой к 900 Гц. Т.е. диапазон частот, в котором кривую L_m^{**} для данного объекта можно считать универсальной, ограничен интервалом приблизительно в 100 Гц, центрированным по частоте, на которой получены надёжные значения кривой намагничивания. Ввиду уменьшения глубины проникновения магнитного потока при высоких частотах абсолютную величину главной индуктивности при высоких частотах предпочтительно определять по опытным кривым намагничивания устройств, например, по формуле (2.79).

В случае трёхфазных трансформаторов, используемых для питания вспомогательного привода электровозов от преобразователя частоты, отсутствуют данные для построения их кривых намагничивания. Воспользуемся приближёнными данными, а именно кривой намагничивания стали Э3413 толщиной 0,5 мм при частоте 50 Гц. Недостающий участок кривой, приходящий в начало координат, аппроксимируем отрезком прямой. В результате на рисунках 2.35 – 2.36 получаем кривые L_m^{**} для трансформаторов разработки ADTranz (220 кВА) и ОАО «ВЭЛНИИ» (240 кВА). Данные об аппроксимации кривых намагничивания трансформаторов по пяти точкам, что является наиболее простым способом задания нелинейности при моделировании в САПР OrCAD 9.2 (одним стандартным функциональным блоком *TABLE*), приводятся в табл. 2.13 и на рисунках 2.35 – 2.36.

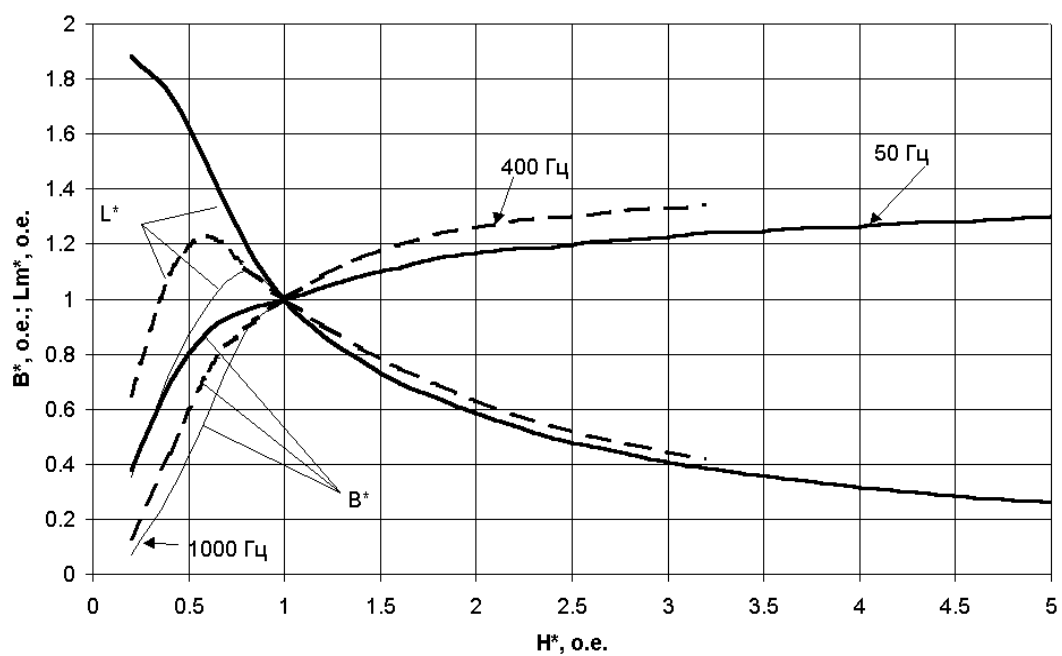


Рисунок 2.34 - Кривые намагничивания и главная индуктивность L_m
в относительных единицах для стали 1515 толщиной 0,35 мм
по данным [245]

Аналогично проведём аппроксимацию по пяти точкам кривой L_m^{**} для АД АЖВ250М2РУХЛ2 (см. табл. 2.14) по данным рисунков 2.31, 2.33. За основу возьмём данные по АД № 6337, т.к. они получены в наибольшем диапазоне значений I_μ .

Таблица 2.13 - Аппроксимация кривых L_m^{**} для трансформаторов фирм *ADTranz* и ОАО «ВЭЛНИИ» по пяти точкам

Трансформатор <i>ADTranz</i>		Трансформатор ВЭЛНИИ
$ i_\mu^* $, о.е.	L_m^{**} , о.е.	$ i_\mu^* $, о.е.
0	0,75	0
0,2712	1	0,2319
2,3729	0,351648	2,029
6,7797	0,134615	5,7971
67,7966	0,0153846	57,971

Таблица 2.14 - Аппроксимация кривой L_m^{**} для АД АЖВ250М2РУХЛ2

$ i_\mu^* $, о.е.	L_m^{**} , о.е.
0	0,6
0,128443	0,672347
0,189353	0,935853
0,375265	1
1,615996	0,514678

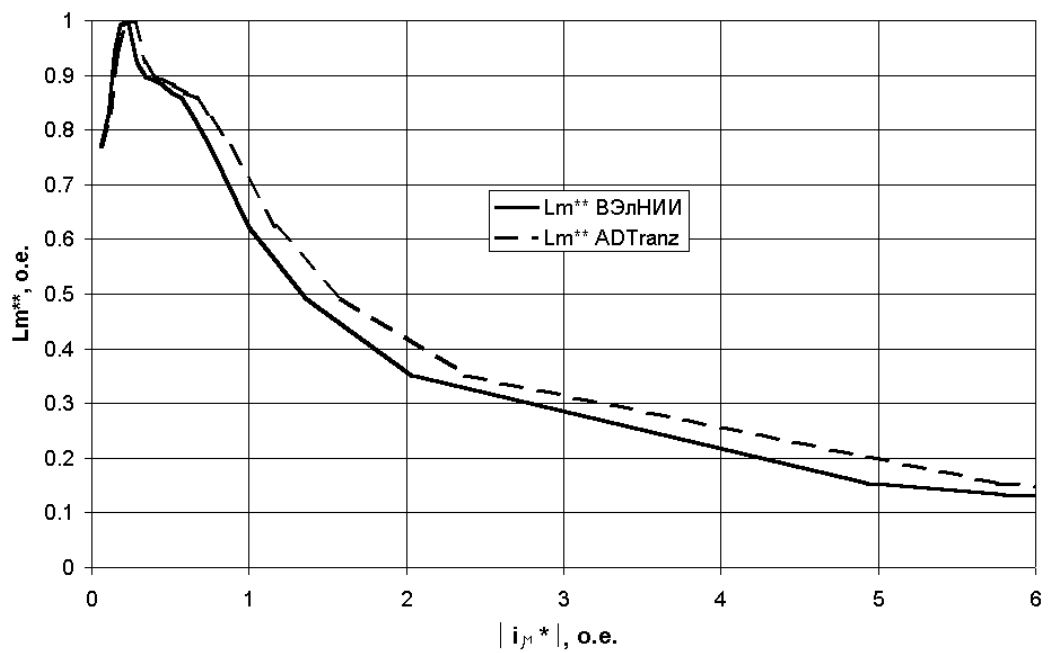


Рисунок 2.35 - Кривые L_m^{**} , используемые для трансформаторов фирм ADTranz и ОАО «ВЭЛНИИ»

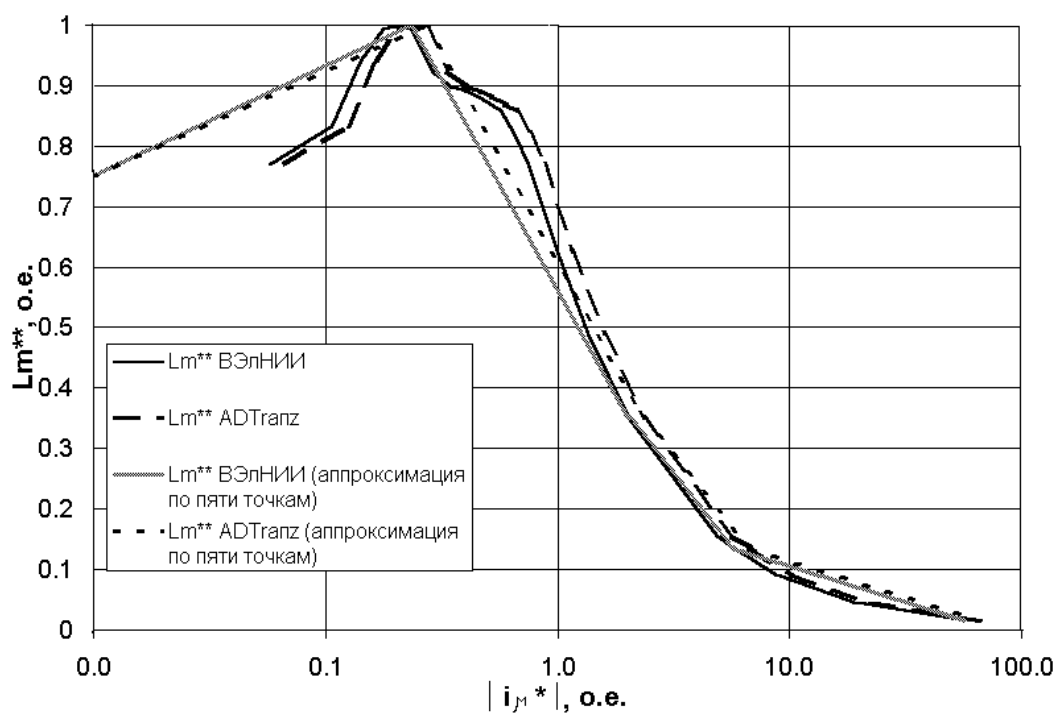


Рисунок 2.36 - Кривые L_m^{**} , используемые для трансформаторов фирм ADTranz и ОАО «ВЭЛНИИ»

2.5. РАСШИРЕНИЕ КОМПЬЮТЕРНОЙ МОДЕЛИ ТРЁХФАЗНОГО ДВУХОБМОТОЧНОГО ТРАНСФОРМАТОРА ДО ВОЗМОЖНОСТИ МОДЕЛИРОВАНИЯ СХЕМЫ «ЗИГЗАГ»

Соединение «зигзаг» используется, когда возможна неравномерная нагрузка фаз с наличием токов нулевой последовательности [191]. Так как в современных электроприводе и электроэнергетике получили распространение схемы с многопульсными системами выпрямителей [146], а также с преобразователями частоты на основе многоуровневых автономных инверторов напряжения [145, 147], то востребованными являются математические и компьютерные модели трёхфазных трёхобмоточных трансформаторов, а также трансформаторов с обмотками, соединёнными по схеме «зигзаг». Заявленные модели можно получить на основе опубликованных в [193, 229, 230] математических и компьютерных моделей трёхфазного двухобмоточного трансформатора с единым магнитопроводом.

Известны компьютерные модели трёхфазного трёхобмоточного трансформатора и трёхфазного трансформатора с соединением первичной обмотке по схеме «зигзаг» в *MATLAB Simulink* [125]. Недостатком является то, что модели построены на основе трёх однофазных трёхобмоточных трансформаторов.

Результаты моделирования несимметричных режимов трёхстержневого трансформатора Y/Z_0 опубликованы в [236].

Из [143] следует, что каждая фаза схемы соединения обмоток «равноплечий зигзаг» формируется из двух одинаковых полуобмоток, соединённых последовательно. Причём, сдвиг ЭДС в полуобмотках составляет 60° эл. Например, в трансформаторе со схемой и группой состояния $D/Z - 0$, можно констатировать, что ЭДС одной из полуобмоток составляет с ЭДС первичной обмотки группу 1 (отставание на 30° эл.), а другая полуобмотка – группу 11 опережение на 30° эл.).

В первую очередь, получим компьютерную модель трёхфазного трёхобмоточного трансформатора $D/Y/Y - 1 - 11$, где имеются две одинаковые вторичные обмотки. За основу возьмём параметры двухобмоточного трансформатора [193], по отношению ко вторичной обмотке которого каждая из вторичных обмоток трёхобмоточного будет представлять половину. Основные элементы компьютерной модели показаны на рисунках 2.37 – 2.39. Получив приемлемые результаты моделирования трансформатора $D/Y/Y - 1 - 11$, можно приступить к составлению модели $D/Z - 0$. Для этого следует вывести иерархического блока, символизирующего трёхобмоточный трансформатора, соединить таким образом, как показано на рисунке 2.40 [246]: начала фаз вторичной обмотки, концы которой соединены в одну точку, присоединить к концам одноимённых фаз другой вторичной обмотки. Начала фаз последней соединяются с нагрузкой. Со-

держимое иерархического блока для модели $D/Z - 0$ остаётся тем же, что показано на рисунках 2.37 – 2.39 для $D/Y/Y - 1 - 11$.

При соединении вторичной обмотки по схеме «зигзаг» модель даёт величину напряжения на вторичной обмотке в 1,15 раза меньше, чем при соединении вторичной обмотки по схеме «звезда», что верно [191].

На рисунке 2.41 представлены результаты моделирования напряжений в режиме холостого хода трансформатора $D/Z - 0$.

Разработанная компьютерная модель пригодна для получения нестандартных групп соединения при схеме «неравноплечий зигзаг». В модели возможен учёт нелинейности кривой намагничивания.

2.6. МОДЕЛИРОВАНИЕ ТРЁХФАЗНОГО ДВУХУРОВНЕВОГО АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА НАПЯЖЕНИЯ С ЖЁСТКОЙ КОММУТАЦИЕЙ

2.6.1. СПОСОБ ФОРМИРОВАНИЯ ПОТЕНЦИАЛОВ И НАПЯЖЕНИЙ АИН

В [176, 247] описана схема АИН, представленная на рисунке 2.42, то есть с заземлённой средней точкой входного источника постоянного напряжения, а также даны эпюры потенциалов и напряжений и алгоритм работы ключей АИН для этого случая.

Приняв условные обозначения аналогично [176], запишем основные соотношения для напряжений АИН: $\varphi_c, \varphi_b, \varphi_a$ - потенциалы относительно земли выходных клемм соответствующих фаз АИН; u_{ab}, u_{bc}, u_{ca} - линейные (междуфазные) напряжения на нагрузке; φ_0 - потенциал нейтральной точки нагрузки, соединённой по схеме «звезда», относительно земли; U_d - входное постоянное напряжение АИН; u_a, u_b, u_c - фазные напряжения на нагрузке; Z_a, Z_b, Z_c - комплексные сопротивления фаз нагрузки; $VT1, VT2, VT3, VT4, VT5, VT6$ - транзисторные ключи АИН; $VD1, VD2, VD3, VD4, VD5, VD6$ - встречно-параллельные диоды АИН.

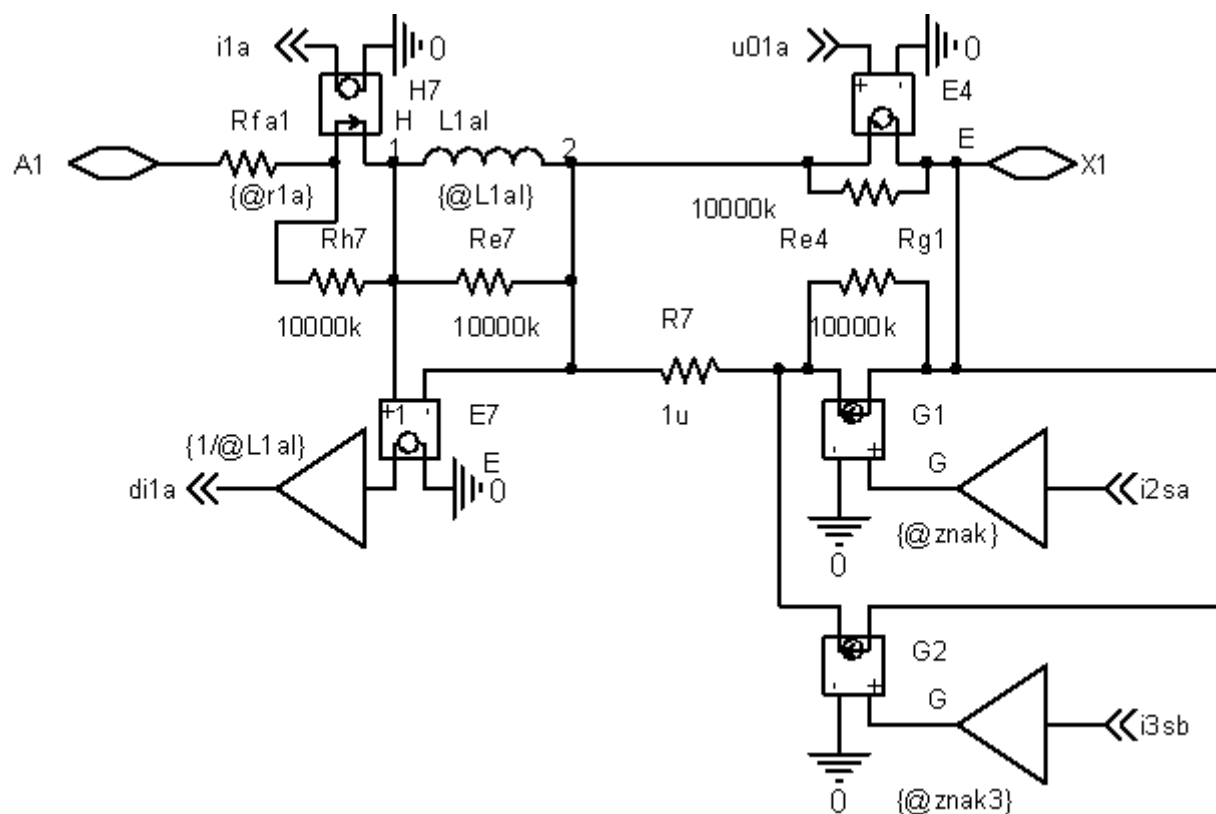


Рисунок 2.37 - Графическое изображение компьютерной модели фазы А первичной обмотки трансформатора D/Y/Y – 1 – 11

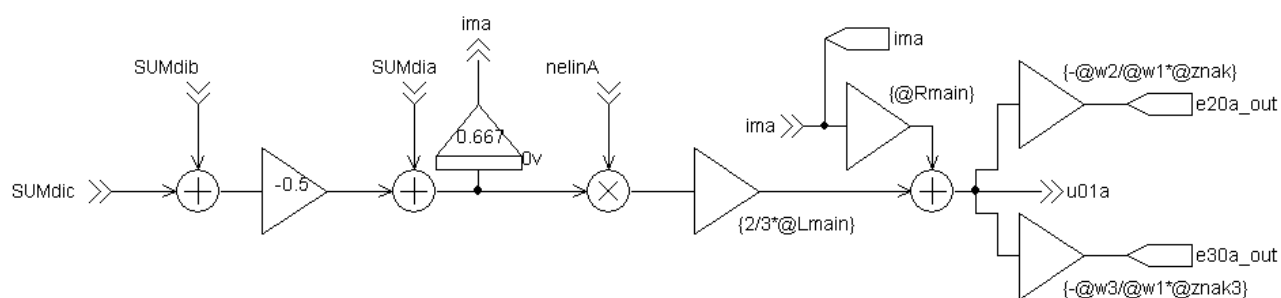


Рисунок 2.38 - Графическое изображение компьютерной модели ветви намагничивания фазы А трансформатора D/Y/Y – 1 – 11

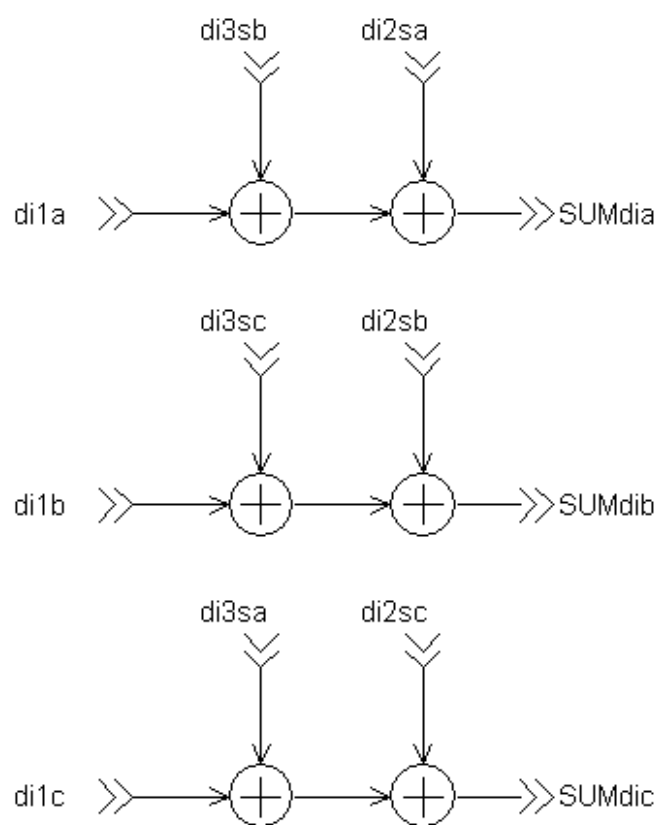


Рисунок 2.39 - Суммы производных токов фаз трансформатора D/Y/Y – 1 – 11

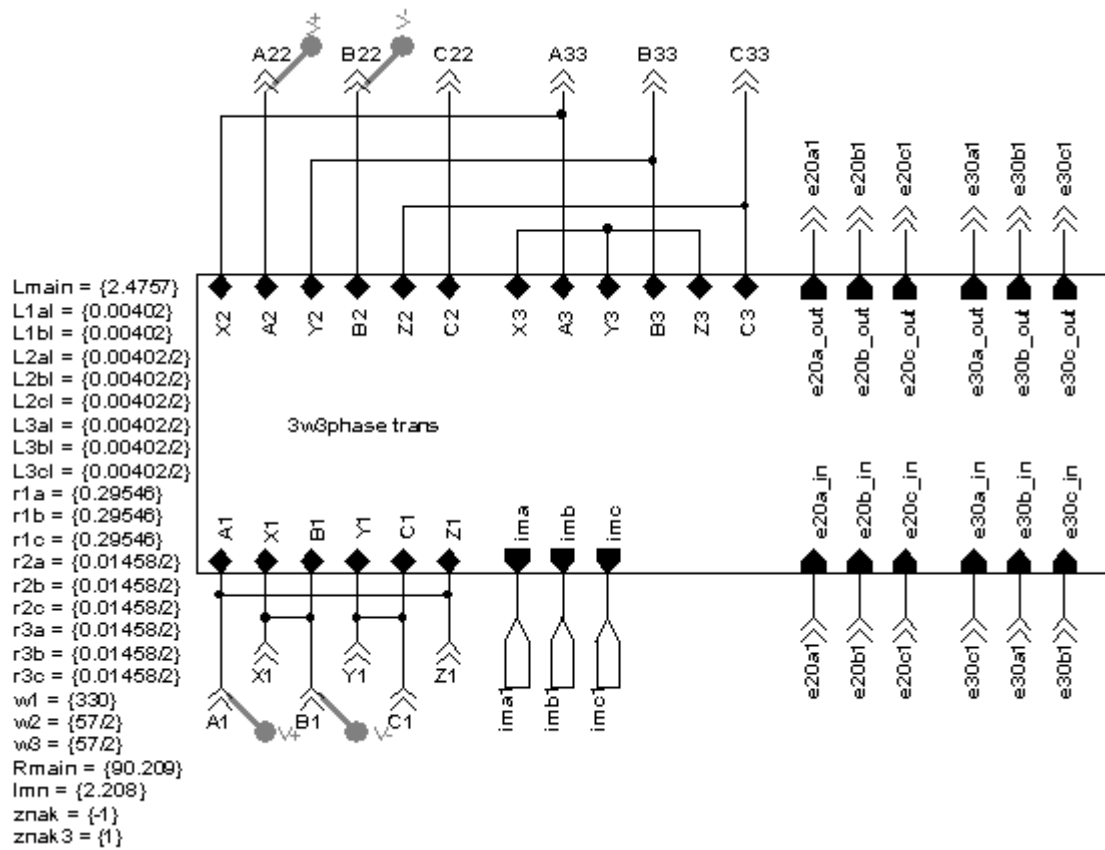


Рисунок 2.40 - Иерархический блок, символизирующий модель трансформатора D/Z – 0 (получена за счёт последовательного соединения фаз вторичных обмоток модели D/Y/Y – 1 – 11)

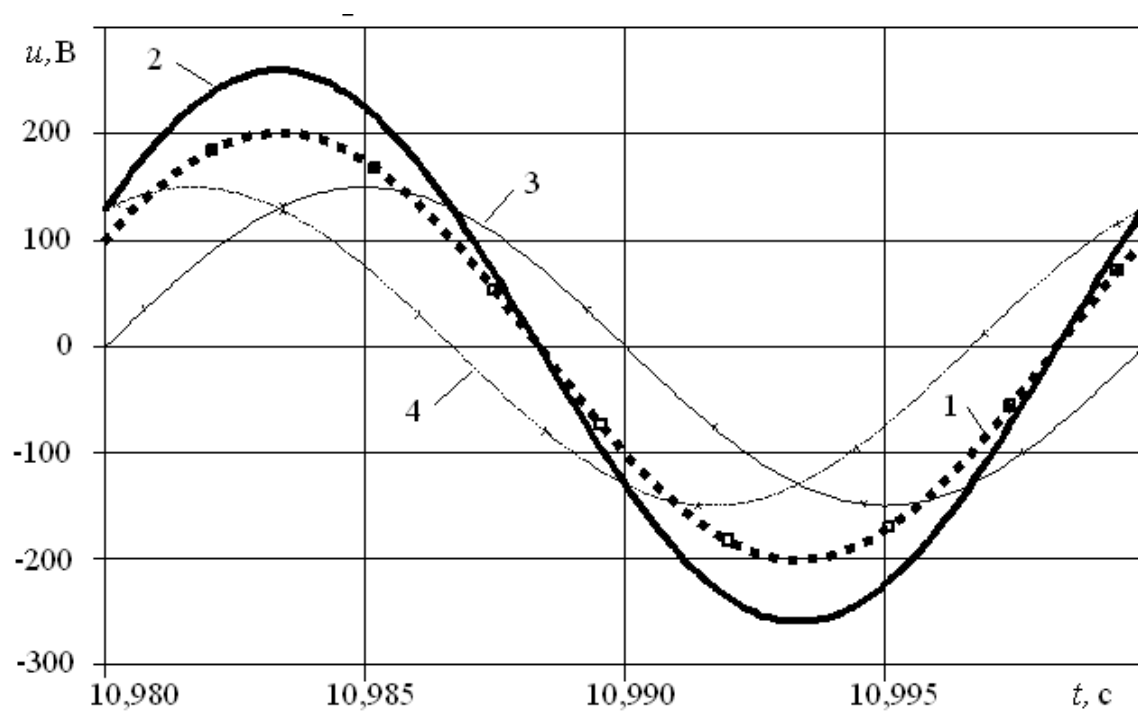


Рисунок 2.41 - Результаты моделирования режима холостого хода трансформатора $D/Z = 0$. Кривые: 1 – напряжение фаза – ноль первичной обмотки (уменьшено в 5 раз); 2 – фазное напряжение вторичной обмотки; 3 и 4 – соответственно фазные напряжения полуобмоток с отставанием и опережением на 30° эл.

$$u_{ab} = \varphi_a - \varphi_b; \quad (2.80)$$

$$u_{bc} = \varphi_b - \varphi_c; \quad (2.81)$$

$$u_{ca} = \varphi_c - \varphi_a; \quad (2.82)$$

$$\varphi_0 = (\varphi_a + \varphi_b + \varphi_c)/3; \quad (2.83)$$

$$u_a = \varphi_a - \varphi_0; \quad (2.84)$$

$$u_b = \varphi_b - \varphi_0; \quad (2.85)$$

$$u_c = \varphi_c - \varphi_0. \quad (2.86)$$

Возможен другой вариант исполнения головной части схемы АИН, когда у входного источника постоянного напряжения заземлена минусовая клемма (рисунок 2.43). Такая схема использована на тяговых преобразователях промышленного электровоза постоянного тока НПМ2 [248], эксплуатируемого на Магнитогорском металлургическом комбинате, и магистрального электровоза постоянного тока 2ЭС10: клемма «+» присоединена к контактному проводу, а клемма «-» присоединена к рельсу.

Выражения (2.80) – (2.86) универсальны для описания потенциалов и напряжений схем на рисунках 2.42 и 2.43, что сделано соответственно на рисунках 2.44 а) и б) для одноимпульсной формы выходного напряжения АИН [222]. Очевидно, что разница между схемами по рисункам 2.42 и 2.43 при формировании потенциалов фаз АИН относительно земли заключается в том, что в схеме на рисунке 2.42 при открытии верхнего транзистора фазы формируется потенциал величиной $0,5U_d$, а при открытии нижнего транзистора потенциал величиной $-0,5U_d$. В случае же схемы на рисунке 2.43 при открытии верхнего транзистора фазы формируется потенциал величиной U_d , а при открытии нижнего транзистора потенциал величиной 0 . Это обстоятельство приводит к существенной разнице в величине и форме φ_0 в рассматриваемых двух случаях.

Для схемы на рисунке 2.42 потенциал φ_0 составляют исключительно нечётные гармонические составляющие порядок которых кратен трём: 3, 9, 15, 21, ... Эти гармонические составляющие относятся к нулевой последовательности. Для схемы на рисунке 2.43 к

указанному гармоническому составу добавляется постоянная составляющая. При этом фазные и линейные напряжения для рассматриваемых вариантов схем АИН формируются идентично.

Справедливость наличия постоянной составляющей в спектре Φ_0 подтверждается для схемы АИН согласно рисунку 2.43 данными [112]. На рисунке 2.45 согласно [112] показаны напряжения при центрированной векторной ШИМ напряжения: U_{BXA} , U_{BXB} , U_{BXC} – выходные напряжения фаз инвертора относительно нуля звена постоянного тока; U_{CT} – напряжение средней точки трехфазной соединенной звездой симметричной нагрузки относительно нуля звена постоянного тока; $U_{\phi A}$, $U_{\phi B}$, $U_{\phi C}$ – фазные напряжения трехфазной соединенной звездой симметричной нагрузки.

Видно, что средняя точка нагрузки получила треугольное смещение с частотой третьей гармоники заданного статорного напряжения.

Вообще практикам-разработчикам ЧРЭП факт наличия постоянной составляющей в потенциале нейтральной точки нагрузки, соединённой по схеме «звезда», при схеме АИН согласно рисунку 2.43 хорошо известен. Тем не менее, этот факт не нашёл отражения в технической литературе, что может приводить к досадным недоразумениям. Одной из целей публикации [228] было обратить внимание на этот факт. Первоначально публикация планировалась автором в журнале «Вестник ВНИИЖТ», однако у рецензента, уважаемого и известного учёного, возникло неожиданное возражение. Далее приводится выдержка из рецензии: «Из теории работы трехфазного инвертора напряжения известно (см., например, авт. Г.С. Зиновьев «Основы силовой электроники», Новосибирск, 2009, рисунок 8.3.12, нижний график), что напряжение нулевой последовательности имеет форму знакопеременных прямоугольников. На рисунке 8.3.12 иллюстрируется простейший алгоритм одноимпульсного управления инвертором. Любые формы широтно-импульсной модуляции не должны приводить к появлению постоянной составляющей напряжения».

Автор связался с Г.С. Зиновьевым и задал вопрос о возможности появления постоянной составляющей в потенциале нейтральной точки нагрузки, питаемой от АИН по схеме рисунка 2.43. Профессором кафедры электроники и электротехники Новосибирского государственного технического университета, автором [247] Г.С. Зиновьевым в адрес автора были любезно предоставлены результаты компьютерного моделирования в программе *PSIM* (программное обеспечение, специально разработанное для силовой электроники и электроприводов <http://powersimtech.com/products/>) для схемы рисунка 2.43: на рисунке 2.46 – при вырожденной ШИМ напряжения (одноимпульсный режим аналогично рисунку 2.44), на рисунке 2.47 – при синусоидальной ШИМ.

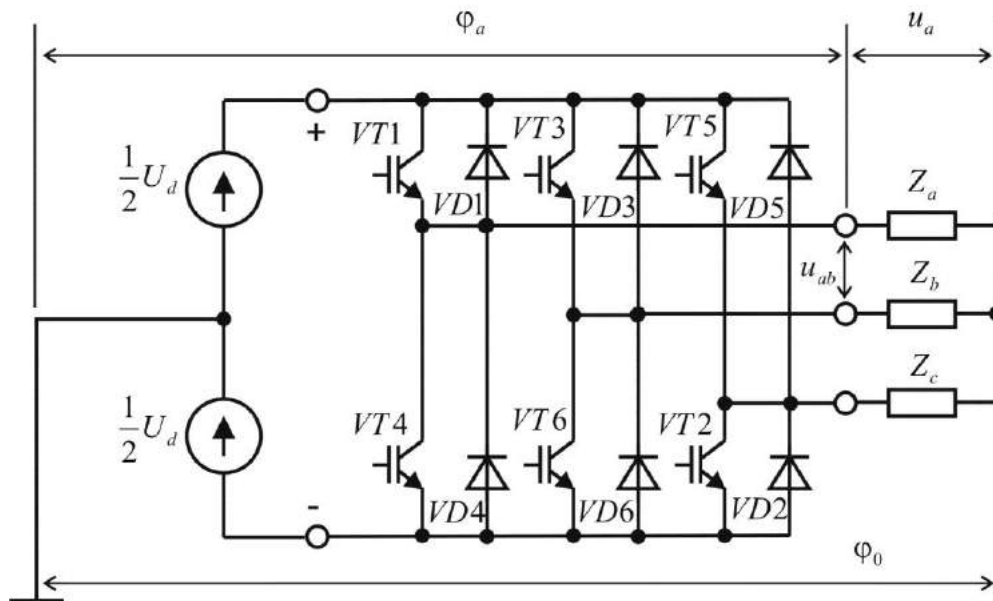


Рисунок 2.42 - Вариант схемы АИН с заземлённой средней точкой входного источника постоянного напряжения

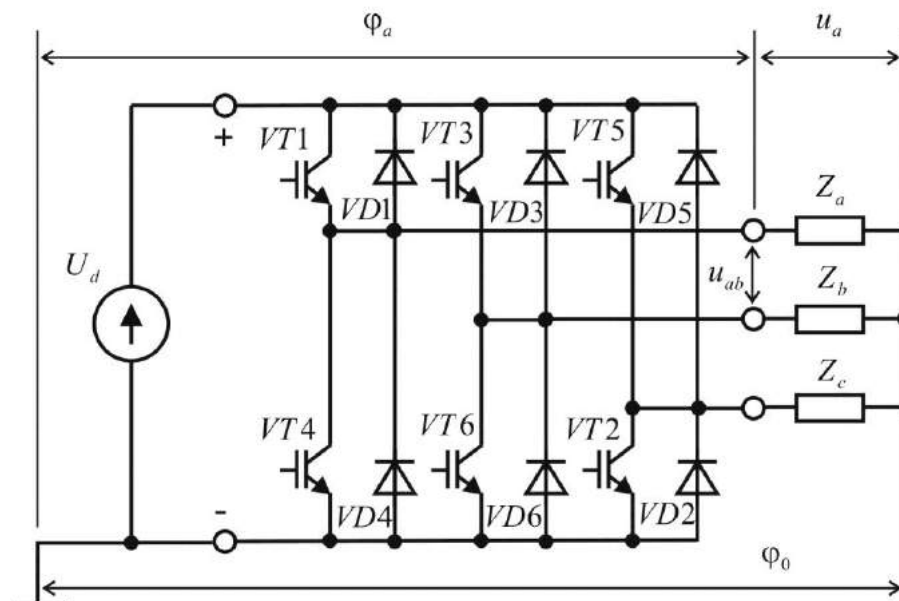


Рисунок 2.43 - Вариант схемы АИН с заземлённой минусовой клеммой входного источника постоянного напряжения

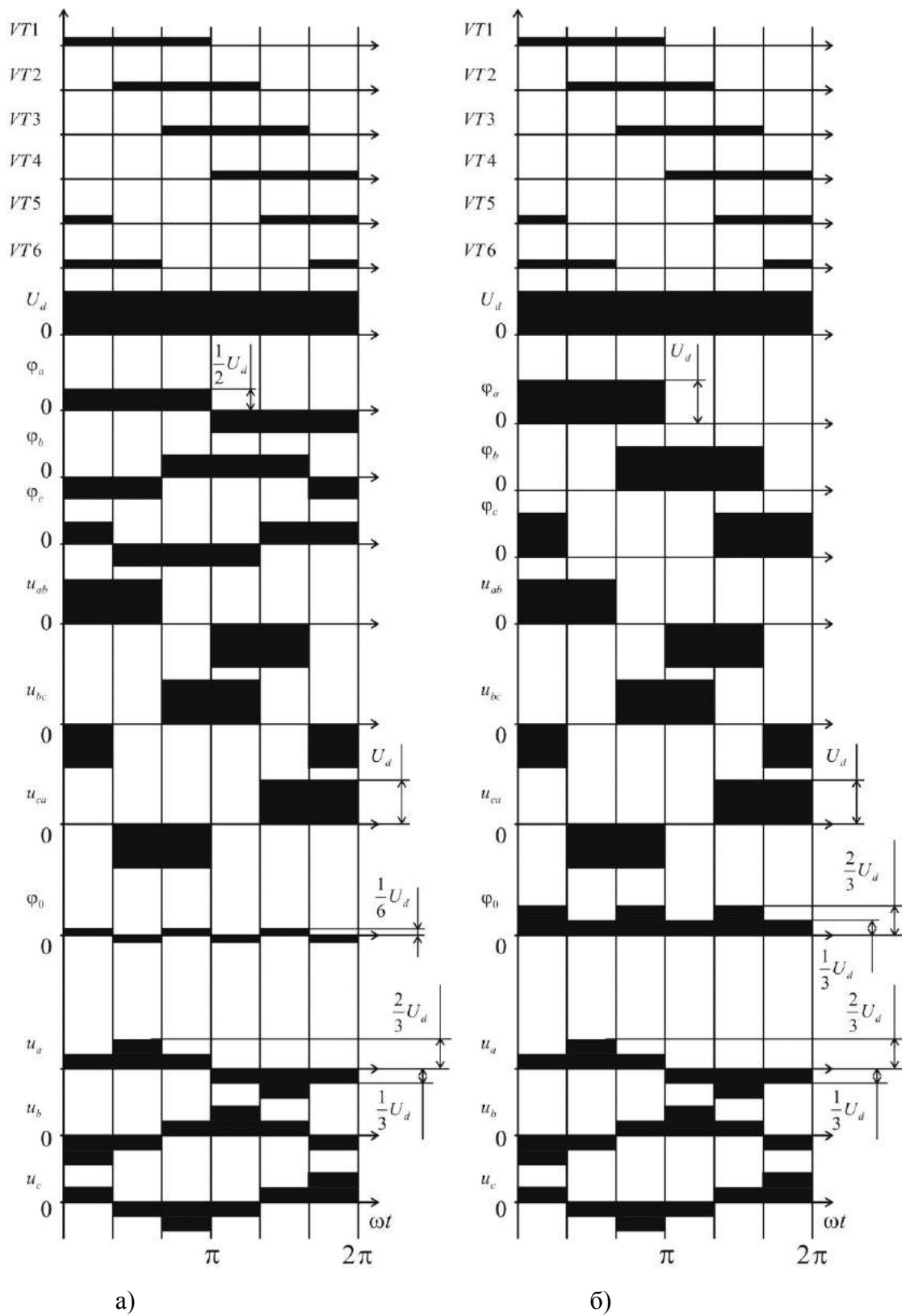


Рисунок 2.44 - Эпюры потенциалов и напряжений АИН:

а) по варианту рисунка 2.42; б) по варианту рисунка 2.43

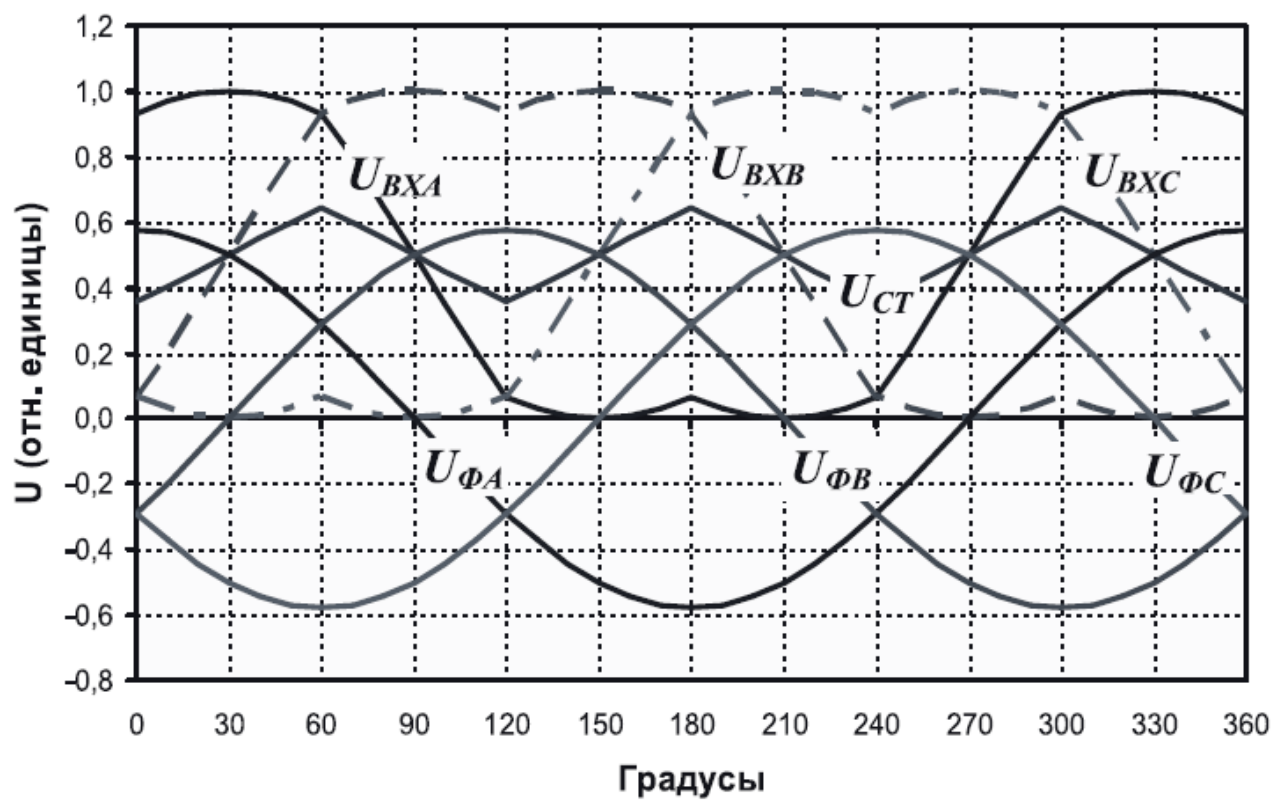


Рисунок 2.45 - Эпюры потенциалов и напряжений АИН при центрированной векторной ШИМ напряжения

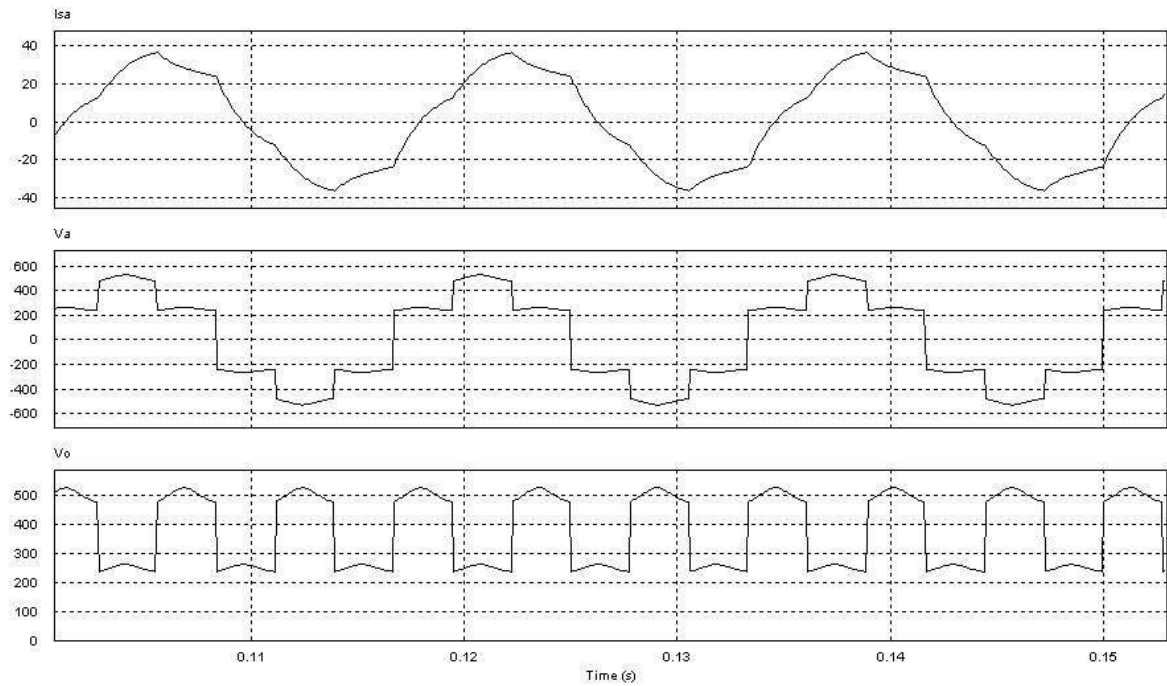


Рисунок 2.46 - Результаты компьютерного моделирования в программе *PSIM* для схемы рисунка 2.43 – при вырожденной ШИМ напряжения (одноимпульсный режим)

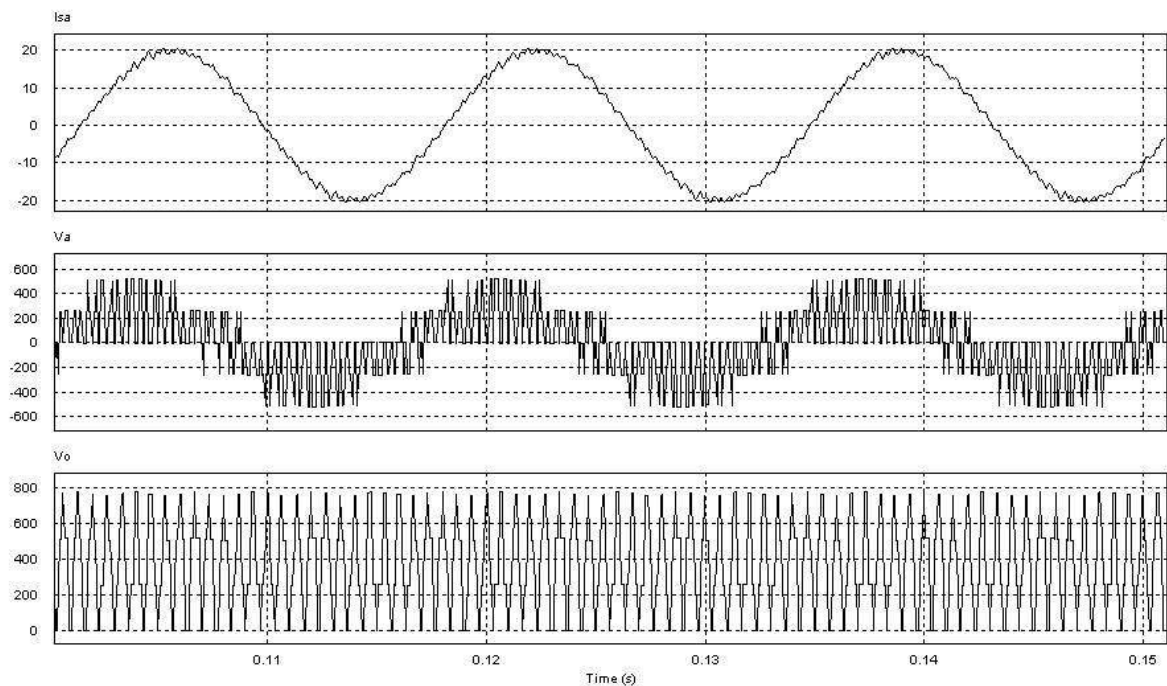


Рисунок 2.47 - Результаты компьютерного моделирования в программе *PSIM* для схемы рисунка 2.43 – при синусоидальной ШИМ)

На рисунках 2.46 – 2.47 сверху вниз: ток фазы, напряжения фазы, потенциал нейтральной точки нагрузки, соединённой по схеме «звезда». Потенциал нейтральной точки содержит постоянную составляющую. Далее приводится выдержка из ответа Г.С. Зиновьева: «Вы правы в своих рассуждениях, в подтверждение чего я вам высылаю диаграммы процессов в программе *PSIM* в вашей схеме с заземленной нулевой клеммой при синусоидальной ШИМ и вырожденной ШИМ. Спасибо за интересный пример».

2.6.2. ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ АИН

Наряду с силовой частью АИН в состав имитационной модели входят система распределения импульсов управления по ключам силовой части АИН и схема формирования синусоидального сигнала переменной амплитуды и частоты. На рисунке 2.48 показана одна фаза имитационной модели силовой части двухуровневого АИН, выполненного по трёхфазной мостовой схеме [249]. На рисунке 2.48 параллельные цепи слева - направо: C_{fB} - часть ёмкости фильтра звена постоянного напряжения, приходящаяся на фазу; C_{sB} - снабберная ёмкость; $VT1$ и $VT2$ – имитация транзисторных ключей фазы АИН посредством идеализированных ключей, управляемых напряжением. Встречно – параллельно транзисторным ключам подключены диоды $VD1$ и $VD2$.

На рисунке 2.49 показан вариант собранной в *OrCAD* компьютерной модели силовой части трёхфазного мостового АИН, включая несимметричные по пространственному расположению выходные шины, защитные цепочки полупроводниковых приборов в виде дельта-конденсаторов и некоторые паразитные параметры монтажа [250].

Использование идеализированных ключей, управляемых напряжением, вместо более совершенных моделей транзисторов из библиотек *OrCAD* позволяет достичь разумного компромисса между степенью детализации моделирования электромагнитных процессов в ПЧ и временем моделирования. Такой подход вполне допустим, если не требуется, например, рассмотрение процессов в ЧРЭП с «длинным кабелем» между ПЧ и АД или подробностей работы каждого транзистора. Подобный подход использован также в [119, 122].

На рисунке 2.50 показана модель системы распределения импульсов управления по ключам силовой части АИН для ключей $VT1$ и $VT2$ одной фазы [249]. Входными сигналами для формирования импульсов напряжения для открытия или закрытия $VT1$ и $VT2$ являются напряжения Ut - разворачивающий (несущий) двуполярный сигнал треугольной формы и UA – модулирующий сигнал синусоидальной формы.

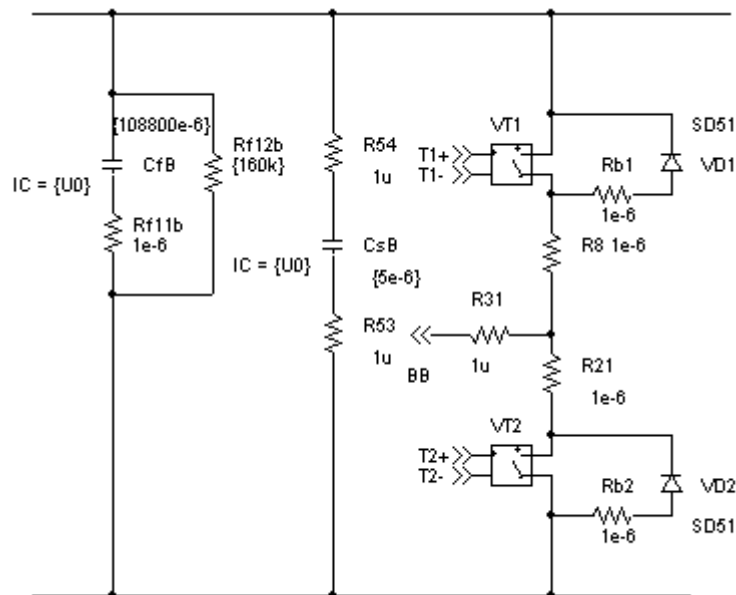


Рисунок 2.48 - Одна фаза компьютерной модели силовой части АИН

PARAMETERS:

f = 50

Ni = 24

U0 = 660

Km = 1.1

Ucontrol = {15}

f - частота модулирующего напряжения, Гц

Km - коэффициент модуляции

Ucontrol - напряжение управления ключами АИН, В

U0 - напряжение в звене постоянного напряжения на входе АИН, В

Ni - количество импульсов разворачивающего напряжения за период модулирующего (число импульсов выходного напряжения АИН за полупериод основной гармоники)

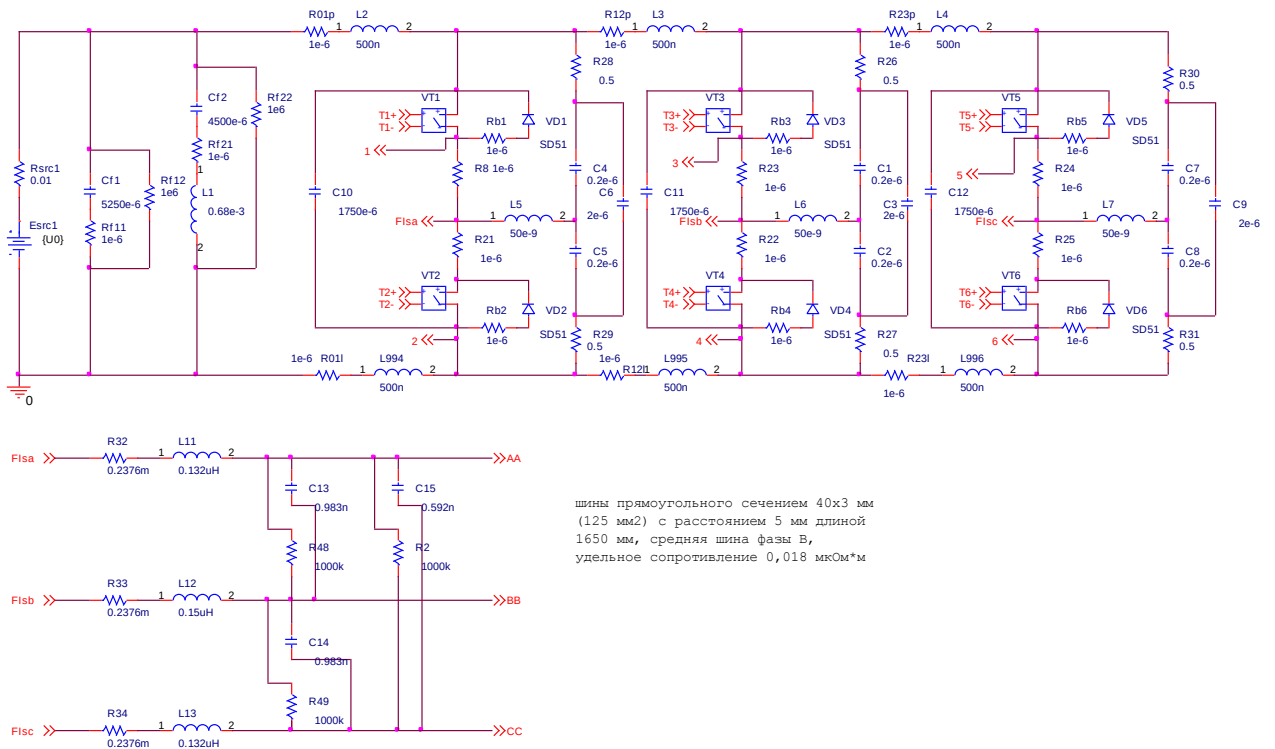


Рисунок 2.49 - Схема силовой части АИН, включая несимметричные по пространственному расположению выходные шины

Напряжения на выводах $T1$ и $T2$ на рисунке 2.50 формируются таким образом, чтобы исключить возможность одновременного нахождения в открытом состоянии ключей $VT1$ и $VT2$ во избежание короткого замыкания ПЧ. Дополнительно с целью исключения перекрытия по времени открытого состояния вертикально расположенных ключей фазы АИН формируются задержки передних фронтов сигналов коммутации ключей $VT1$ и $VT2$ посредством $R2$ и $C1$ для ключа $VT1$ и $R3$ и $C2$ для ключа $VT2$.

В описываемой имитационной модели ЧРЭП формирование напряжения на выходе ПЧ производится по вертикальному принципу аналоговой синусоидально-треугольной широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Блок формирования разворачивающего напряжения Ut как периодического трапецеидального сигнала с очень короткой длительностью импульса при амплитудном значении ($PW = 0,0000001$ с), то есть квази-треугольной формы, показан слева на рисунке 2.50, где длительности переднего и заднего фронта сигнала, с, рассчитываются как:

$$TR = TF = \frac{1}{2f \cdot N_i} - 0,0000005, \quad (2.87)$$

где f , Гц – частота модулирующего напряжения, основная гармоника напряжения, формируемого АИН;

N_i – количество импульсов разворачивающего напряжения за период модулирующего (число импульсов выходного напряжения АИН за полупериод основной гармоники).

При этом период повторяемости квази-треугольного сигнала составляет, с:

$$PER = \frac{1}{f \cdot N_i} \quad (2.88)$$

Таким образом, напряжение Ut имеет частоту переключения АИН или несущую частоту ШИМ $f_{\text{ШИМ}}$.

Пример компьютерного моделирования сигналов коммутации ключей $VT1$ и $VT2$, сформированных посредством схемы, показанной на рисунке 2.50, приведён на рисунке 3.51, где графики: 1 – потенциал точки $T1$; 2 – потенциал точки $T2$; 3 – разность потенциалов между точками $T1+$ и $T1-$; 4 – разность потенциалов между точками $T2+$ и $T2-$. Для большей наглядности график 3 сдвинут на 2 В вверх, а график 4 – на 2 В вниз.

Возможные принципы формирования потенциалов АИН описаны в [228].

Известно, что при классическом алгоритме трёхфазной синусоидально-треугольной ШИМ, базирующемся на сравнении синусоидального модулирующего сигнала и треугольного сигнала несущей частоты, невозможно получить выходное напряжение первой гармоники АИН выше, чем 0,827 напряжения сети [221].

Нам же необходимо получить при 50 Гц на выходе АИН то же линейное напряжение 400 В, что и на входе выпрямителя (при питании ПЧ от трёхфазной сети). Отсюда вытекает идея предмодуляции: применение несинусоидального закона для модуляции длительности импульсов потенциалов фаз φ_A , φ_B и φ_C , который обеспечивает увеличение амплитуды основной гармоники, но при этом в спектре ШИМ-последовательностей φ_A , φ_B и φ_C помимо основной гармоники содержатся только гармоники нулевой последовательности, то есть гармоники, кратные трем. Дополнительно для повышения выходного напряжения АИН можно использовать перемодуляцию. Под перемодуляцией в данном случае подразумевается увеличение вектора модулирующего (и выходного) напряжения за пределы реализуемых значений, то есть реализация векторов напряжения больших единицы (в относительных величинах).

Для моделирования выбран алгоритм синусоидально-треугольной ШИМ с предмодуляцией синфазной с первой третьей гармоникой с амплитудой 0,167 от первой гармоники и перемодуляцией первой гармоники в $\frac{\pi}{2}$ раз [251]. Схема блока формирования модулирующего напряжения переменной амплитуды и частоты (описана в [252]) показана на рисунке 2.52 в варианте

для реализации закона частотного регулирования $\frac{U}{f^2} = \text{const}$. На рисунке 2.53 показан вариант

блока формирования модулирующего напряжения переменной амплитуды и частоты для

закона регулирования $\frac{U}{f} = \text{const}$ при отсутствии предмодуляции и перемодуляции. Если тре-

буется получение прямоугольного модулирующего сигнала, этого можно достичь, многократно увеличивая амплитуду синусоиды и ограничивая её нелинейностью на заданном уровне. Вид синусоидального сигнала с перемодуляцией и предмодуляцией третьей гармоникой показан на рисунке 2.54. Вариант предмодуляции третьей гармоникой показан приведён также в [179].

Идея компьютерной модели схемы формирования трёхфазного синусоидального сигнала переменной амплитуды и частоты заимствована в пакете *Matlab Simulink* (см. рисунок 2.55).

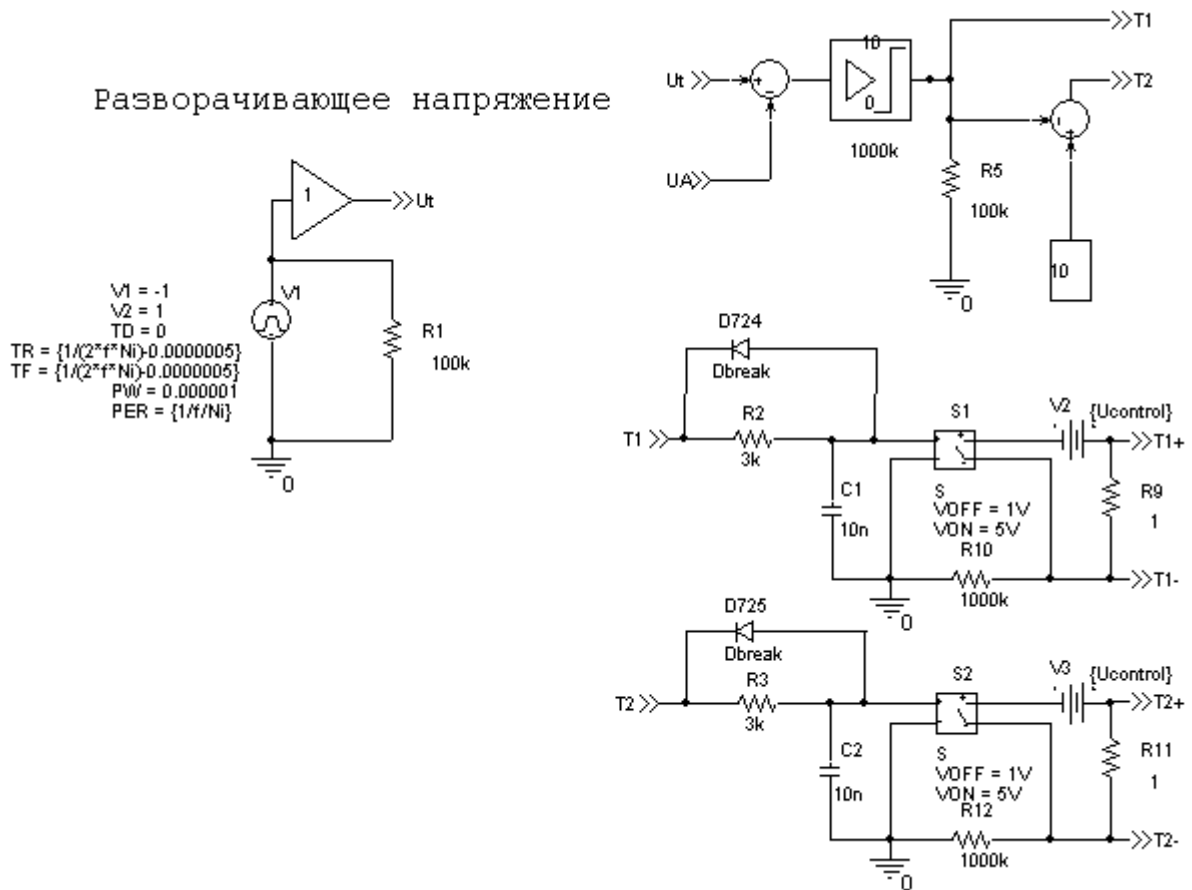


Рисунок 2.50 - Компьютерная модель системы распределения импульсов управления по ключам силовой части АИН для ключей VT1 и VT2 одной фазы

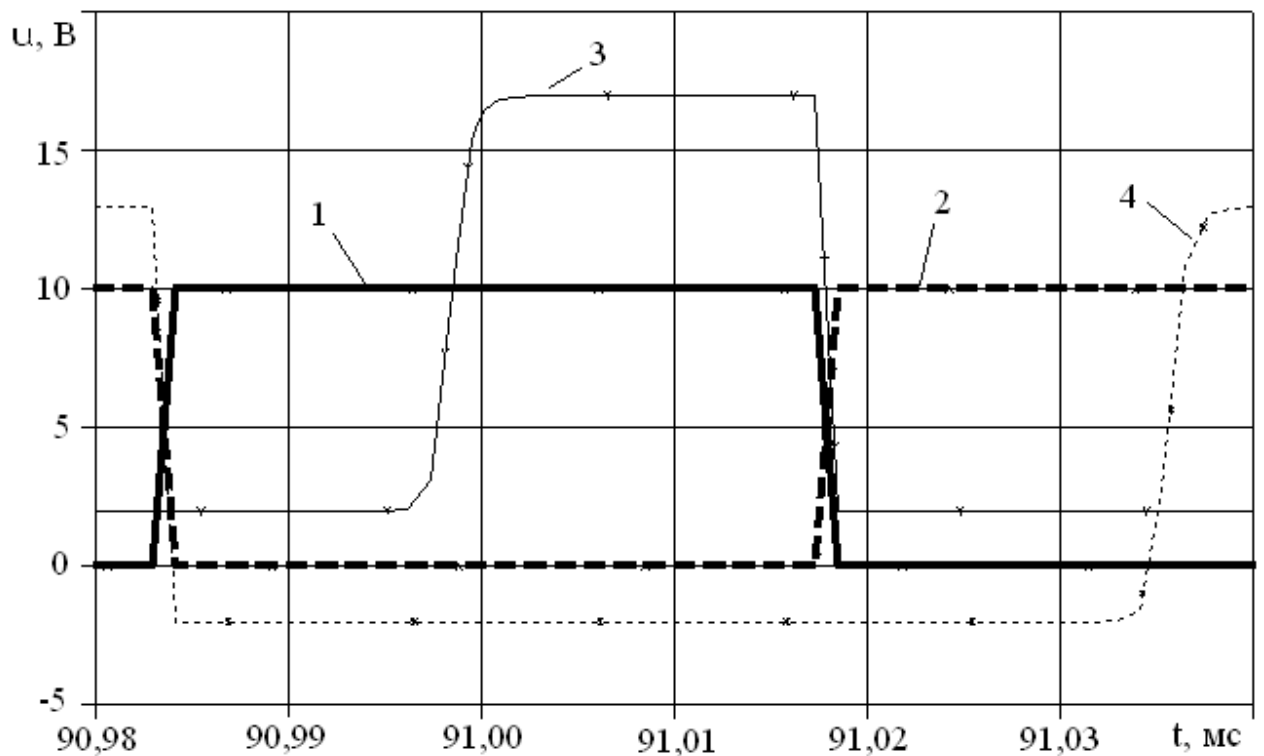


Рисунок 2.51 - Результат моделирования сигналов коммутации ключей VT1 и VT2

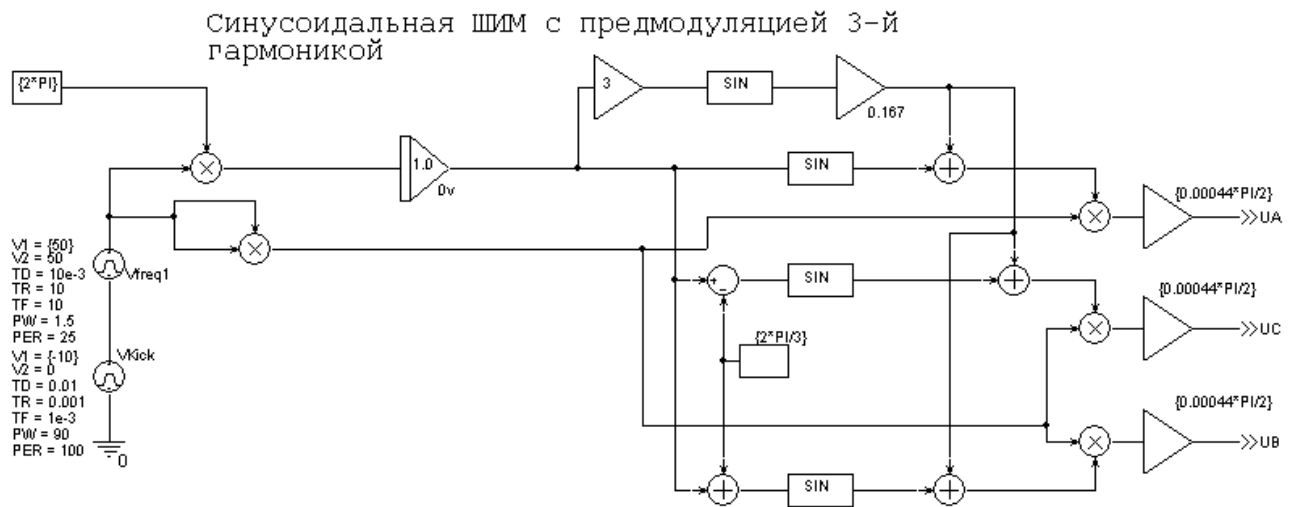


Рисунок 2.52 - Компьютерная модель схемы формирования трёхфазного синусоидального сигнала

переменной амплитуды и частоты (вариант для закона регулирования $\frac{U}{f^2} = \text{const}$)

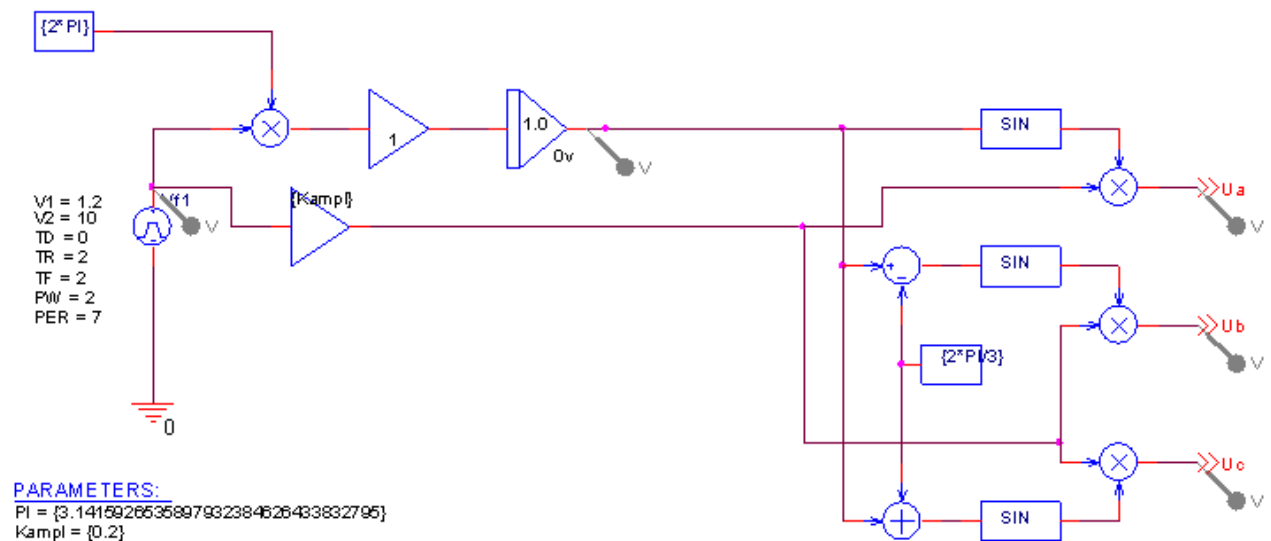


Рисунок 2.53 - Компьютерная модель схемы формирования трёхфазного синусоидального сигнала

переменной амплитуды и частоты (вариант для закона регулирования $\frac{U}{f} = \text{const}$)

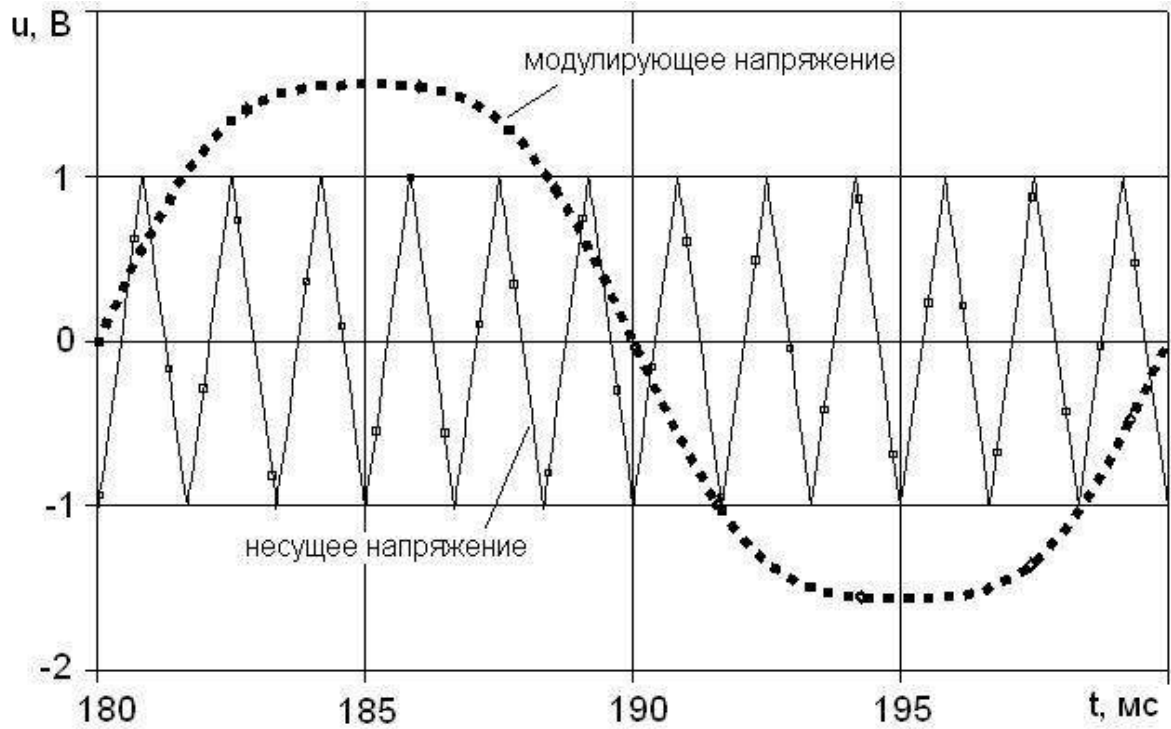


Рисунок 2.54 - Вид синусоидального сигнала с перемодуляцией и предмодуляцией третьей гармоникой (случай наибольшего модулирующего напряжения)

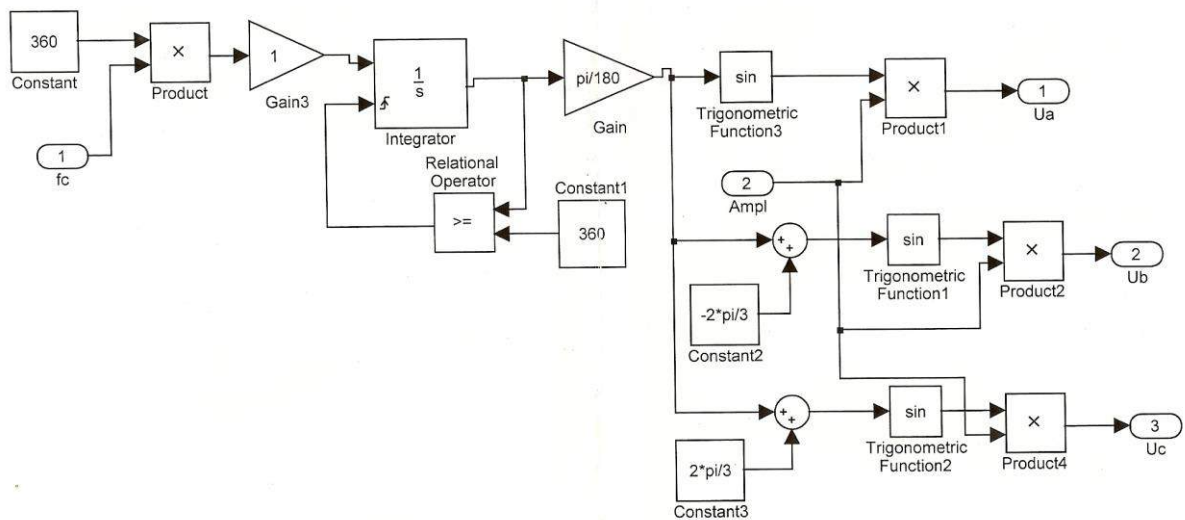


Рисунок 2.55 - Схема, реализующая формирование трёхфазной системы синусоидальных напряжений регулируемой частоты в пакете *Matlab Simulink*

Рисунки 2.56 – 2.59 демонстрируют различные результаты моделирования с помощью разработанной компьютерной модели АИН. На рисунке 2.56 показан результат работы схемы согласно рисунку 2.53. На рисунке 2.57 показаны расчётные осциллограммы, соответствующие циклу частотного пуска, работы в установившемся режиме и частотному торможению мотор-компрессора с двигателем НВА-55. На рисунке 2.58 показаны расчётные осциллограммы напряжения и тока фазы *A* асинхронного двигателя при частотном торможении в области перехода от одноимпульсной формы напряжения к широтно-импульсному регулированию. На рисунке 2.59 приведена расчётная осциллограмма фазного напряжения и тока мотор-компрессора НВА-55 при синусоидально-треугольной ШИМ напряжения при $f_1=50$ Гц. Вышеописанная модель АИН входит в состав разработанного программного обеспечения [206].

2.7. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОДНОФАЗНОГО ДВУХОБМОТОЧНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

По аналогии с (2.64) запишем уравнения модели однофазного двухобмоточного трансформатора.

$$\begin{cases} u_1 - r_1 i_1 - L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt} = u_{01}, \\ e_2 - r_2 i_2 = u_2 \end{cases} \quad (2.89)$$

где:

$$\begin{aligned} e_1 &= -\left(u_{01} + L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt} \right); \\ e_2 &= \mp \left(\frac{w_2}{w_1} u_{01} + L_{\sigma 2} \frac{di_2}{dt} \right). \end{aligned} \quad (2.90)$$

В однофазном трансформаторе упрощается запись u_{01} :

$$u_{01} = L_m \left(\frac{di_1}{dt} + \frac{w_1}{w_2} \cdot \frac{di_2}{dt} \right) + r_m \left(i_1 + \frac{w_1}{w_2} \cdot i_2 \right) = L_m \frac{di_\mu}{dt} + r_m i_\mu. \quad (2.91)$$

Для группы соединения I/I-0 следует выбрать знак «+» (согласное включение индуктивностей), а для I/I-6 знак «-» (встречное включение индуктивностей) при e_2 в (2.90).

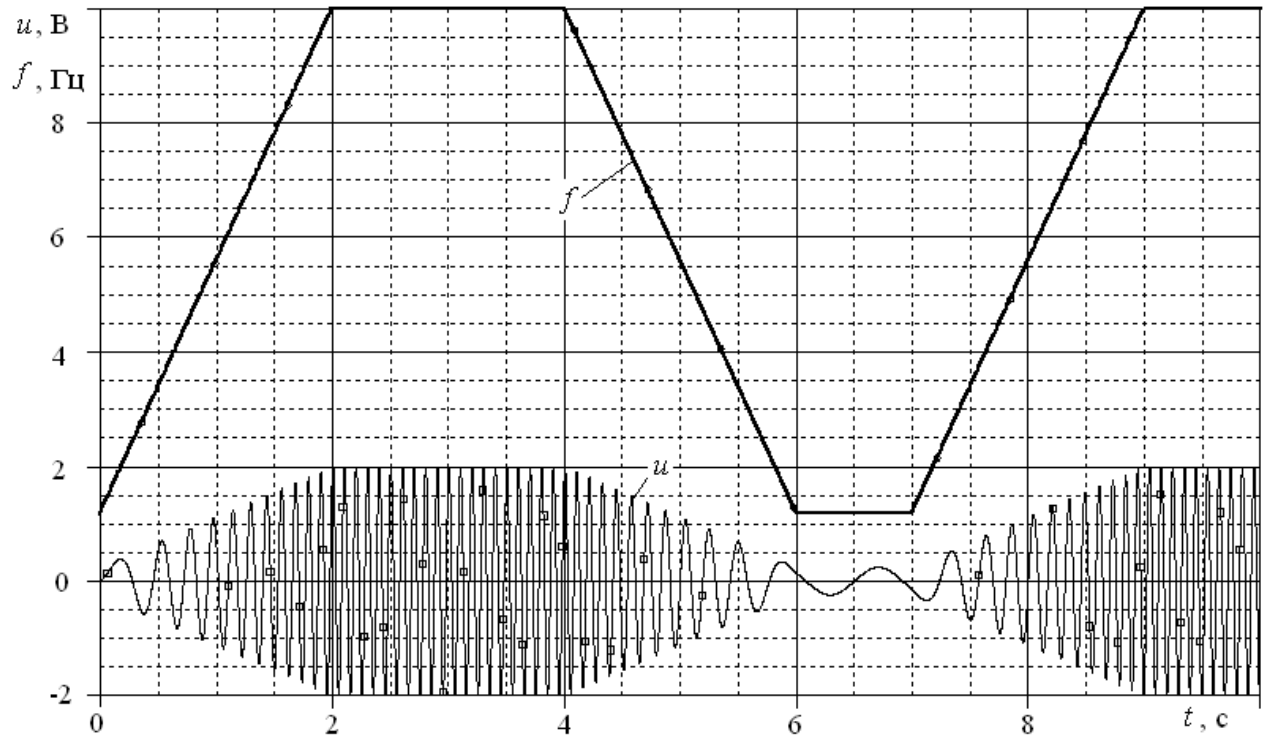


Рисунок 2.56 - Задание на изменение частоты и результат – синусоидальное напряжение фазы *A* с плавно изменяющимися частотой и амплитудой. Графики получены в результате моделирования схемы по рисунку 2.53

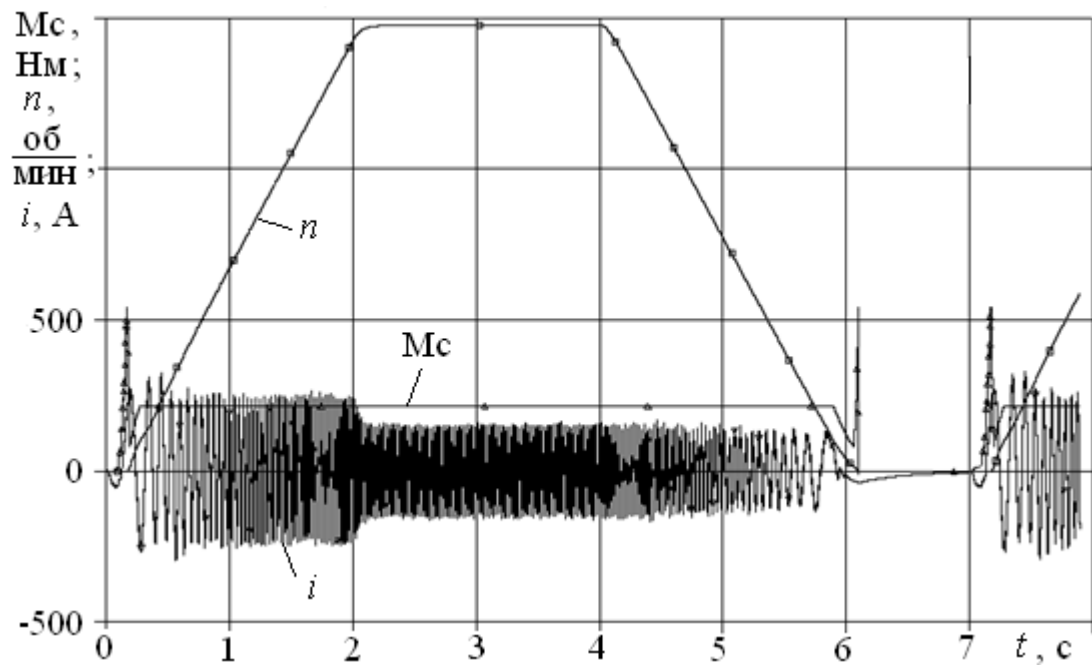


Рисунок 2.57 - Расчётная осциллограмма частоты вращения, об/мин; тока фазы АД НВА-55, А; момента нагрузки на валу АД, Н*м в процессе частотного пуска, работы в установившемся режиме при $f_1=50$ Гц и частотного торможения привода мотор-компрессора

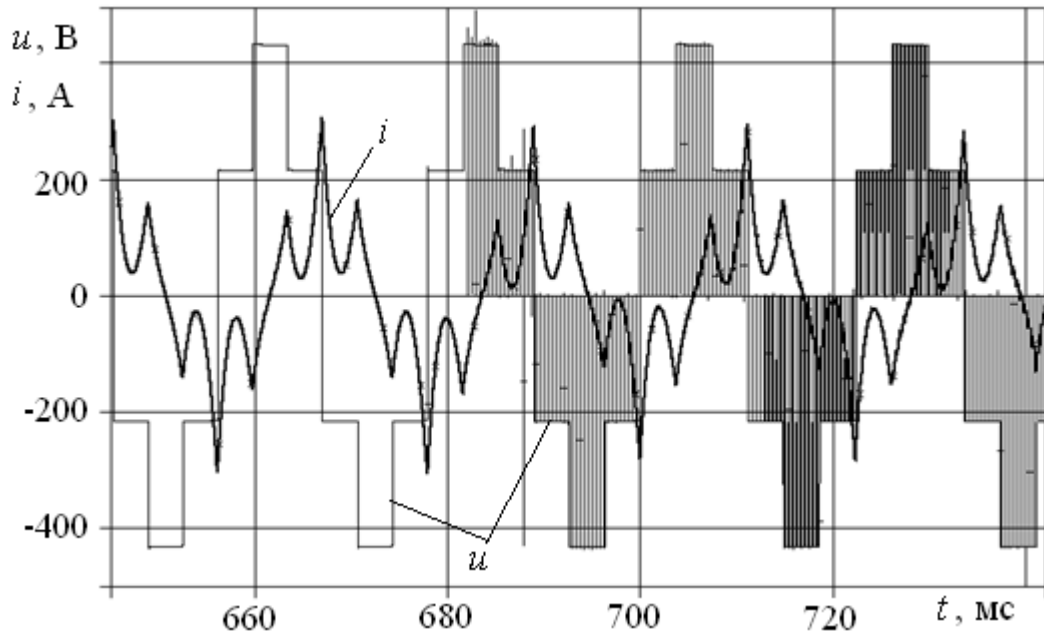


Рисунок 2.58 - Расчётные осциллограммы напряжения и тока фазы *A* асинхронного двигателя НВА-55 при частотном торможении мотор-компрессора в области перехода от одноимпульсной формы напряжения к широтно-импульсному регулированию

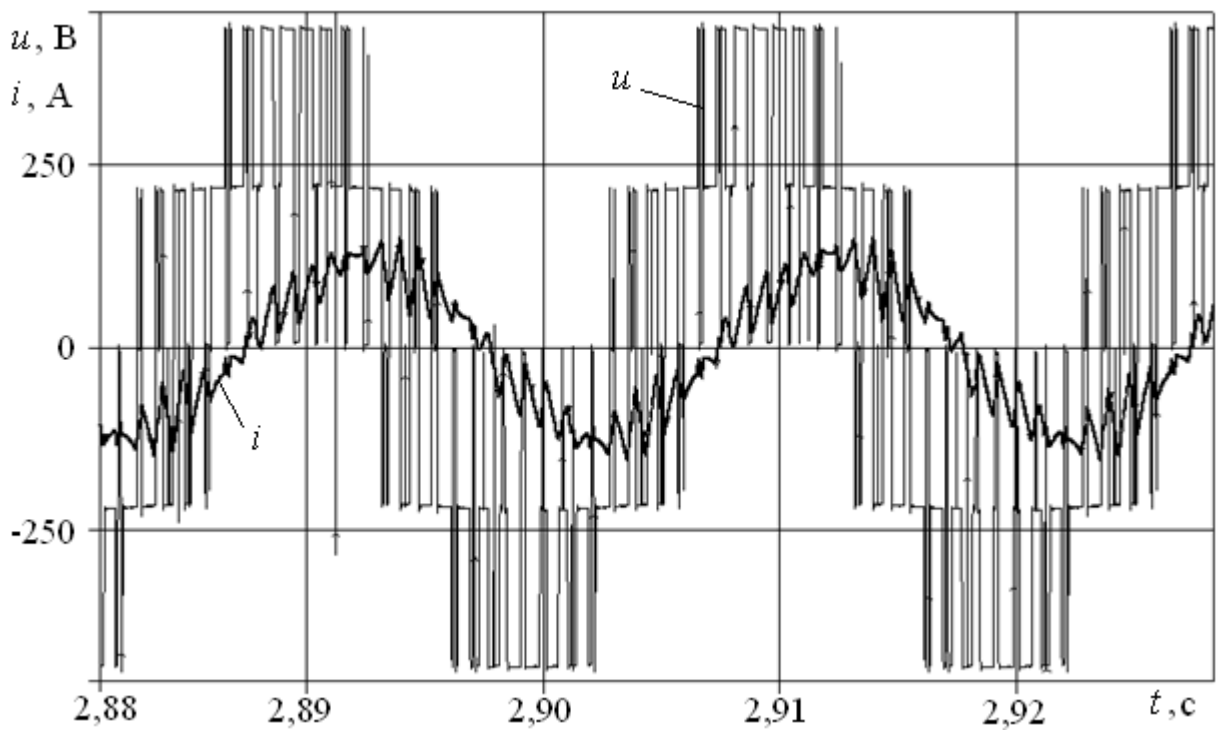


Рисунок 2.59 - Расчётная осциллограмма фазного напряжения и тока мотор-компрессора НВА-55 при синусоидально-треугольной ШИМ напряжения при $f_1=50$ Гц

Модель однофазного трансформатора может быть использована для моделирования каждой фазы группового трёхфазного трансформатора, составленного из трёх конструктивно самостоятельных однофазных. В групповой конструкции, в отличие от конструкции с общим для трёх фаз магнитопроводом, пренебрегаем магнитной связью между фазами ввиду её существенного ослабления.

ММ однофазного трансформатора может быть использована для моделирования магнитосвязанного дросселя или дроссель-трансформатора. Проведённые вычислительные эксперименты показали, что при задании $r_m = 0$, $r_1 \rightarrow 0$, $r_2 \rightarrow 0$ и прочих равных условиях результаты компьютерного моделирования магнитосвязанного дросселя с использованием разработанной автором ММ однофазного трансформатора полностью совпадают с результатами моделирования стандартными средствами *OrCAD* [13], т.е. при помощи задания коэффициента связи k между индуктивностями L_1 и L_2 .

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}. \quad (2.92)$$

В выражении (2.92) M - взаимная индуктивность между L_1 и L_2 .

2.8. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОДНОФАЗНОГО МНОГООБМОТОЧНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Однофазные многообмоточные трансформаторы (ОМТ) широко применяются в устройствах радиотехники, электроники, автоматики, связи, электропривода. В соответствии с изложенным в [253], схема замещения ОМТ, в котором имеется первичная обмотка и несколько вторичных обмоток представлена на рисунке 2.60.

Не имеет значения, образованы ли вторичные обмотки отдельными катушками или путём секционирования отпайками одной катушки – при составлении математической модели должен приниматься во внимание тот факт, что в магнитопроводе ОМТ существует рабочий поток, сцеплённый со всеми обмотками, который определяет взаимную индуктивность $M_{12} = M_{21} = \dots = M_{ki} = M_{ik} = M = L_m$, причём $i \neq k$ [110, 253].

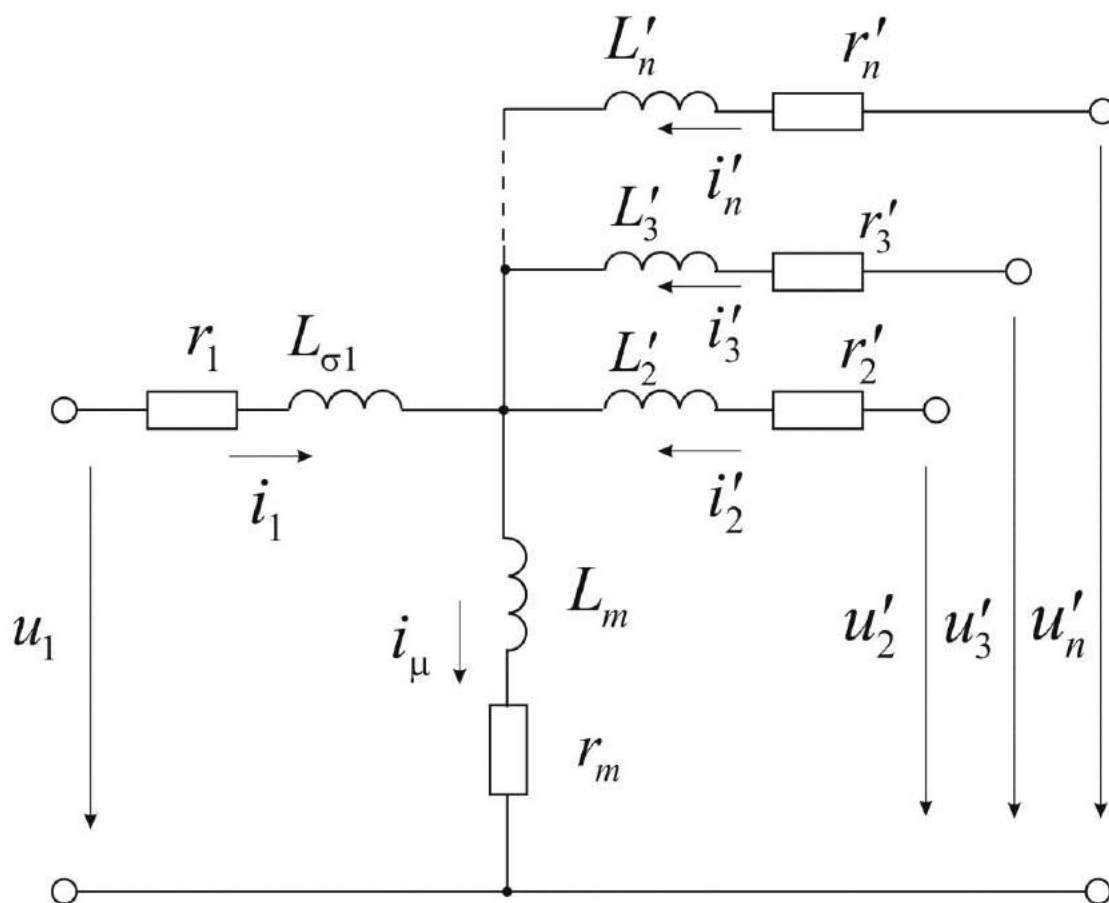


Рисунок 2.60 - Схема замещения однофазного многообмоточного трансформатора

Насыщение магнитной системы по пути основного потока следует считать одинаковым для любой из обмоток однофазного трансформатора.

По аналогии с уравнениями для однофазного двухобмоточного трансформатора (2.89) – (2.91) запишем уравнения ОМТ с количеством обмоток, равным n [254].

$$\begin{cases} u_1 - r_1 i_1 - L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt} = u_{01} \\ e_2 - r_2 i_2 = u_2 \\ \dots\dots\dots \\ e_n - r_n i_n = u_n \end{cases}, \quad (2.93)$$

где e_1, e_2, e_n - э.д.с. фаз первичной, вторичной и n -й обмоток.

$$\begin{aligned} e_1 &= -\left(u_{01} + L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt}\right); \\ e_2 &= \pm \left(\frac{w_2}{w_1} u_{01} + L_{\sigma 2} \frac{di_2}{dt}\right); \\ &\dots\dots\dots \\ e_n &= \pm \left(\frac{w_n}{w_1} u_{01} + L_{\sigma n} \frac{di_n}{dt}\right). \end{aligned} \quad (2.94)$$

Падение напряжения в ветви намагничивания схемы замещения ОМТ

$$\begin{aligned} u_{01} &= L_m (i_\mu) \left(\frac{di_1}{dt} + \frac{w_2}{w_1} \cdot \frac{di_2}{dt} + \dots + \frac{w_n}{w_1} \cdot \frac{di_n}{dt} \right) + \\ &+ r_m \left(i_1 + \frac{w_2}{w_1} \cdot i_2 + \dots + \frac{w_n}{w_1} \cdot i_n \right) = L_m (i_\mu) \frac{di_\mu}{dt} + r_m i_\mu \end{aligned} \quad (2.95)$$

В правых частях выражений (2.94) для $e_2 \dots e_n$ при группе соединения I/I – 0 следует выбирать знак «+», а при группе соединения I/I – 6 знак «-». Причём, для одной обмотки может быть использован «+», а в это же самое время для другой обмотки знак «-», если так предусмотрено конструкцией трансформатора.

2.9. КОМПЬЮТЕРНАЯ МОДЕЛЬ ОДНОФАЗНОГО ТРАНСФОРМАТОРА С ДОПОЛНИТЕЛЬНЫМ ВЫВОДОМ (ОТПАЙКОЙ) В СРЕДНЕЙ ТОЧКЕ ВТОРИЧНОЙ ОБМОТКИ

Однофазный трансформатор с отпайкой в средней точке вторичной обмотки является частным случаем ОМТ, используемым, например, для питания однофазных двухполупериодных выпрямителей, выполненных по нулевой схеме [193, 255 – 259]. На рисунке 2.61 показан пример использования такого трансформатора на электровозе постоянного тока для поддержания тока I_e обмоток возбуждения ОВ1 и ОВ2 током I_{rectif} при пропадании напряжения в контактной сети и, как следствие, спаде I_a тока якорей Я1 и Я2 тяговых электродвигателей.

Ток I_{rectif} индуцируется приложением к первичной обмотке трансформатора Тр1 переменного напряжения U_1 в форме меандра. Устройство в составе тиристоров VS1, VS2 и диода VD1 называется выпрямителем управления возбуждением (ВУВ). ИШ – индуктивный шунт, то есть дроссель с ферромагнитным сердечником.

Далее приведена структура компьютерной модели однофазного трансформатора с отпайкой в средней точке вторичной обмотки. Компьютерная модель выполнена в среде OrCAD 9.2 в виде иерархического блока с внутренним содержимым, представленным на рисунках 2.62 – 2.64. На рисунке 2.62 – $I_{\mu ном}$ действующее значение тока намагничивания трансформатора в номинальном режиме.

На рисунках 2.62 и 2.63 коэффициент $sign$ должен быть задан равным «1» (для получения группы соединений I/I-6) или «-1» (для получения группы соединений I/I-0). Задание нелинейности на рисунке 2.62 производится согласно [204] (см. раздел 2.4). На рисунках 2.62 – 2.64 индекс С обозначает принадлежность к секции вторичной обмотки. r_{serv} – активные сопротивления служебного назначения: r_{serv4} порядка 1 мкОм или менее, остальные порядка 1 – 10 МОм или более. Другие обозначения на рисунках 2.62 – 2.64 общепринятые.

Компьютерная модель на рисунках 2.62 – 2.64 обладает свойством универсальности в том смысле, что может быть использована и для моделирования однофазного двухобмоточного трансформатора, если нагрузку включить между клеммами А2 и Х2, не используя для подключения отпайку вторичной обмотки: $u_2 = u_{2C1} + u_{2C2}$.

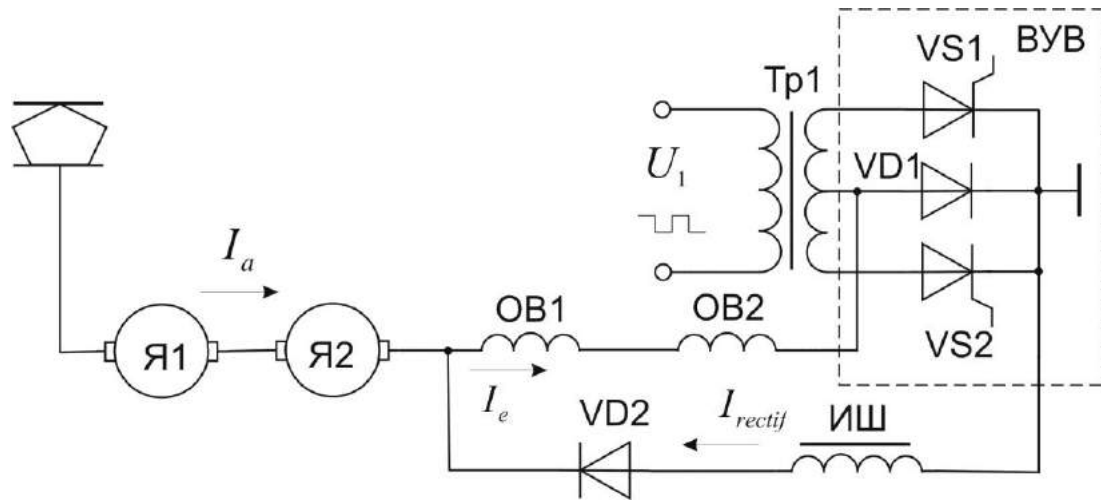


Рисунок 2.61 - Схема, иллюстрирующая использование однофазного трансформатора с отпайкой в средней точке вторичной обмотки для питания выпрямителя управления возбуждением на электровозе постоянного тока с коллекторными тяговыми двигателями

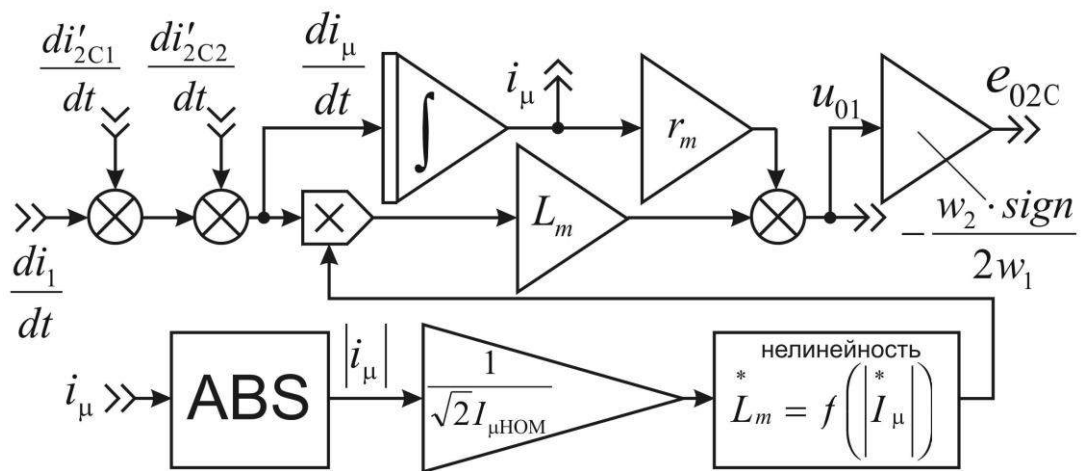


Рисунок 2.62 - Структурная схема для моделирования ЭДС e_{02C} и напряжения u_{01} ветви намагничивания при последовательном соединении в ней активного сопротивления r_m и индуктивности L_m

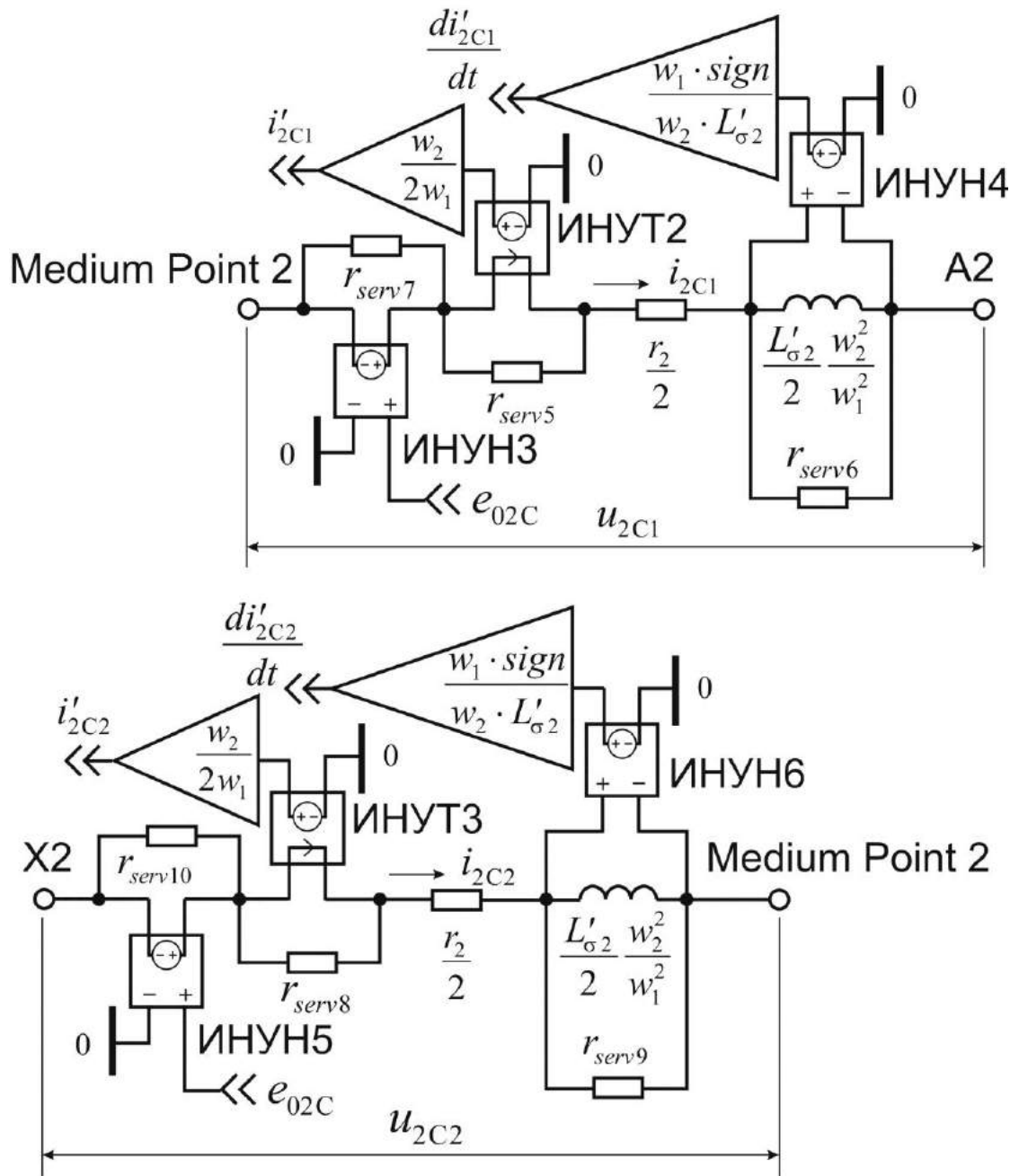


Рисунок 2.63 - Модель вторичной обмотки с отпайкой в средней точке

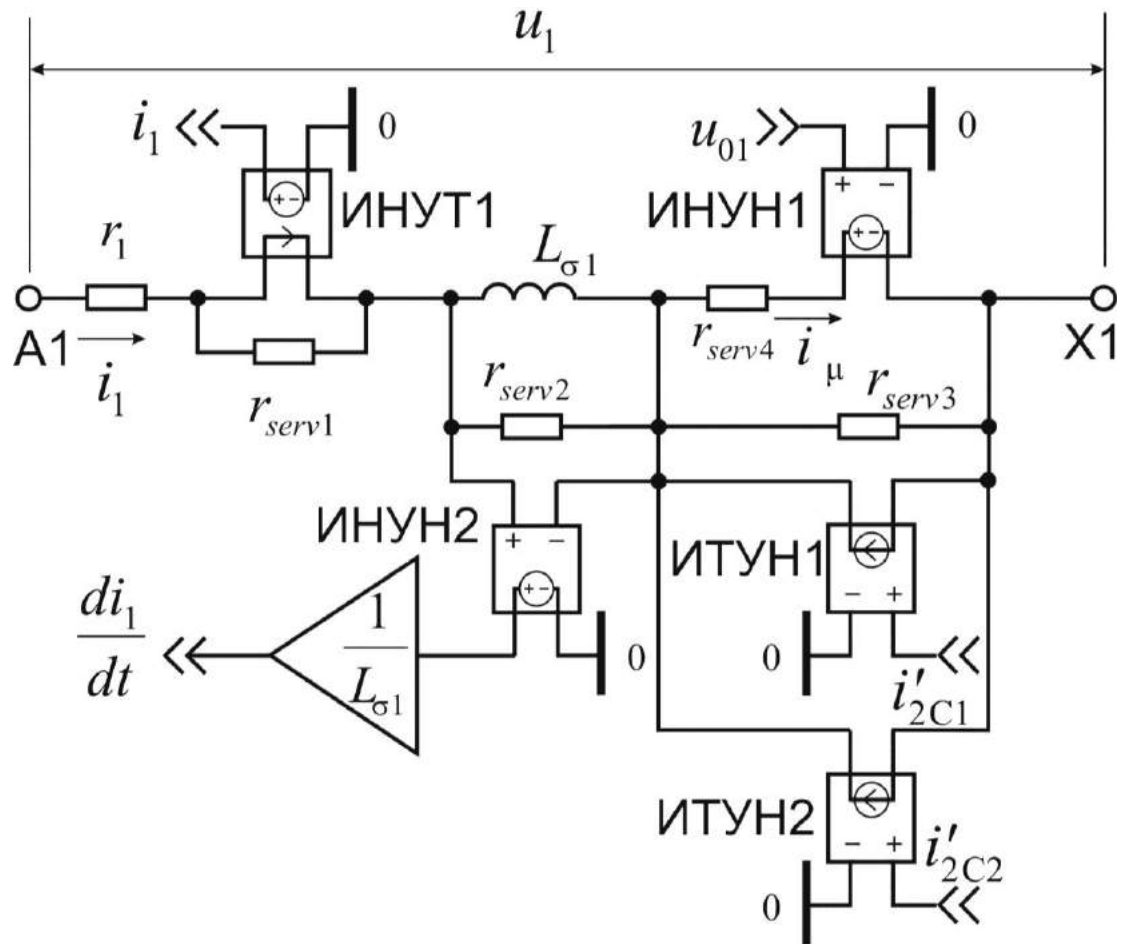


Рисунок 2.64 - Модель первичной обмотки

Исходя из вышесказанного, одним из способов проверки правильности функционирования собранной согласно рисункам 2.62 – 2.64 компьютерной модели может быть сопоставление результатов моделирования с аналогичными для отлаженной модели однофазного двухобмоточного трансформатора, полученными при прочих равных условиях, если отпайка на вторичной обмотке не задействована, а нагрузка включена между клеммами А2 и Х2 (см. рисунок 2.63).

Пример расчёта параметров Т-образной схемы замещения однофазного трансформатора приведен в приложении С. Данное приложение имеет целью продемонстрировать способ расчёта параметров Т-образной схемы замещения однофазного трансформатора по ограниченным опытным данным с учётом положений теоретических основ электротехники [193, 260]. Результаты расчётов могут быть использованы для задания параметров компьютерной модели. Для определения активных сопротивлений обмоток в нагретом состоянии используется выражение согласно [261].

2.10. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ И КОМПЬЮТЕРНАЯ МОДЕЛИ ДРОССЕЛЯ

Для более точного соответствия действительности результатов моделирования электропривода следует использовать модели элементов схем, возможно более полно описывающие физические процессы. Одним из наиболее распространенных элементов в электрических схемах, в том числе подвижного состава железных дорог, является катушка индуктивности в исполнениях с или без магнитного сердечника (смотри, например, ИШ на рисунке 2.61). В зависимости от выполняемых функций она имеет различные наименования, из которых чаще других встречаются реактор и дроссель. В поисках точного названия объекта моделирования авторы [262] обратились к справочной литературе и выяснили следующее.

Реактором электрическим называют высоковольтный электрический аппарат (в виде катушки индуктивности) для ограничения тока короткого замыкания и поддержания достаточного напряжения на шинах распределительного устройства при коротком замыкании в сети [263, с. 1119].

Дросселем электрическим называют катушку индуктивности, которую включают в электрическую цепь для устранения (подавления) переменной составляющей тока, разделения или ограничения электрических сигналов различной частоты [263, с. 418].

Ввиду большей, общности понятия «дроссель» именно оно использовано в дальнейшем в качестве наименования объекта моделирования.

Как известно из [264], пренебрегая собственной ёмкостью обмотки и потерями в изоляции, можно представить эквивалентную схему дросселя в виде, показанном на рисунке 2.65, где R_O - сопротивление обмотки; $L(i_L)$ - индуктивность обмотки, зависящая от величины тока, т.е. с учётом насыщения; R_C - сопротивление потерь в магнитопроводе; i_L - ток в индуктивной ветви; i_R - ток через сопротивление R_C ; u - напряжение на зажимах дросселя.

Дифференциальные уравнения, математической модели дросселя можно записать в виде:

$$\begin{cases} u + \Delta L(i_L) \frac{di_L}{dt} = L_{\text{ненасыщ}} \frac{di_L}{dt} + (i_L + i_R) R_O; \\ R_C i_R = (L_{\text{ненасыщ}} - \Delta L(i_L)) \frac{di_L}{dt}, \end{cases} \quad (2.108)$$

где $L_{\text{ненасыщ}}$ - ненасыщенная (наибольшая) величина индуктивности дросселя; $\Delta L(i_L) = L_{\text{ненасыщ}} - L(i_L)$.

Слагаемое $\Delta L(i_L) \frac{di_L}{dt}$ в левой части первого уравнения системы (2.108) можно трактовать как некоторую добавку к приложенному к зажимам дросселя напряжению, возникающую за счёт уменьшения индуктивности ввиду явления насыщения. Учесть нелинейность кривой намагничивания магнитопровода можно по методу, изложенному в [204] (см. раздел 2.4). Тогда уравнения (2.108) преобразуются к виду (2.109).

$$\begin{cases} u + L_{\text{ненасыщ}} (1 - L^{**}(i_L)) \frac{di_L}{dt} = L_{\text{ненасыщ}} \frac{di_L}{dt} + (i_L + i_R) R_O; \\ R_C i_R = L_{\text{ненасыщ}} L^{**}(i_L) \frac{di_L}{dt}. \end{cases} \quad (2.109)$$

Средствами OrCAD 9.2 составлена компьютерная модель дросселя в форме эквивалентной электрической схемы, имеющая вид, представленный на рисунке 2.66.

Функции и обозначения элементов схемы на рисунке 2.66 подробно описаны в [220].

ИНУТ H1 служит датчиком тока i_L . ИНУН E1 – датчиком величины напряжения $L_{\text{ненасыщ}} \frac{di_L}{dt}$.

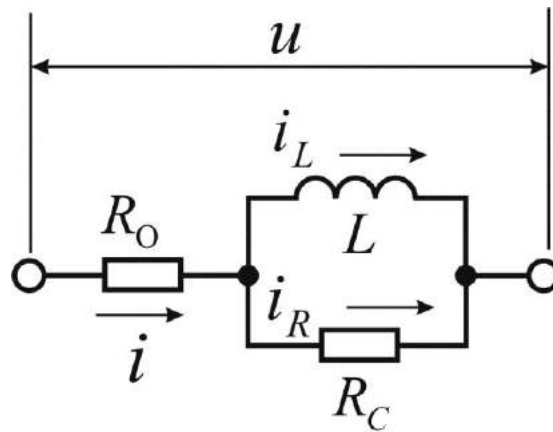


Рисунок 2.65 - Эквивалентная схема дросселя

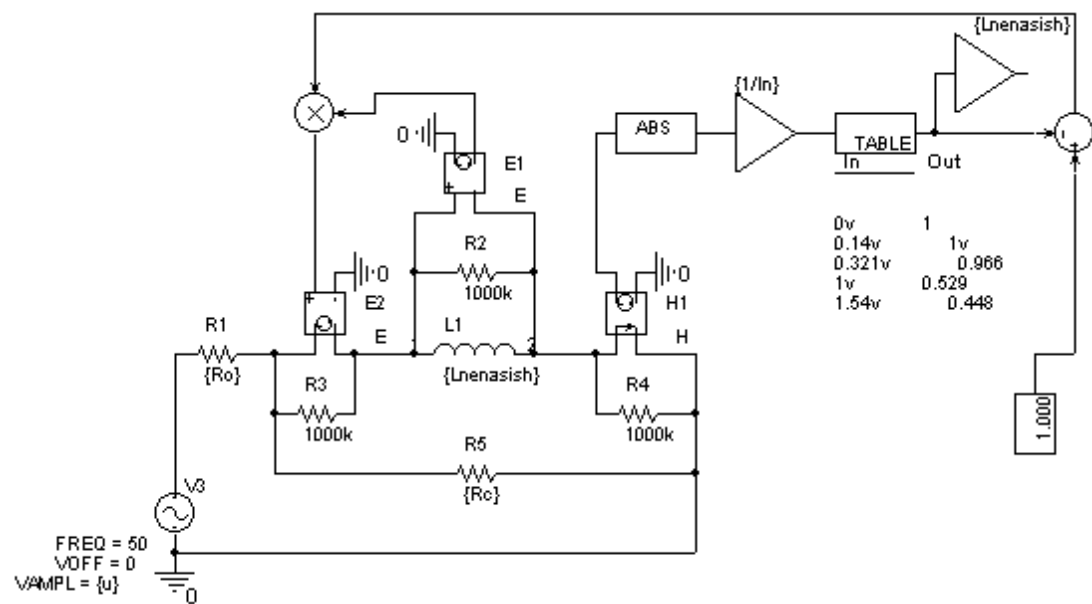


Рисунок 2.66 - Графическое изображение компьютерной модели дросселя в форме эквивалентной электрической схемы, выполненное в OrCAD 9.2

ИНУН $E2$ вводит в схему напряжение $\Delta L(i_L) \frac{di_L}{dt}$. Нелинейность кривой намагничивания задана блоком $TABLE$. Сопротивления $R2$, $R3$ и $R4$ имеют большой номинал и выполняют функцию обеспечения устойчивой работы модели в случае подачи на зажимы дросселя импульсного напряжения u .

Составлена также компьютерная модель дросселя в форме структурной схемы, имеющая вид, представленный на рисунке 2.67. Обе разработанные схемы дают идентичные результаты при моделировании при условии, что аргумент нелинейности $TABLE$ охватывает все возможные значения сигнала на её входе.

Проведено моделирование изменения во времени индуктивности дросселя РС38 в функции протекающего через него тока i . Зависимость $L^{**}(|i_L^{*}|)$ для РС38 аппроксимирована кусочно-линейно согласно [204] и показана на рисунке 2.68. Принято, что $i_L \approx i$. За базисную при расчётах в относительных единицах принималась точка, соответствующая длительному току дросселя ($I_{\text{длит}} = 2860\text{A}$). На рисунках 2.66 и 2.67 величине $I_{\text{длит}}$ соответствует обозначение I_n . В соответствии с паспортными данными индуктивность при переменном токе до 150 А (действующее значение) частоты 50 Гц составляет не менее 3,5 мГн, а при подмагничивании постоянным током 3270 А не менее 1,7 мГн. При расчёте кривой на рисунке 2.68 необходимо учесть, что на переменном токе следует оперировать его амплитудными значениями [204] (см. раздел 2.4). Выбор величины R_c произведён из условия равенства потерь в меди и потерь в стали при $I = 150\text{A}$ при 50 Гц. Результаты моделирования (рисунок 2.69) хорошо согласуются с паспортными данными РС38.

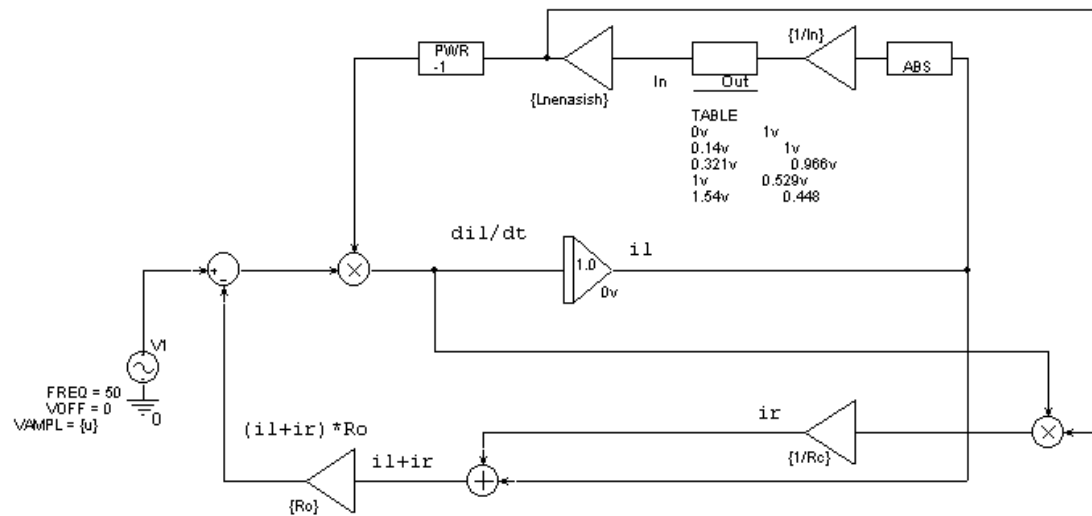


Рисунок 2.67 - Графическое изображение компьютерной модели дросселя в форме структурной схемы, выполненное в OrCAD 9.2

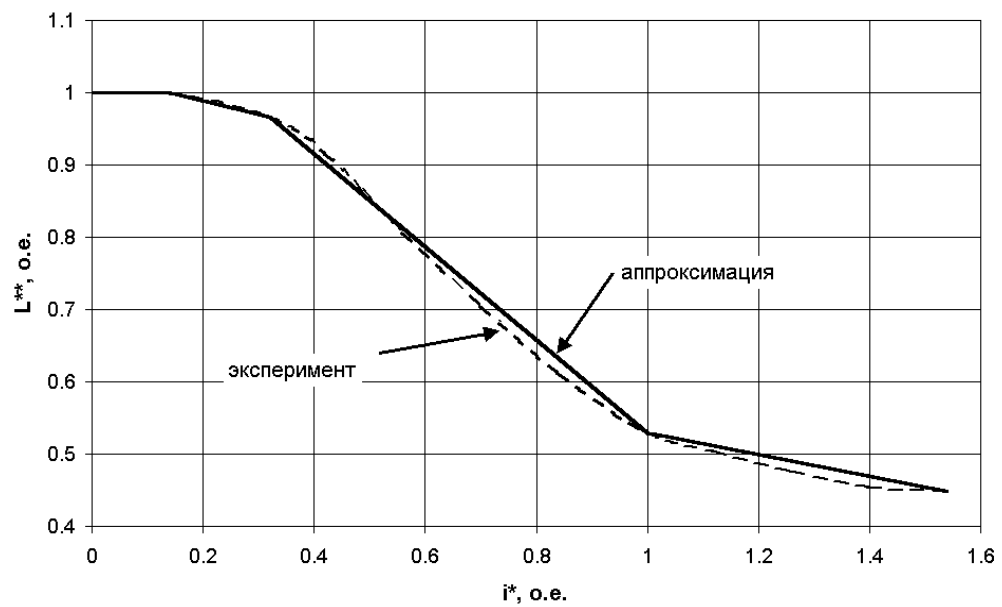


Рисунок 2.68 - Аппроксимация зависимости $L^{**}(i_L^{*})$ для дросселя PC38

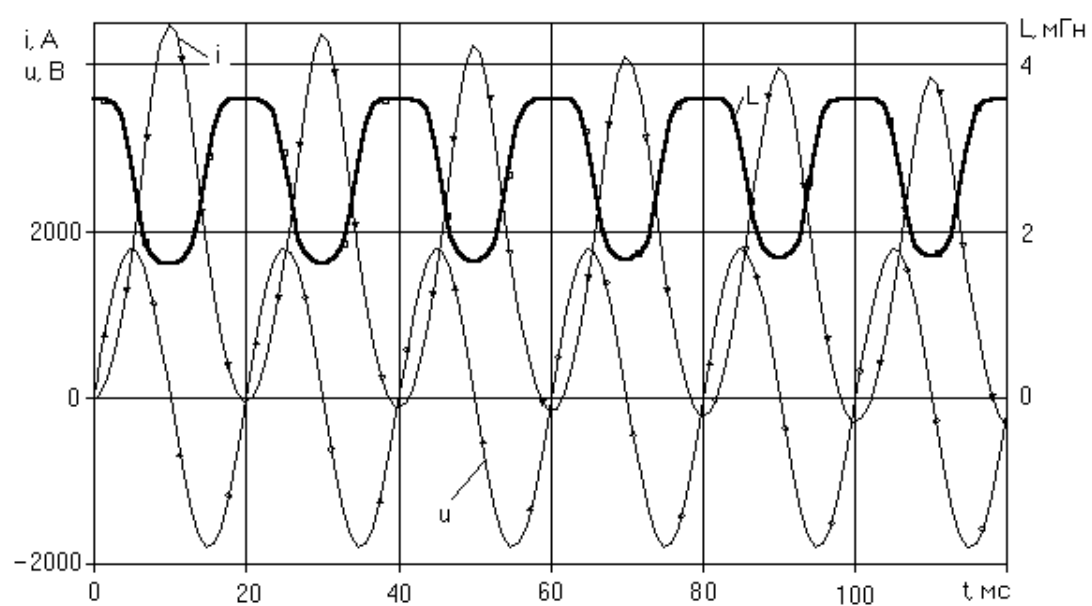


Рисунок 2.69 - Результаты моделирования дросселя РС38
при подаче на зажимы синусоидального напряжения

ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 2

Разработаны оригинальные имитационные модели устройств, являющихся основными элементами современных электротехнических комплексов и систем на железнодорожном транспорте, а именно:

1. Предложены математическая и компьютерная модели трёхфазного АД в трёхфазных заторможенных координатах, учитывающие потери в стали и насыщение магнитной цепи по пути основного магнитного потока.
2. Проанализированы возможные ошибки при составлении модели и их следствия, заключающиеся в неверной фазировке составляющих вектора тока намагничивания, ошибочном гармоническом составе токов фаз АД.
3. Предложен метод приближённого расчёта параметров упрощённой Т-образной СЗ АД нормального исполнения по данным справочника.
4. Разработана универсальная математическая модель трёхфазного двухобмоточного трансформатора с единым магнитопроводом для двенадцати стандартных групп соединений при схемах обмоток звезда и треугольник. Модель позволяет учитывать потери в стали. Учёт нелинейности кривой намагничивания производится индивидуально для каждой фазы, чем достигается корректность моделирования гармонического состава напряжений и токов фаз.
5. Проанализированы возможные ошибки при составлении модели и их следствия, что позволяет избежать неверных результатов при моделировании и получить достоверный гармонический состав токов и напряжений трансформатора.
6. Компьютерная реализация модели трёхфазного двухобмоточного трансформатора с единым магнитопроводом средствами *Pspice* предоставляет двенадцать выводов обмоток, чем достигается возможность её использования при произвольной схеме соединений. Проведены тесты, подтвердившие работоспособность модели.
7. Предложены варианты компьютерной модели трёхфазного двухобмоточного трансформатора с единым магнитопроводом, позволяющие моделировать трёхобмоточный трансформатор и трансформатор с обмоткой, соединённой по схеме «зигзаг».
8. Установлено, что при моделировании трансформатора или АД для учёта нелинейности кривой намагничивания удобно и допустимо пользоваться одинаковыми для всех частот

f кривыми $L_m^* = f(i_\mu^*)$ либо $L_m^{**} = \frac{L_m^*(i_\mu^*)}{\max L_m^*(i_\mu^*)}$, если диапазон регулирования

частоты питающего напряжения не превышает 100 Гц (такой случай типичен для электроприводов электровозов).

9. Установлено, что при изменении f в более широких пределах наблюдается явно выраженное наличие зависимости L_m^* от частоты. При высоких частотах (сотни Гц и более) L_m предпочтительно определять по опытным кривым намагничивания устройств. Поэтому необходимо предоставление изготовителем магнитных материалов их кривых намагничивания при различных f .

10. Предложены схемы для компьютерного моделирования моментов нагрузки на валу электрических машин и для вычисления КПД в различных режимах, построенные по принципу структурных схем, а также при сочетании структурных схем и схемотехнического подхода.

11. Разработана новая математическая модель однофазного трансформатора, в том числе многообмоточного. Модель позволяет учитывать потери в стали и нелинейность кривой намагничивания.

12. Компьютерная реализация модели средствами *Pspice* предоставляет возможность её использования для составления модели трёхфазного группового трансформатора.

13. Предложены удобные для практического использования математическая и компьютерные модели дросселя с ферромагнитным сердечником, учитывающие потери в стали и нелинейность кривой намагничивания, что повышает точность при расчетах.

14. Разработана компьютерная модель трёхфазного двухуровневого АИН.

15. Рассмотрен случай формирования потенциалов и напряжений в АИН при заземлённой минусовой клемме на входе АИН.

Результаты имитационного моделирования на разработанных моделях показали повышение точности расчётов, выражающееся в более высокой степени совпадения расчетных результатов с опытными, более достоверных формах выходных сигналов, при отказе от некоторых традиционных допущений, например: неучета потерь в стали, неучета насыщения магнитной цепи от основного магнитного потока.

3. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ РАЗРАБОТАННЫХ ИМИТАЦИОННЫХ МОДЕЛЕЙ УСТРОЙСТВ В КАЧЕСТВЕ ИНСТРУМЕНТОВ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ АНАЛИЗА И СИНТЕЗА ПРОЦЕССОВ В ЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ПРИВОДЕ. СИНТЕЗ ИМИТАЦИОННЫХ МОДЕЛЕЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

3.1. АНАЛИЗ ПОТЕРЬ ТЯГОВОГО ТРАНСФОРМАТОРА ЭЛЕКТРОВОЗА ПРИ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ РАБОТЕ ЧЕТЫРЁХКВАДРАНТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

3.1.1. СОСТОЯНИЕ ВОПРОСА

Рассматриваемый пример использования математической и компьютерной модели однофазного многообмоточного трансформатора для сравнительного анализа потерь в нём при различных вариантах управления нагрузкой относится к тяговому электроприводу современных электровозов, а не к вспомогательному, что для данной диссертационной работы является исключением. Тем не менее, пример интересен тем, что в нём исследование проведено исключительно на модели трансформатора. Нагрузка же, представленная в реальности несколькими сложными полупроводниковыми преобразователями, симитирована совокупностью источников тока, навязывающих законы изменения токов во вторичных обмотках многообмоточного трансформатора.

В настоящее время для перспективных отечественных электровозов переменного тока принята концепция построения тягового привода из следующих узлов: тягового трансформатора (ТТ), входных четырёхквadrантных преобразователей (4QS) с широтно-импульсной модуляцией напряжения (ШИМ), автономных инверторов напряжения с ШИМ и асинхронных тяговых двигателей [265 - 268]. Высокие требования к качеству электрической энергии как для оборудования электровоза, так и для контактной сети (КС), внешней энергосистемы обуславливают необходимость параллельной работы 4QS.

Тяговый трансформатор (ТТ) является одним из наиболее ответственных элементов силовой цепи электровоза переменного тока с 4QS и относится к числу сложных электротехнических изделий.

Принципиальной особенностью такого ТТ является относительно высокая индуктивность рассеяния его обмоток, необходимая для нормальной работы входной (сетевой) части 4QS, в сочетании с высокой электромагнитной симметрией вторичных (тяговых) обмоток (ТО). При работе электроподвижного состава (ЭПС) с промышленной частотой индуктивность рассеяния каждой из тяговых обмоток (ТО) должна быть порядка 2,5 мГн, что соответствует напряжению короткого замыкания ТТ порядка 60...70 %.

ТТ работают в условиях, существенно отличающихся от работы силовых трансформаторов общего назначения:

- магнитная система ТТ должна допускать работу в режиме перевозбуждения;
- ТО ТТ питают статические преобразователи с управляемыми полупроводниковыми приборами и должны обеспечивать нормальную работу при несинусоидальных токах;
- ограничен ток включения ТТ на холостом ходу или при прохождении электровозом нейтральной вставки.

На рисунке 3.1 представлена структурная схема параллельно работающих 4QS электроподвижного состава с питанием от КС переменного тока через ТТ с многосекционной вторичной обмоткой (несколькими ТО). Нагрузкой преобразователей являются АИН для питания трёхфазных асинхронных тяговых двигателей.

Из [265] известно, что на электровозах с асинхронными тяговыми двигателями входные преобразователи выполняются в виде двух параллельно работающих на общее звено постоянного напряжения 4QS, питающихся от отдельных обмоток ТТ. С целью уменьшения пульсаций сетевого тока i_1 , управление параллельно работающими 4QS осуществляется так, чтобы в пределах периода модулирующей частоты ШИМ максимум тока на входе одного 4QS соответствовал бы минимуму тока другого. Из [96] известно, что такой же подход в качестве варианта предложен для использования при питании вспомогательного ЭП электровоза переменного тока.

3.1.2. СПОСОБ ОРГАНИЗАЦИИ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ РАБОТЫ 4QS

В качестве развития последней идеи предлагается параллельную работу 4QS реализовать следующим образом [269]: каждым из преобразователей управляют с фиксированным фазовым сдвигом модуляции $\Delta\varphi$, исходя из количества параллельно работающих 4QS. По командам системы управления тяговым электроприводом задаётся количество импульсов напряжения модуляции на входе 4QS за полупериод питающего напряжения. Для каждого полупериода питающего напряжения вычисляются длительности первого и центрального импульсов напряжения на входе преобразователя. Фазовые сдвиги преобразователей формируются, например, таким образом (см. табл. 3.1), что работа первого преобразователя осуществляется с нулевым фазовым сдвигом сетевого (потребляемого из ТО ТТ) тока, работа следующего (чётного) преобразователя осуществляется с отрицательным фазовым сдвигом сетевого тока относительно первого преобразователя. Работа следующего (нечётного) преобразователя осуществляется с положительным фазовым сдвигом сетевого тока относительно первого преобразователя. Работа

каждого последующего чётного преобразователя осуществляется с отрицательным фазовым сдвигом сетевого тока относительно предыдущего сигнала задания фазы сетевого тока чётного преобразователя. Работа каждого последующего нечётного преобразователя осуществляется с положительным фазовым сдвигом сетевого тока относительно предыдущего нечётного преобразователя.

В рассматриваемом алгоритме несинусоидальность тока, потребляемого ЭПС из контактной сети (сетевой ток ТТ), значительно снижается путём сложения сетевых токов каждого 4QS, взаимно сдвинутых по фазе на значение длительности широтно-импульсно модулированного интервала (ШИМ-интервала), обратно пропорциональной количеству параллельно работающих преобразователей. В этом случае сетевой ток ТТ, формируемый векторной суммой токов всех параллельно работающих 4QS, содержит меньше искажений, что приближает его к синусоидальной форме. Это, в свою очередь, способствует снижению потерь в ТТ.

Далее будем рассматривать параллельную работу двух, четырёх или шести 4QS. Случай двух 4QS описан в [265, 266]. При четырёх 4QS возможны следующие варианты: их параллельная работа на общее звено постоянного напряжения, в случае 4-х осного электровоза – работа каждого 4QS на отдельный АИН (см. рисунок 3.1), в случае 6-ти осного электровоза – работа пары 4QS на общее звено постоянного напряжения, питающего три АИН.

3.1.3. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ТЯГОВОГО ТРАНСФОРМАТОРА. СХЕМА ПОСТАНОВКИ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА

Важным аспектом исследований параллельной работы 4QS является корректное математическое описание ТТ. ТТ электровоза является однофазным многообмоточным трансформатором. Схема замещения однофазного тягового многообмоточного трансформатора согласно [253] для варианта ТТ с максимальным количеством ТО представлена на рисунке 3.2. Согласно рисунку 3.2 ТТ имеет одну первичную обмотку – сетевую обмотку (СО), к которой приложено напряжение контактной сети U_1 , и семь вторичных обмоток, шесть из которых тяговые (ТО1 – ТО6), а одна отопительная (ОО).

Уравнения ТТ согласно рисунку 3.2 и положениям, изложенным в [226], можно представить системой (3.1), где $e_1, e_{TO1} \dots e_{TO6}, e_{OO}$ - э.д.с. фаз первичной, и соответствующих вторичных (тяговых и отопительной) обмоток.

Таблица 3.1 – Величина фазового сдвига сетевого тока в зависимости от количества параллельно работающих преобразователей

Нечётное количество преобразователей, находящихся в работе						
i - номер преобразователя						
	1	2	3	4	5	6
Фазовый сдвиг сетевого тока φ_i	$\varphi_1 = 0$	$\varphi_2 = \varphi_1 - \Delta\varphi$	$\varphi_3 = \varphi_1 + \Delta\varphi$	$\varphi_4 = \varphi_2 - \Delta\varphi$	$\varphi_5 = \varphi_3 + \Delta\varphi$	$\varphi_6 = \varphi_4 - \Delta\varphi$
Чётное количество преобразователей, находящихся в работе						
i - номер преобразователя						
	1	2	3	4	5	6
Фазовый сдвиг сетевого тока φ_i	$\varphi_1 = \Delta\varphi / 2$	$\varphi_2 = \varphi_1 - \Delta\varphi$	$\varphi_3 = \varphi_1 + \Delta\varphi$	$\varphi_4 = \varphi_2 - \Delta\varphi$	$\varphi_5 = \varphi_3 + \Delta\varphi$	$\varphi_6 = \varphi_4 - \Delta\varphi$

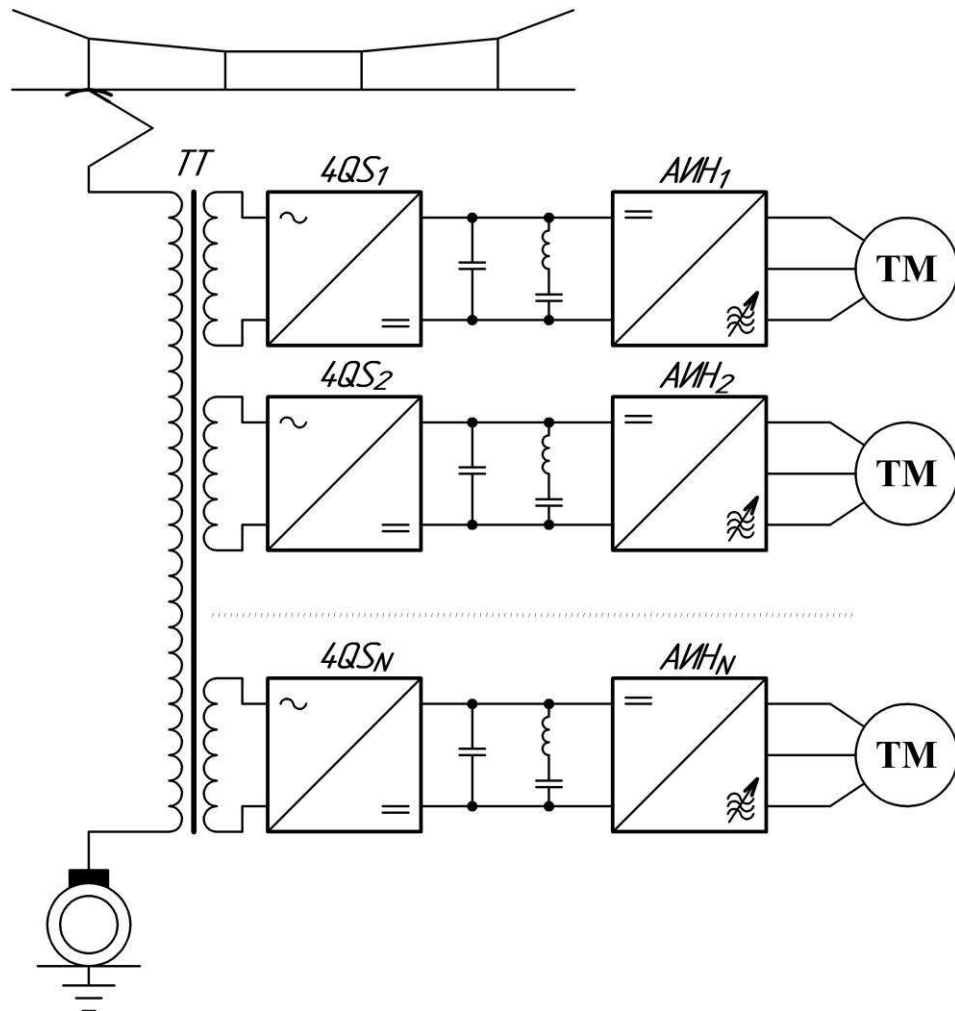


Рисунок 3.1 - Функциональная схема тягового электропривода
с параллельно работающими преобразователями 4QS
с питанием от контактной сети переменного тока.
ТМ – трёхфазный тяговый электродвигатель переменного тока

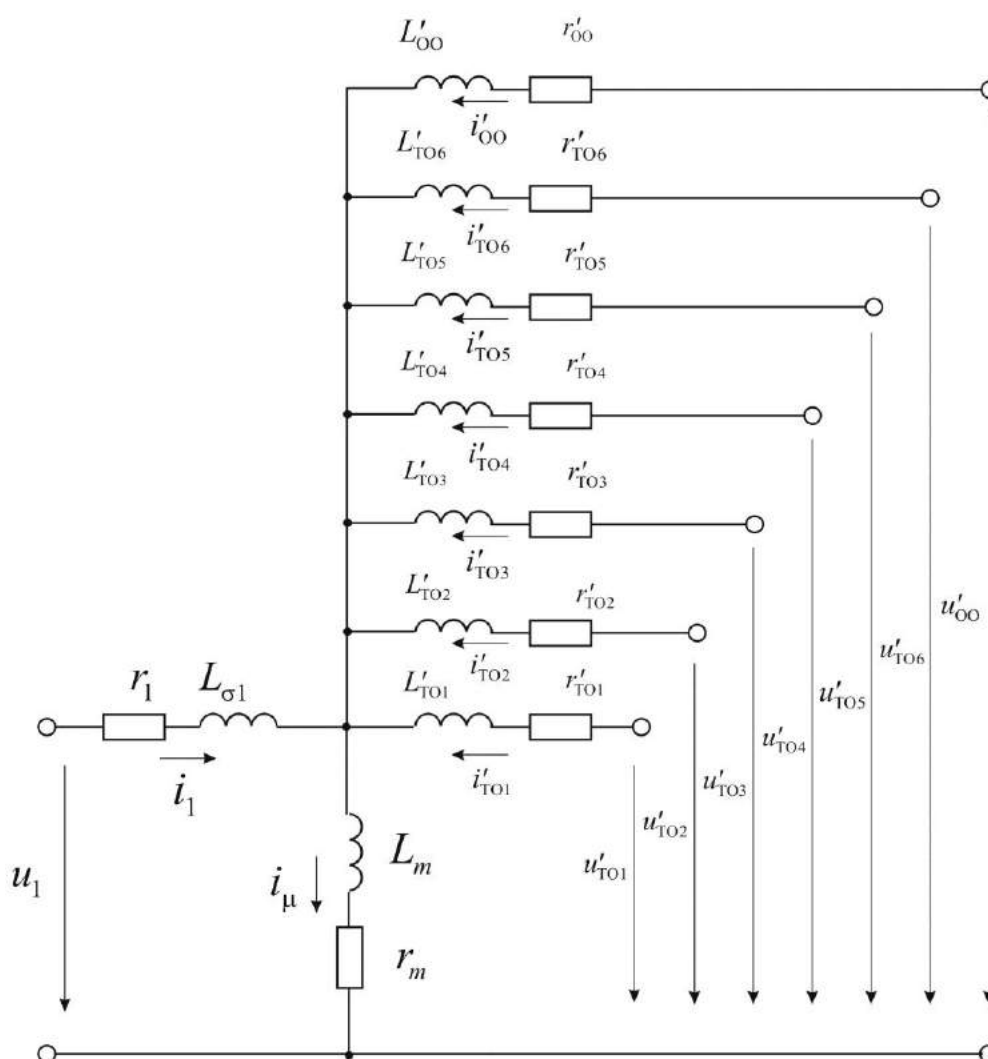


Рисунок 3.2 - Схема замещения ТТ

$$\left\{ \begin{array}{l} u_1 - r_1 i_1 - L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt} = u_{01} \\ e_{TO1} - r_{TO1} i_{TO1} = u_{TO1} \\ e_{TO2} - r_{TO2} i_{TO2} = u_{TO2} \\ e_{TO3} - r_{TO3} i_{TO3} = u_{TO3} \\ e_{TO4} - r_{TO4} i_{TO4} = u_{TO4} \\ e_{TO5} - r_{TO5} i_{TO5} = u_{TO5} \\ e_{TO6} - r_{TO6} i_{TO6} = u_{TO6} \\ e_{OO} - r_{OO} i_{OO} = u_{OO} \end{array} \right. , \quad (3.1)$$

$$\begin{aligned} e_1 &= - \left(u_{01} + L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt} \right); \\ e_{TO1} &= \pm \left(\frac{w_{TO1}}{w_1} u_{01} + L_{\sigma TO1} \frac{di_{TO1}}{dt} \right); \\ e_{TO2} &= \pm \left(\frac{w_{TO2}}{w_1} u_{01} + L_{\sigma TO2} \frac{di_{TO2}}{dt} \right); \\ e_{TO3} &= \pm \left(\frac{w_{TO3}}{w_1} u_{01} + L_{\sigma TO3} \frac{di_{TO3}}{dt} \right); \\ e_{TO4} &= \pm \left(\frac{w_{TO4}}{w_1} u_{01} + L_{\sigma TO4} \frac{di_{TO4}}{dt} \right); \end{aligned} \quad (3.2)$$

$$\begin{aligned} e_{TO5} &= \pm \left(\frac{w_{TO5}}{w_1} u_{01} + L_{\sigma TO5} \frac{di_{TO5}}{dt} \right); \\ e_{TO6} &= \pm \left(\frac{w_{TO6}}{w_1} u_{01} + L_{\sigma TO6} \frac{di_{TO6}}{dt} \right); \\ e_{OO} &= \pm \left(\frac{w_{OO}}{w_1} u_{01} + L_{\sigma OO} \frac{di_{OO}}{dt} \right). \end{aligned}$$

Падение напряжения в ветви намагничивания составляет

$$\begin{aligned}
u_{01} = L_m(i_\mu) & \left(\frac{di_1}{dt} + \frac{w_{TO1}}{w_1} \cdot \frac{di_{TO1}}{dt} + \frac{w_{TO2}}{w_1} \cdot \frac{di_{TO2}}{dt} + \frac{w_{TO3}}{w_1} \cdot \frac{di_{TO3}}{dt} + \frac{w_{TO4}}{w_1} \cdot \frac{di_{TO4}}{dt} + \right. \\
& + \frac{w_{TO5}}{w_1} \cdot \frac{di_{TO5}}{dt} + \frac{w_{TO6}}{w_1} \cdot \frac{di_{TO6}}{dt} + \left. \frac{w_{OO}}{w_1} \cdot \frac{di_{OO}}{dt} \right) + r_m \left(i_1 + \frac{w_{TO1}}{w_1} \cdot i_{TO1} + \frac{w_{TO2}}{w_1} \cdot i_{TO2} + \right. \\
& + \frac{w_{TO3}}{w_1} \cdot i_{TO3} + \frac{w_{TO4}}{w_1} \cdot i_{TO4} + \frac{w_{TO5}}{w_1} \cdot i_{TO5} + \frac{w_{TO6}}{w_1} \cdot i_{TO6} + \left. \frac{w_{OO}}{w_1} \cdot i_{OO} \right) = L_m(i_\mu) \frac{di_\mu}{dt} + r_m i_\mu
\end{aligned}$$

Или же

$$\begin{aligned}
u_{01} = L_m(i_\mu) & \left(\frac{di_1}{dt} + \sum_{n=1}^6 \left(\frac{w_{TO_n}}{w_1} \cdot \frac{di_{TO_n}}{dt} \right) + \frac{w_{OO}}{w_1} \cdot \frac{di_{OO}}{dt} \right) + \\
& + r_m \left(i_1 + \sum_{n=1}^6 \left(\frac{w_{TO_n}}{w_1} \cdot i_{TO_n} \right) + \frac{w_{OO}}{w_1} \cdot i_{OO} \right) = L_m(i_\mu) \frac{di_\mu}{dt} + r_m i_\mu.
\end{aligned} \tag{3.3}$$

В правых частях выражений (3.2) для $e_{TO1} \dots e_{TO6}$, e_{OO} при группе соединения I/I – 0 следует выбирать знак «+», а при группе соединения I/I – 6 знак «-».

Компьютерная реализация математической модели ТТ выполнена в среде *OrCAD 9.2*, пренебрегая нелинейностью кривой намагничивания трансформатора (рисунок 3.3).

Электромагнитные процессы в ТТ при параллельной работе 4QS тяговых преобразователей исследованы путём компьютерного моделирования (вычислительный эксперимент). Для наглядности результатов рассмотрен упрощённый вариант нагрузок ТТ, когда параллельно работают лишь два преобразователя, то есть на рисунке 3.2 и в выражениях (3.1) – (3.3) исключены из рассмотрения элементы, относящиеся к ТО3 – ТО6 и ОО. Преобразователи 4QS являются нагрузкой для ТО. Заменяв преобразователи на источники тока, имитирующие форму тока через нагрузку, можно представить, что СО питается от источника синусоидального напряжения, а ТО1 и ТО2, соответственно, питаются от источников тока i_{TO1} и i_{TO2} заданной формы. Временной сдвиг идентичных по форме кривых тока двух преобразователей принят равным 1 мс (при пяти коммутациях каждого преобразователя за полупериод). Формы токов в тяговых обмотках задавались по результатам вычислений, произведённых с помощью [270]. В результате на клеммах ТО1 и ТО2 приложены напряжения u_{TO1} и u_{TO2} . Через СО протекает ток i_1 . Схема постановки вычислительного эксперимента при шести ТО показана на рисунке 3.4. ОО нагружалась на сопротивление $Z_{OO} = R_{OO} \rightarrow \infty$, т.е. для неё имитировался режим холостого хода.

3.1.4. АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Результаты моделирования токов и напряжений при параллельной работе двух преобразователей представлены на рисунке 3.5, четырёх и шести преобразователей – соответственно на рисунке 3.6 и рисунке 3.7.

Одной из функций и важным полезным свойством 4QS является возможность получения заданного сдвига фазы тока ТО относительно напряжения ТО. Поскольку 4QS ведётся контактной сетью, то желательно обеспечить синфазность тока и напряжения в СО, т.е. чисто активный характер нагрузки. При реализации управления параллельной работой 4QS согласно [269] синфазность тока и напряжения СО может быть обеспечена подбором фазового сдвига токов ТО относительно напряжения СО. В первом приближении следует добиваться синфазности векторной суммы токов ТО (первой гармоники векторной суммы токов ТО) с напряжением контактной сети. При этом неизбежно сохраняется отставание тока СО от напряжения СО, обусловленное индуктивностями ТТ.

Для точной синхронизации необходимо скомпенсировать это отставание за счёт дополнительного сдвига фаз токов ТО.

Из анализа кривых на рисунках 3.5 – 3.7 видно, что увеличение числа 4QS тяговых преобразователей ведёт к сглаживанию формы тока i_1 , а также повышению частоты с одновременным снижением амплитуды пульсаций напряжений в ТО ТТ.

На рисунке 3.8 показаны экспериментальные временные зависимости токов 4QS и тока электровоза при параллельной работе двух 4QS с частотой модуляции каждого преобразователя 250 Гц (5 импульсов за полупериод промышленной частоты 50 Гц). Как видно из сравнения форм графиков на рисунках 3.5 и 3.8 результаты проведённых вычислительных экспериментов адекватны результатам экспериментальных поездок электровоза ЭП10.

Оценим отличие потерь в ТТ по сравнению с эталонным случаем синусоидальных токов и напряжений, когда токи во всех ТО синфазны между собой и с напряжением СО. Величина амплитуды синусоидальных токов i_{TO1} и i_{TO2} равна величине амплитуды первой гармоники тока преобразователя через тяговую обмотку, а именно:

$$I_{TO1m} = I_{TO2m} = I_{TO3m} = I_{TO4m} = I_{TO5m} = I_{TO6m} = 1352,3 \text{ А.}$$
 По итогам моделирования в среде OrCAD потери мощности в ТТ рассчитывались с использованием стандартной функции AVG(W), т.е. среднее значение потерь мощности на выбранном интервале времени [11]. Результаты сравнения потерь представлены в таблице 3.2.

Как видно из таблицы 3.2, наиболее существенно снижаются при увеличении количества 4QS потери в СО. Суммарные потери в ТТ имеют тенденцию к уменьшению с ростом количества пре-

образователей. Снижение напряжения на ТО находится в допустимых пределах. Основные результаты таблицы 3.2 представлены в графической форме на рисунке 3.9.

Поясним, каким образом в вычислительных экспериментах при несинусоидальных токах ТО получено уменьшение суммарных потерь в ТТ по сравнению с эталонным случаем. Несинусоидальность токов в ТО неизбежно приводит к увеличению потерь в ТО за счёт вклада высших временных гармоник (ВВГ) тока. Но при сдвиге фаз токов ТО амплитуда векторной суммы этих токов, в том числе первой гармоники, снижается по сравнению со случаем синфазных токов ТО. Это является причиной снижения первой гармоники сетевого тока и тока намагничивания.

В вычислительном эксперименте ток СО снижается в той же пропорции, как и векторная сумма токов в ТО (см. рисунок 3.10 согласно табл. 3.2 в случае дополнительной компенсации отставания тока СО). Таким образом, уменьшение потерь в меди в результате сдвига фаз токов ТО компенсирует увеличение потерь в меди, вызванное ВВГ токов ТО. Так как ток намагничивания практически всегда очень близок к синусоиде (значения ВВГ весьма малы ввиду высокой фильтрующей способности главной индуктивности), то увеличение потерь в стали от ВВГ практически не происходит.

3.2. УСТРОЙСТВО ДЛЯ ПИТАНИЯ ТРЁХФАЗНЫХ И ОДНОФАЗНЫХ ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ ЭЛЕКТРОВОЗА ПОСТОЯННОГО ТОКА И СПОСОБЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭТИМ УСТРОЙСТВОМ

Некоторые схемные решения для электропоездов постоянного тока (напряжение контактной сети 3 кВ) на базе АИН, включая устройства с использованием трёхфазных трансформаторов, опубликованы в [31] (см. также рисунки 1.12 – 1.16). Они обладают рядом недостатков. Использование мостовой схемы двухуровневого АИН является вариантом с минимальным числом полупроводниковых ключей (6 штук) и наиболее высокой надёжностью [31], но требует использования транзисторов с рабочим напряжением 6,5 кВ, которые дороги. Использование трёхуровневого мостового АИН позволяет ограничиться более дешёвыми силовыми транзисторами с величиной рабочего напряжения 3,3 кВ. При этом удваивается их количество, усложняется схема и алгоритмы управления АИН. В настоящем разделе рассмотрен вариант устройства питания вспомогательных цепей электропоезда постоянного тока с трёхфазным трансформатором и АИН, позволяющий использовать минимальное количество относительно низковольтных силовых транзисторов при простой схеме соединения, что удешевляет конструкцию устройства при сохранении высокой надёжности.

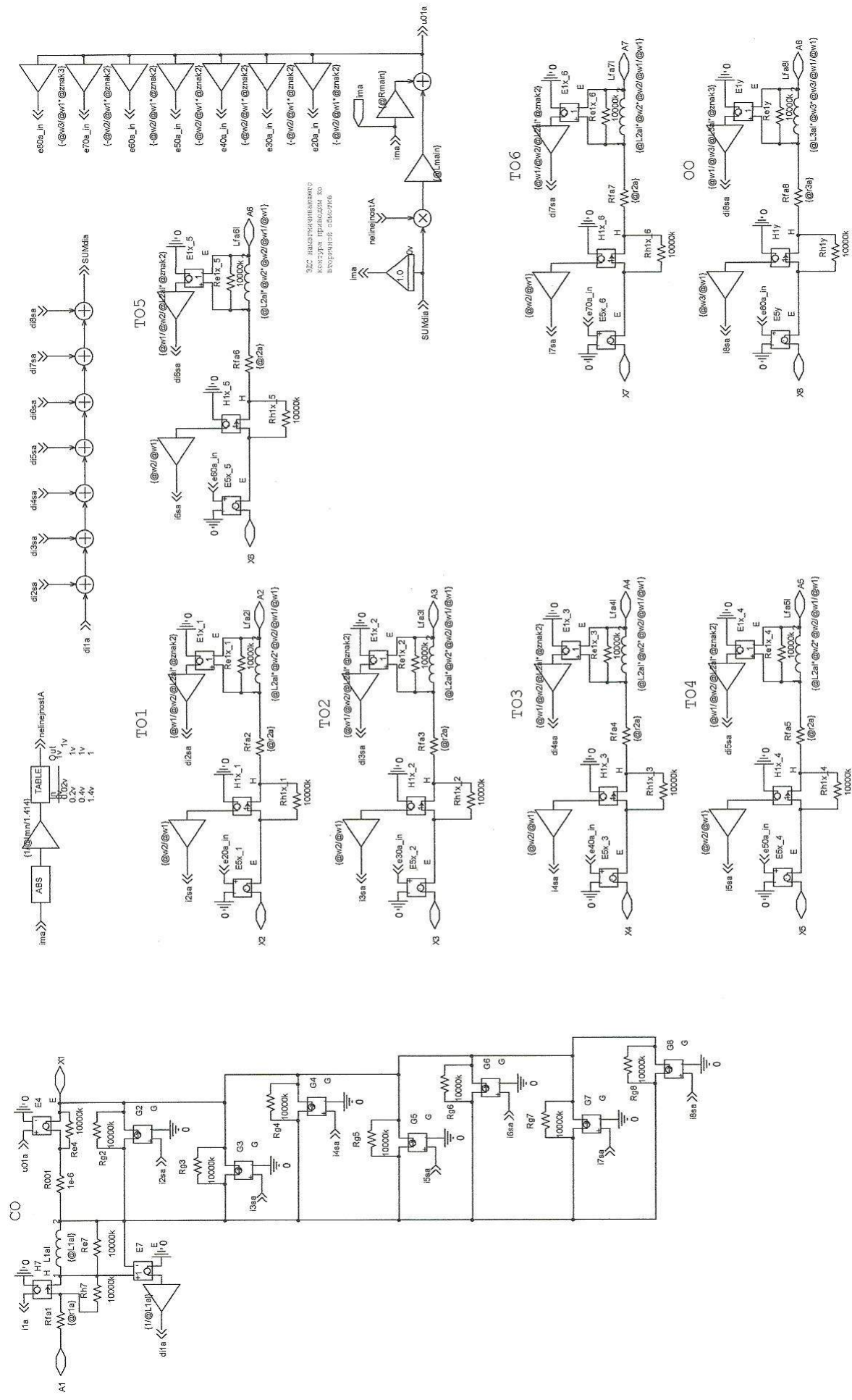


Рисунок 3.3 - Компьютерная модель ТТ согласно рисунку 3.2, выполненная в среде OrCAD 9.2

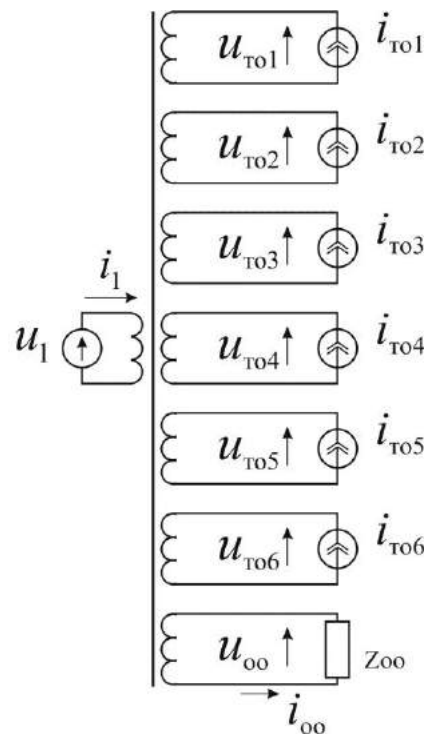


Рисунок 3.4 - Расчётная схема контуров ТТ для постановки вычислительного эксперимента при шести ТО и одной ОО

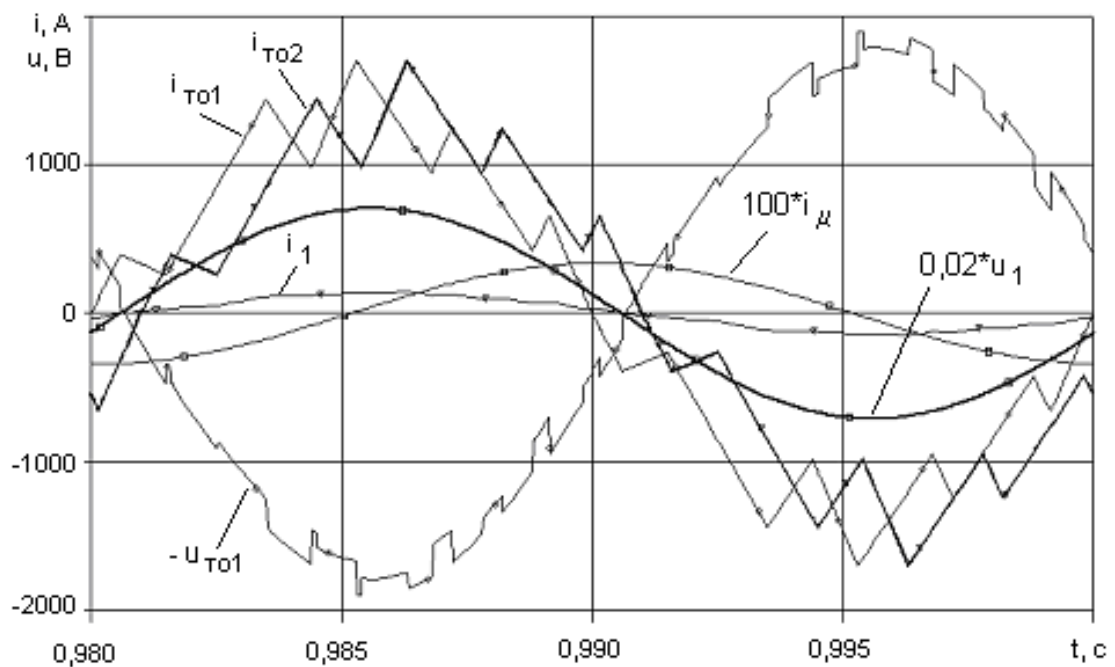


Рисунок 3.5 - Результаты моделирования токов и напряжений ТТ при параллельной работе двух 4QS

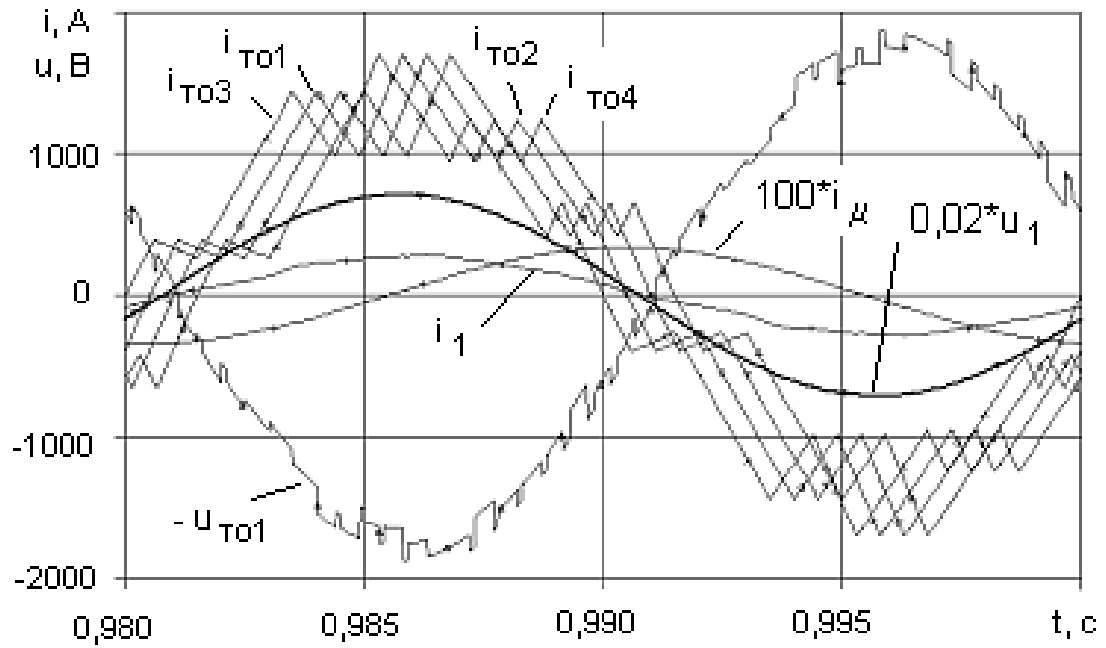


Рисунок 3.6 - Результаты моделирования токов и напряжений ТТ при параллельной работе четырёх 4QS

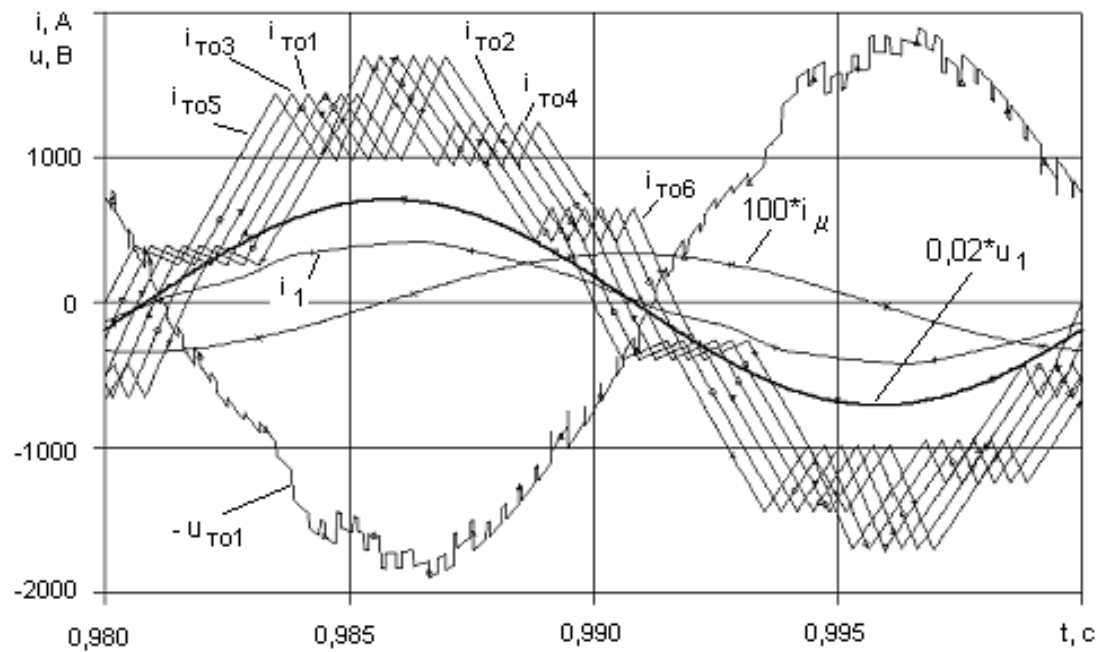


Рисунок 3.7 - Результаты моделирования токов и напряжений ТТ при параллельной работе шести 4QS

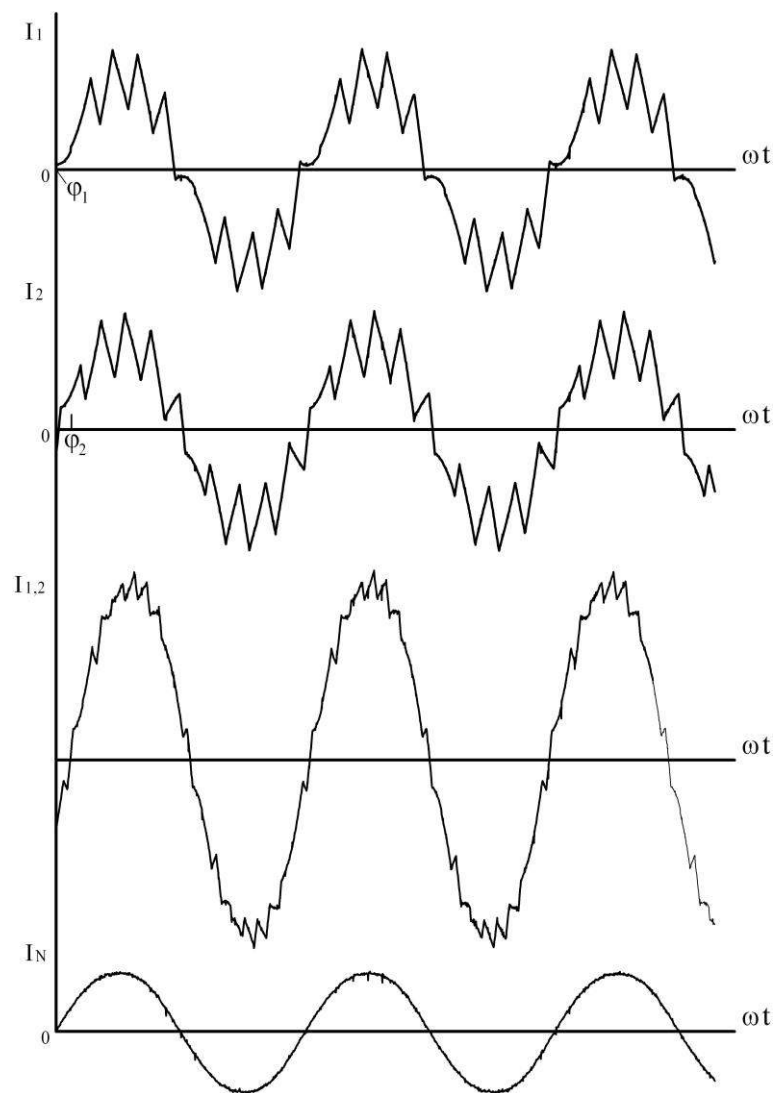


Рисунок 3.8 - Экспериментальные временные зависимости токов 4QS и тока электроваза ЭП10 на переменном токе, на участке Рязань - Ряжск с пассажирским составом из 20 четырёхосных вагонов массой 60 т в режиме тяги со скоростью 40 км/ч при параллельной работе двух 4QS с частотой модуляции каждого преобразователя 250 Гц (5 импульсов за полупериод промышленной частоты 50 Гц);

I_1 – ток на входе первого преобразователя;

I_2 - ток на входе второго преобразователя;

$I_{1,2}$ – ток двух преобразователей на вторичной стороне ТТ, образованный сложением токов первого и второго преобразователей.

I_N – ток на первичной (сетевой) стороне ТТ, сглаженный за счёт индуктивности ТТ

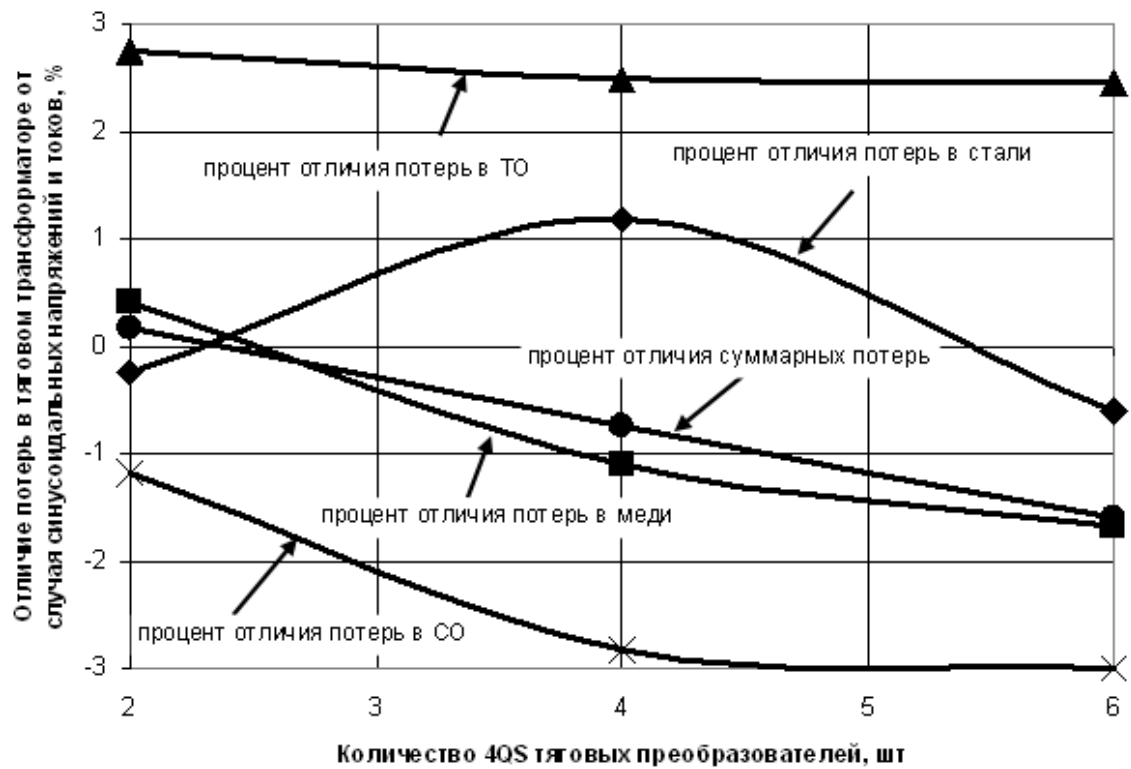


Рисунок 3.9 - Отличие потерь в тяговом трансформаторе при различном количестве параллельно работающих 4QS тяговых преобразователей от эталонного случая

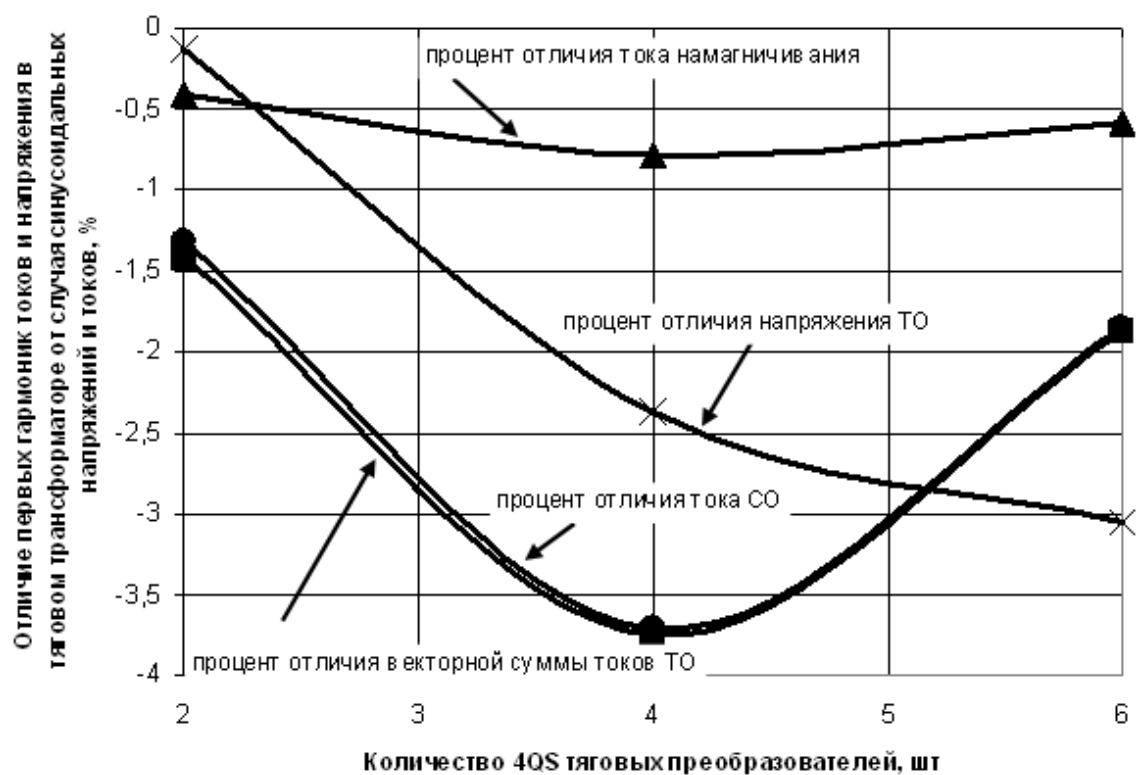


Рисунок 3.10 - Отличие первых гармоник токов и напряжения в тяговом трансформаторе при различном количестве параллельно работающих 4QS тяговых преобразователей от эталонного случая

Таблица 3.2 – Результаты сравнения потерь в ТТ при параллельной работе 2-х, 4-х и 6-ти 4QS

Отличие потерь и напряжения по сравнению со случаем синусоидальных токов и напряжений, когда токи во всех ТО синфазны	суммарные в ТО	в СО	в меди	в стали	суммарные	1-я гармоника напряжения на ТО
Две ТО, токи и напряжения синусоидальны, взаимный сдвиг токов в ТО 18° эл., дополнительная компенсация отставания тока СО на 1,422° эл.						
%	0,023	-2,611	-1,329	-0,298	-0,953	0,489
Две ТО, их токи и напряжения несинусоидальны, сдвиг токов в ТО 1 мс						
%	2,272	-2,144	0,006	-0,526	-0,188	-0,338
Две ТО, их токи и напряжения несинусоидальны, взаимный сдвиг токов в ТО 1 мс, дополнительная компенсация отставания тока СО на 1,58° эл.						
%	2,741	-1,811	0,405	-0,238	0,170	-0,135
Четыре ТО, токи и напряжения синусоидальны, взаимный сдвиг токов в ТО 9° эл., дополнительная компенсация отставания тока СО на 0,702° эл.						
%	-0,047	-3,136	-2,139	-0,274	-1,846	0,303
Четыре ТО, их токи и напряжения несинусоидальны, сдвиг токов в ТО 0,5 мс						
%	2,484	-2,703	-1,029	0,558	-0,779	-2,852
Четыре ТО, их токи и напряжения несинусоидальны, взаимный сдвиг токов в ТО 0,5 мс, дополнительная компенсация отставания тока СО на 2,66° эл.						
%	2,484	-2,817	-1,106	1,187	-0,746	-2,377
Шесть ТО, токи и напряжения синусоидальны, взаимный сдвиг токов в ТО 6,0012° эл., дополнительная компенсация отставания тока СО на 0,468° эл.						
%	-0,023	-3,250	-2,471	0,080	-2,251	-0,678
Шесть ТО, их токи и напряжения несинусоидальны, сдвиг токов в ТО 0,333 мс						
%	2,436	-2,937	-1,640	-1,694	-1,645	-1,984
Шесть ТО, их токи и напряжения несинусоидальны, взаимный сдвиг токов в ТО 0,333 мс, дополнительная компенсация отставания тока СО на 2,34° эл.						
%	2,436	-2,994	-1,683	-0,598	-1,589	-3,056

На рисунке 3.11 предложена схема устройства для питания трёхфазных и однофазных вспомогательных цепей электровоза постоянного тока [271, 233]. Идея схемы принадлежит сотруднику ОАО «ВЭЛНИИ» И.В. Синявскому. Имитационная модель и способы управления ключами устройства предложены и исследованы Пустоветовым М.Ю.

Устройство преобразует постоянное напряжение контактной сети в трёхфазное переменное напряжение, частота и величина которого может регулироваться. Каждая фаза первичной обмотки трёхфазного трансформатора подключена к ячейке преобразователя, представляющей собой однофазный полумостовой автономный инвертор напряжения. Например, фаза A подключена к ячейке, включающей в себя транзисторные ключи $VT1$ и $VT2$, диоды $VD1$ и $VD2$, конденсаторы $C1$ и $C2$.

Транзисторы $VT1$ и $VT2$ открываются поочерёдно на равные промежутки времени, формируя переменное напряжение на фазе A первичной обмотки трансформатора. Конденсатор $C7$ стабилизирует постоянное напряжение на входе ячейки преобразователя. Одновременно последовательно соединённые конденсаторы $C7$, $C8$ и $C9$ представляют собой ёмкостный делитель, разделяющий входное постоянное напряжение контактной сети U_d на три равные части (по количеству фаз трансформатора и ячеек преобразователя). Пары транзисторов в остальных двух фазах работают так же, как и в фазе A , но со сдвигом во времени на 120° эл. и 240° эл., образуя на обмотках трансформатора трёхфазную симметричную систему питающих напряжений. Фазы первичной обмотки трансформатора не имеют электрических соединений друг с другом (независимые обмотки [143]), то есть включены по открытой схеме. С целью наилучшего использования входного постоянного напряжения U_d следует использовать при формировании наибольшего по условиям эксплуатации напряжения на первичной обмотке трансформатора угол проводимости транзисторов $\Theta_{\Pi} = 180^\circ$ эл. Таким образом, получим кривую напряжения в форме меандра. Конденсаторы $C1$ и $C2$ дополнительно стабилизируют форму полуволн меандра в фазе A . Для регулирования величины переменного напряжения можно в этом случае использовать прямоугольно-треугольную ШИМ: двуполярное напряжение несущей частоты треугольной формы, модулирующее напряжение в форме меандра (будем именовать это «Способ 1», см. рисунок 3.12).

Основной недостаток вышеописанного способа формирования напряжения (способа управления преобразователем) следует из гармонического состава сигнала формы меандра: содержатся все гармонические составляющие нечётных порядков, относительная амплитуда гармоники убывает обратно пропорционально её номеру (относительная амплитуда 1-й гармоники равна 1, 3-й гармоники $1/3$, 5-й – $1/5$). Третья гармоника напряжения весьма велика, что определяет значительность третьей гармоники тока первичной обмотки трансформатора (в 2,18 раза превосходит 1-ю гармонику) и значительность дополнительных потерь от её протекания.

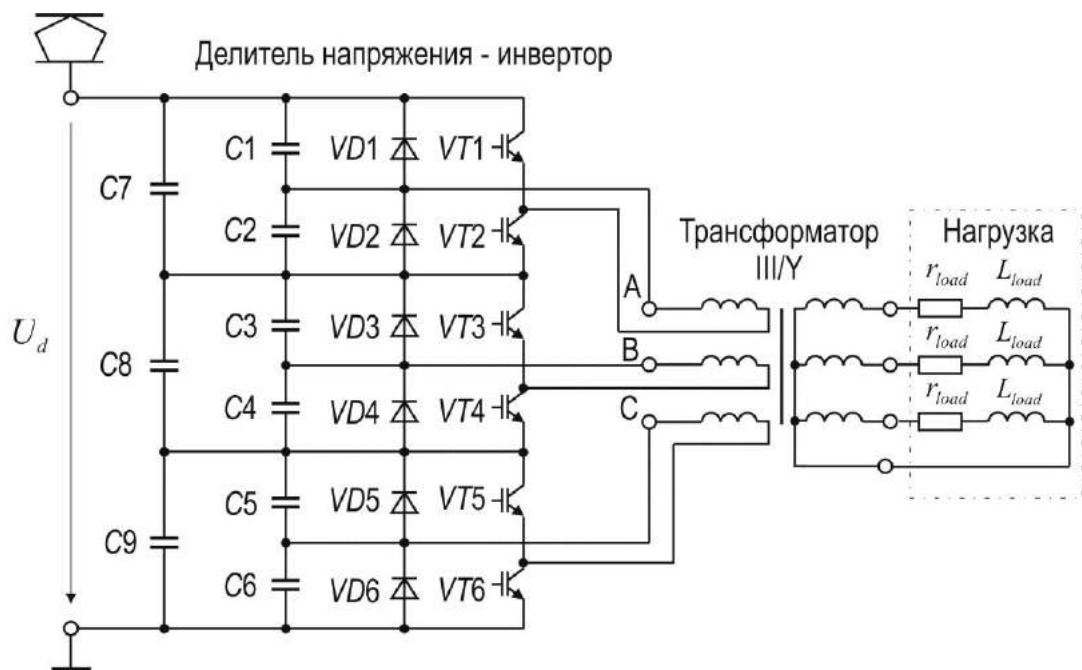


Рисунок 3.11 - Электрическая принципиальная схема устройства для питания трёхфазных и однофазных вспомогательных цепей электровоза постоянного тока

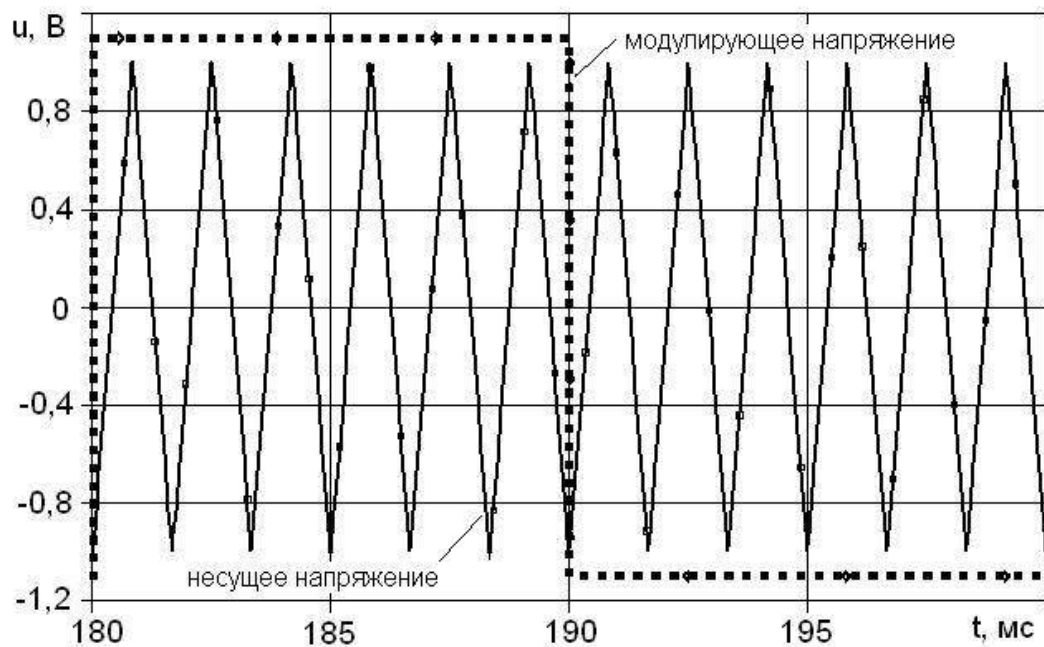


Рисунок 3.12 - Способ 1 осуществления ШИМ напряжения фазы

Для преодоления указанного недостатка предлагается в качестве модулирующего напряжения использовать форму сигнала «меандр с паузой» при ширине импульса 120° эл. (будем именовать это «Способ 2», см. рисунок 3.13).

Для сравнения в качестве «Способа 3» используем алгоритм синусоидально-треугольной ШИМ с предмодуляцией синфазной с первой третьей гармоникой с амплитудой 0,167 от первой гармоники и перемодуляцией первой гармоники в $\pi/2$ раз (см. рисунок 2.54).

Результаты компьютерного моделирования для сравнения трёх способов управления преобразователем сведены в таблицу 3.3. Использована компьютерная модель трёхфазного трансформатора, показанная на рисунках 2.22 – 2.26 и в [230]. Во всех случаях параметры трансформатора и нагрузки одинаковы. Нагрузка симметричная с $\cos\varphi = 0,88$. Частота модулирующего напряжения 50 Гц, несущая частота ШИМ 600 Гц. Все значения величин в таблице представлены в относительных единицах.

Таблица 3.3 - Сравнительные результаты расчёта характеристик устройства для питания трёхфазных и однофазных вспомогательных цепей электровоза постоянного тока при различных способах управления преобразователем

Наименование характеристик	Напряжение 1-й гармоники фазы первичной обмотки трансформатора	Активная мощность на выходе трансформатора	Коэффициент мощности на входе трансформатора	КПД трансформатора	$\eta_T \cdot \cos\varphi_1$	
1	2	3	4	5	6	7
Условное обозначение	$U_{1\phi 1}^*$	P_2^*	$\cos\varphi_1$	η_T	K_E	$K_E \cdot U_{1\phi 1}^*$
Способ 1	1,000 (733,6 В)	1,000 (73 кВт)	0,847	0,910	0,771	0,771
Способ 2	0,873	0,761	0,834	0,966	0,806	0,704
Способ 3	0,966	0,925	0,825	0,961	0,793	0,766

При любом из рассмотренных способов управления преобразователем отсутствуют или невелики гармоники с порядками, кратными трём, в фазном и линейном напряжениях вторичной обмотки трансформатора. Это положительно сказывается на гармоническом составе тока вторичной обмотки. Потенциал нейтральной точки нагрузки, соединённой по схеме звезда, близок к нулю, что положительно сказывается на электромагнитной совместимости преобразователя. В спектре напряжения фазы первичной обмотки трансформатора наблюдаются чётные гармоники. Они присутствуют также в напряжениях и токах фаз вторичной обмотки трансформатора и линейном напряжении вторичной обмотки.

Способ 2 позволяет радикально уменьшить величину тока 3-й гармоники в первичной обмотке трансформатора (до 7,15% от 1-й гармоники).

При Способе 3 3-я гармоника тока в первичной обмотке трансформатора в 1,53 раза превосходит 1-ю. Расчётные кривые напряжения и токов показаны на рисунке 3.14.

Проблема чётных гармоник решается подбором несущей частоты ШИМ. Увеличив её до 650 Гц, получим поворотную симметрию левой и правой половин изображения на рисунках 3.12, 3.13, 2.54 и отсутствие в напряжениях и токах трансформатора чётных гармоник. То есть, с точки зрения гармонического состава предпочтительно, когда на периоде модулирующего напряжения укладывается нечётное количество периодов напряжения несущей частоты. Но при переменной частоте модулирующего напряжения возможны различные количества периодов несущей частоты на периоде модулирующей.

Из данных таблицы 3.3 видно, что наивысшее значение K_E (энергетического фактора) показывает Способ 2. Однако он заметно проигрывает двум другим по использованию входного напряжения и, как следствие, по полезной мощности на выходе трансформатора. Отсюда, по совокупности энергетических характеристик, то есть по значению произведения $\eta_T \cdot \cos \varphi_1 \cdot U_{1\phi}^*$ предпочтительнее Способ 3.

3.3. КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ СОБСТВЕННЫХ НУЖД С ОДНОФАЗНЫМ ТРАНСФОРМАТОРОМ: РЕШЕНИЕ ПРЯМОЙ И ОБРАТНОЙ ЗАДАЧ

ПСН на борту электровоза можно определить как частный случай вторичного источника электропитания (ВИЭ) - устройства, предназначенного для обеспечения питания электроприёмника электрической энергией с определёнными характеристиками путём преобразования энергии других источников питания. Кроме выполнения функционального назначения, целесообразно, если ВИЭ будет энергоэффективным устройством. Это важно, так как зачастую в ВИЭ производится многократное преобразование электрической энергии, и особенно важно, если ВИЭ обладает относительно большой мощностью. В настоящем разделе рассматривается вариант ПСН магистрального электровоза постоянного тока [272, 273]. Постоянное напряжение контактной сети, питающей электровоз, может изменяться в пределах 2 – 4 кВ [63]. Ёмкостным делителем это напряжение делится пополам.

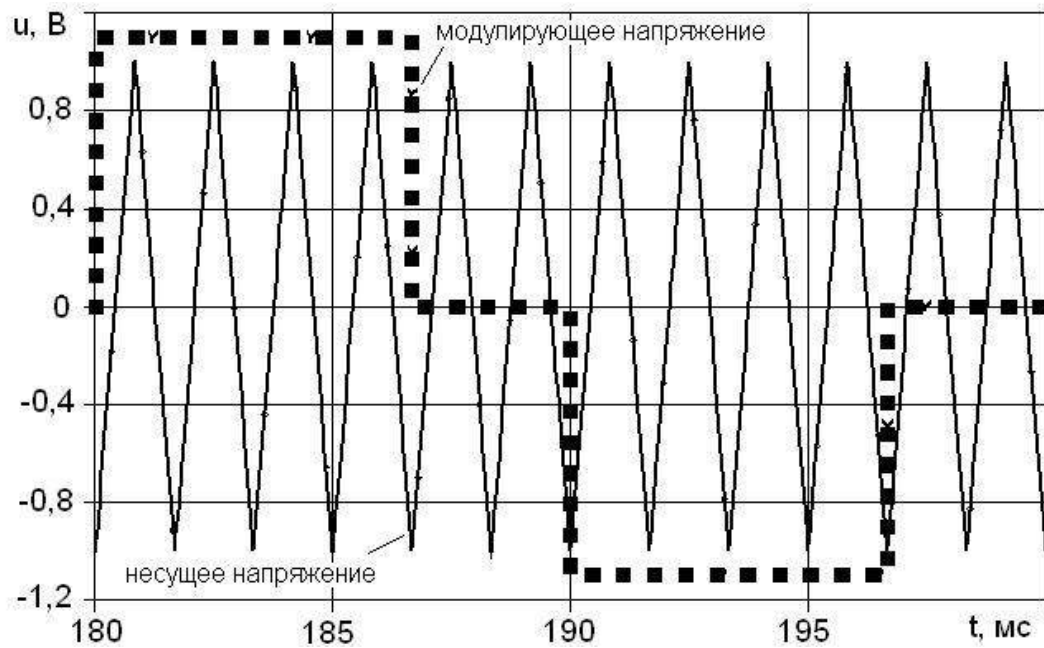


Рисунок 3.13 - Способ 2 осуществления ШИМ напряжения фазы

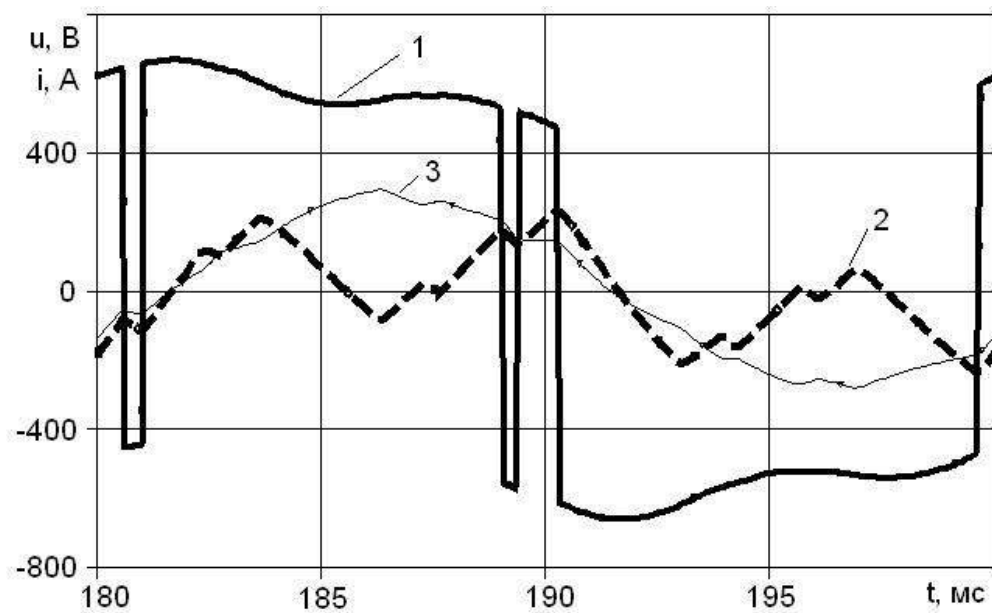


Рисунок 3.14 - Результат компьютерного моделирования токов и напряжения трансформатора при управлении преобразователем по Способу 3: 1 – напряжение фазы первичной обмотки; 2 – ток фазы первичной обмотки; 3 – ток фазы вторичной обмотки

К каждой половине присоединяется ячейка ПСН, электрическая принципиальная схема силовой части которой показана на рисунке 3.15, где высокое постоянное напряжение $U_d = 1 - 2$ кВ подаётся на вход ёмкостного делителя $C1$ и $C2$, образующего с вертикальной парой $IGBT$ -транзисторов $VT1$ и $VT2$ мост, в диагональ которого включена первичная обмотка разделительного однофазного трансформатора. Каждый транзистор шунтирован встречно-параллельным диодом ($VD1$ и $VD2$). Таким образом, транзисторы, диоды и конденсаторы в совокупности образуют однофазный автономный инвертор напряжения, собранный по полумостовой схеме. Вторичная обмотка трансформатора $Tr1$ нагружена на диодный выпрямитель, собранный по однофазной мостовой схеме (диоды $VD3 - VD6$), который в свою очередь нагружен на выходной Г-образный LC – фильтр, образованный L_ϕ и $C_{\phi r}$, стабилизирующий постоянное напряжение на нагрузке $U_{load} = 660$ В. Роль нагрузки на рисунке 3.15 выполняет резистор r_{load} , номинальная мощность нагрузки 100 кВт. На электровозе в качестве нагрузки используются, например, трёхфазные АИН, питающие АД мотор-вентиляторов и мотор-компрессоров [43]. Полупроводниковые приборы инвертора и выпрямителя защищены от коммутационных перенапряжений RC -цепочками с использованием дельта-конденсаторов. Выводы вторичных обмоток однофазных трансформаторов ячеек ВИЭ могут быть соединены последовательно или параллельно при работе на общий выпрямитель. Или каждая ячейка ВИЭ может питать отдельный выпрямитель. Ввиду особенностей построения схемы ВИЭ первичная обмотка разделительного трансформатора питается напряжением в форме меандра или меандра с площадкой (в зависимости от коэффициента заполнения импульса напряжения γ): при заданной частоте напряжения (900 Гц) регулируется длительность прямоугольного моноимпульса на полупериоде, что является инструментом стабилизации U_{load} .

Выяснилось, что величина индуктивности дросселя выходного фильтра L_ϕ значительно влияет на форму токов и напряжений в обмотках трансформатора, искажая форму меандров напряжения на обмотках трансформатора колебательными процессами. При удалении из схемы L_ϕ искажения напряжения исчезали, а ток через транзистор приобретал классическую треугольную форму, что подтверждено как компьютерным моделированием, так и физическими испытаниями на стенде ОАО «ВЭЛНИИ». Но удаление L_ϕ из состава фильтра нецелесообразно. Кроме того, возникла идея использовать резонансные свойства выходного фильтра, введя в его состав ёмкость C_ϕ (см. рисунок 3.15), для деформирования формы тока через транзисторы инвертора таким образом, чтобы осуществлять их «мягкую» коммутацию, а именно коммутацию при значениях тока, близких к нулю (то есть использовать для «мягкой» коммутации лишь пассивные средства). Одновременно ток в обмотках трансформатора

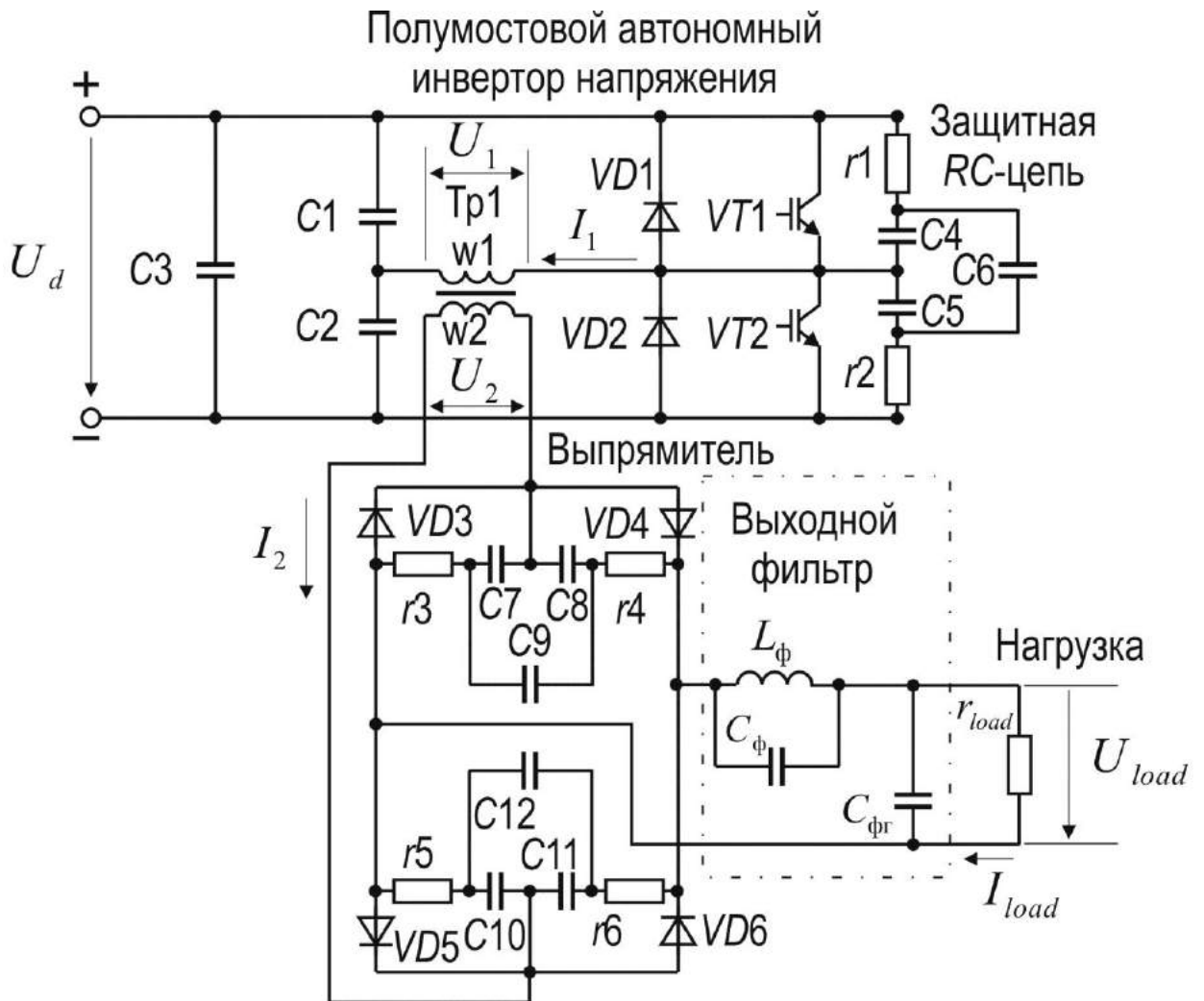


Рисунок 3.15 - Схема электрическая принципиальная силовой части ячейки ПСН

становится практически синусоидальным. Следствием этого стало бы снижение динамических потерь в инверторе (потерь на переключение в полупроводниковых вентилях) и потерь от высших гармоник в трансформаторе.

3.3.1. РЕШЕНИЕ ПРЯМОЙ ЗАДАЧИ

Была поставлена задача расчёта параметров выходного фильтра, позволяющих реализовать «мягкую» коммутацию, – это прямая задача моделирования. Компьютерная модель была построена в среде *OrCAD*, математическая модель однофазного трансформатора с учётом потерь в стали и нелинейности кривой намагничивания соответствует описанной в [193, 226]. На рисунке 3.16 показана зависимость сочетаний параметров резонансного контура L_ϕ , C_ϕ выходного фильтра (в том числе резонансная частота $f_{\text{рез}}$), позволяющих достичь тока в первичной обмотке трансформатора, близкого к синусоидальному, полученная в результате вычислительных экспериментов на компьютерной модели (было принято $C_{\text{фг}} = 643$ мкФ).

К сожалению, приходится констатировать факт, что не удаётся варьированием параметров выходного фильтра добиться полностью синусоидального тока в обмотках трансформатора и нулевого значения тока через транзистор в момент его коммутации. Также оказалось, что при изменении γ и фиксированных параметрах фильтра не удаётся удерживать эффект синусоидальности тока через первичную обмотку трансформатора – постепенно с уменьшением γ он приближается по форме к треугольному.

Для выяснения влияния резонансного контура в выходном фильтре при различных коэффициентах заполнения импульса выходного напряжения на токи и напряжения в первичной обмотке разделительного трансформатора (I_1, U_1), во вторичной обмотке (I_2, U_2) и нагрузке ($I_{\text{load}}, U_{\text{load}}$) также были проведены вычислительные эксперименты на компьютерной модели при фиксированном значении напряжения на входе схемы. Результаты представлены на рисунке 3.17. Они говорят о существенной нелинейности регулировочных характеристик ячейки ПСН, наиболее явно проявляющейся как раз в зоне наиболее часто используемых значений $\gamma = 0,5 - 1,0$. Причём, наибольшие значения токов и напряжений достигаются не при $\gamma = 1$.

3.3.2. РЕШЕНИЕ ОБРАТНОЙ ЗАДАЧИ

После получения результатов, приведённых выше, была поставлена обратная задача компьютерного моделирования: при заданных параметрах выходного фильтра определить,

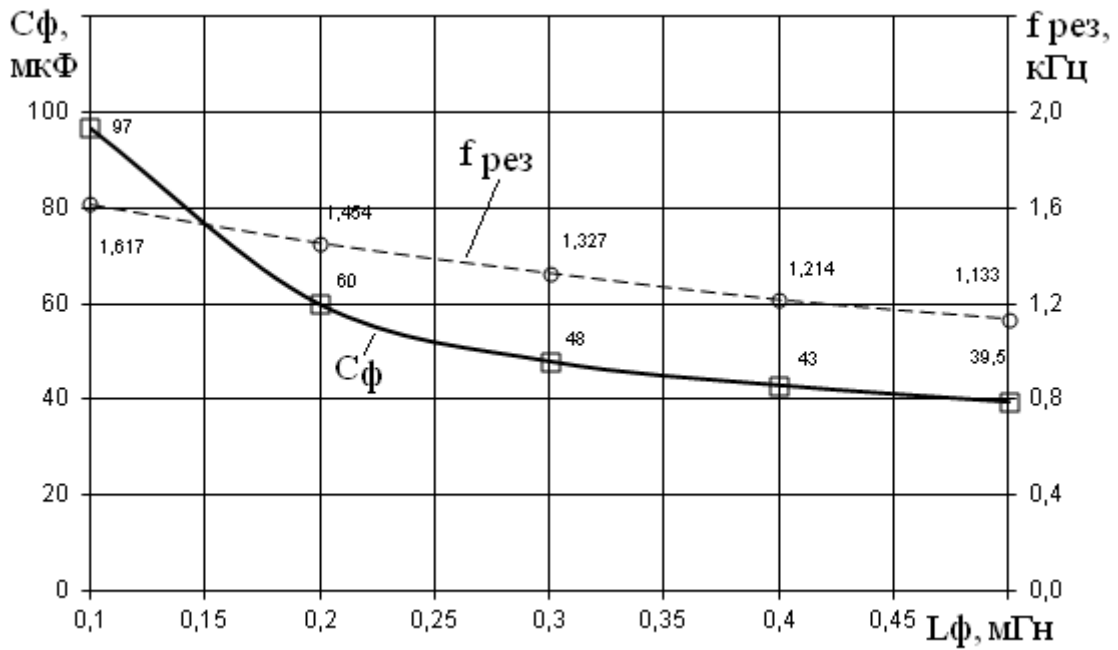


Рисунок 3.16 - Соотношения для L_ϕ и C_ϕ выходного фильтра, полученные в результате компьютерного моделирования (параметры резонансного выходного фильтра, при настройке на коммутацию тока через транзистор при минимальном значении)

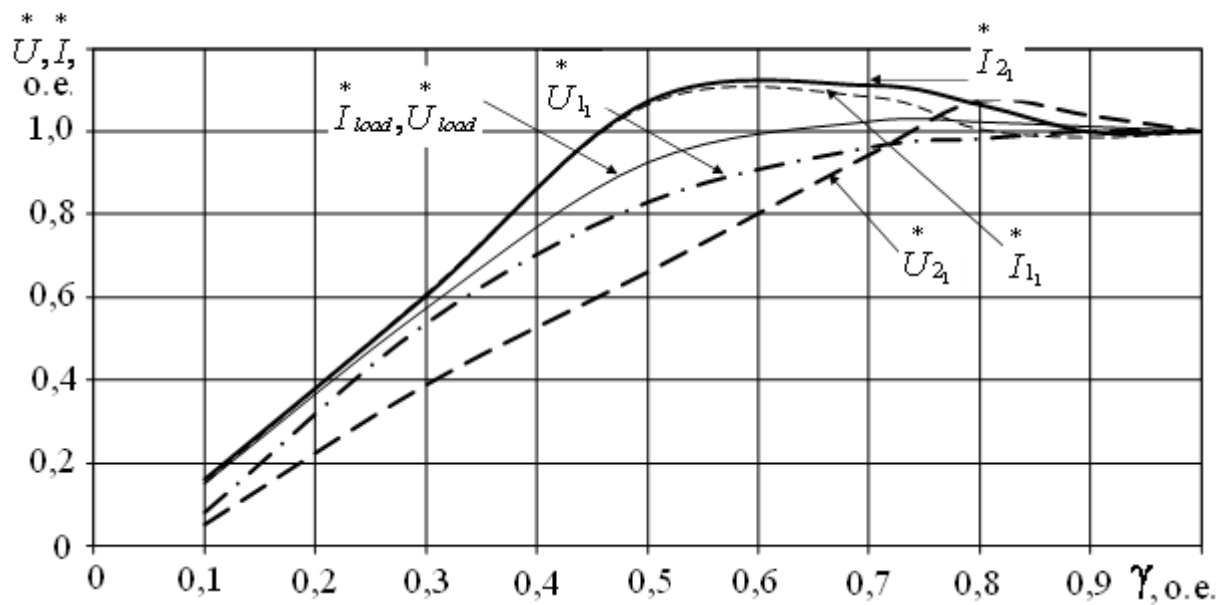


Рисунок 3.17 - Регулировочные характеристики ячейки ВИЭ при $L_\phi = 0,1$ мГн, $C_{фг} = 643$ мкФ, C_ϕ в соответствии с рисунком 3.16 и неизменном напряжении U_d (зависимости относительных напряжений и токов ячейки ВИЭ от γ (для выпрямленных сигналов - постоянная составляющая, для переменных - первая гармоника))

какой должна быть форма напряжения на первичной обмотке трансформатора, чтобы обеспечить синусоидальный ток в первичной обмотке трансформатора и нулевое значение тока через транзистор в момент его коммутации. Для решения этой задачи в цепь первичной обмотки трансформатора в схеме компьютерной модели был введён источник синусоидального тока (другой пример ввода в цепь обмотки трансформатора источника тока известной формы для выяснения формы напряжения описан в [193, 267, 268]). Результат моделирования, полученный при $L_{\phi} = 0,5$ мГн, $C_{\phi} = 39,5$ мкФ, $C_{\phi r} = 643$ мкФ, показан на рисунке 3.18.

При протекании в первичной обмотке трансформатора синусоидального тока и условии, что ток через каждый транзистор полумостового инвертора является полупериодом тока в первичной обмотке, получена форма напряжения на первичной обмотке трансформатора, напоминающая меандр, модулированный по амплитуде синусоидой с частотой выше основной. Иными словами, результат моделирования свидетельствует о том, что форма напряжения на первичной обмотке в виде меандра или меандра с паузой не способна обеспечить в исследуемой схеме ВИЭ протекание синусоидального тока в первичной обмотке трансформатора. Анализ формы кривой напряжения первичной обмотки трансформатора на рисунке 3.18 приводит к выводу о необходимости широтно-импульсного регулирования напряжения первичной обмотки трансформатора с использованием обратной связи по току в ней.

3.4. КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ СТАБИЛИЗАЦИИ ТОКА В ОБМОТКЕ ВОЗБУЖДЕНИЯ ТЯГОВОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

В данном разделе приведено описание компьютерной модели системы стабилизации тока в обмотке возбуждения коллекторного тягового электродвигателя [256, 257], разработанной в САПР OrCAD 9.2.

В электровозе с коллекторными тяговыми электродвигателями (КТЭД) последовательного возбуждения актуальной задачей является стабилизация тока в обмотке возбуждения (ОВ) КТЭД при уменьшении тока якоря. Ток якоря может снижаться, например, вследствие развития процесса боксования приводимой оси электровоза. При боксовании из-за ухудшения сцепления колеса с рельсом, что тождественно снижению момента нагрузки на валу КТЭД, возрастает частота вращения якоря КТЭД. Ввиду этого возрастает противо-ЭДС КТЭД, что ведёт к снижению тока в якоре. При последовательной схеме возбуждения снижение тока в якоре приводит к уменьшению тока в ОВ, что равносильно ослаблению поля КТЭД.

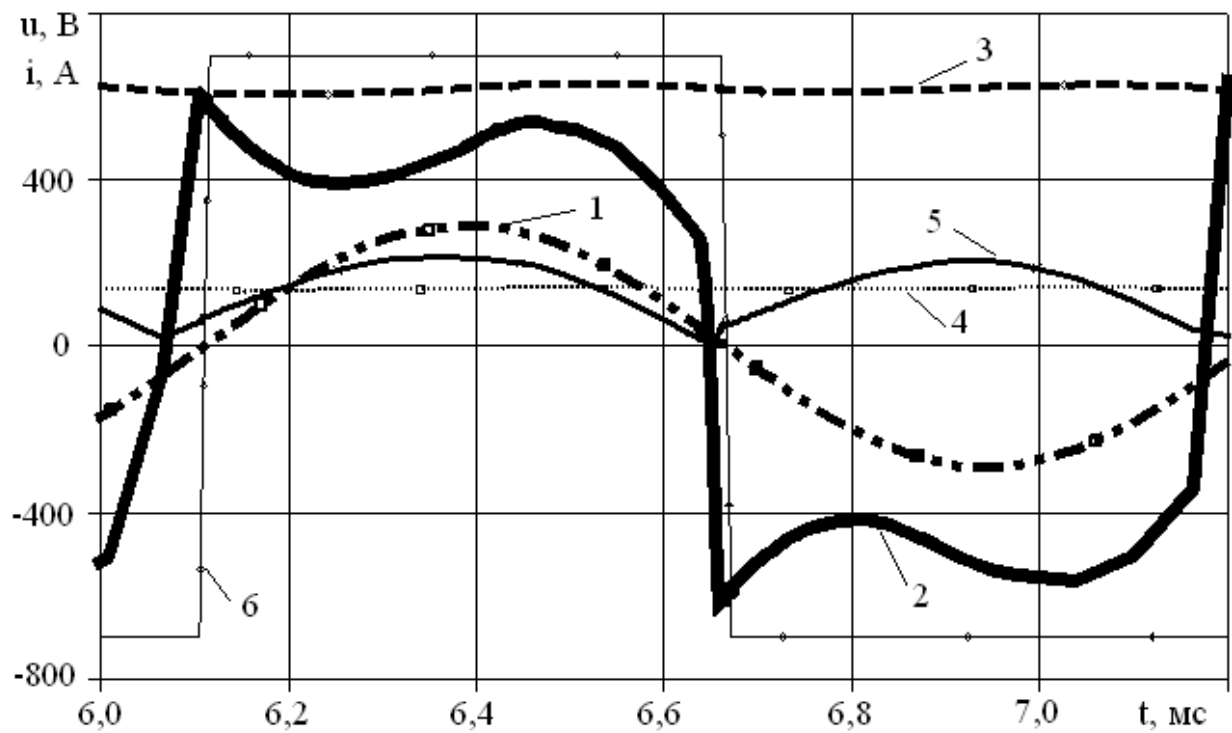


Рисунок 3.18 - Результат компьютерного моделирования напряжения первичной обмотки трансформатора при навязанном синусоидальном токе в ней: 1 – навязанный синусоидальный ток i_1 ; 2 – напряжение u_1 ; 3 – напряжение u_d ; 4 – ток i_d ; 5 – ток на выходе выпрямителя (на входе фильтра); 6 – модельное напряжение управления транзистором VT2 (амплитуда увеличена)

Чтобы в описанной ситуации избежать ухода КТЭД в разнос, нужно поддерживать неизменным значение тока возбуждения, для чего предусмотрен ВУВ, осуществляющий подпитку ОВ КТЭД током при снижении тока якоря. Задача ВУВ состоит в реакции на снижение тока в ОВ.

Пока ток в ОВ равен номинальному, тиристоры ВУВ находятся в запертом состоянии. При снижении тока в ОВ угол проводимости тиристоров ВУВ возрастает в некоторой функции от фактической величины тока в ОВ. Подробное описание электрической схемы питания ВУВ содержится в [43]. В рамках настоящей работы рассмотрение силовой части электрической схемы системы стабилизации тока в ОВ КТЭД ограничим фрагментом, показанным на рисунке 2.62. Выбрана схема ВУВ, представляющая собой однофазный тиристорный выпрямитель с нулевым диодом, получающий питание от однофазного двухобмоточного трансформатора с отпайкой в средней точке вторичной обмотки. В этой схеме выпрямителя предельным углом управления является $\alpha_M = 180^\circ$.

Компьютерная модель силовой части тиристорного выпрямителя показана на рисунке 3.19 как часть модели силовой электрической схемы системы стабилизации тока в ОВ КТЭД. Тиристоры моделируются упрощённо в виде идеализированных ключей, управляемых напряжением, последовательно которым включены диоды (см. рисунок 3.19). ИШ и ОВ КТЭД реализованы как компьютерные модели дросселя [193, 262] с учётом нелинейностей кривых намагничивания [193, 204]. Математическая модель однофазного трансформатора с отпайкой в средней точке вторичной обмотки дана в [193, 254, 258]. Так как достаточно смоделировать равномерное снижение тока якоря, то с целью упрощения схемы модели якорные цепи КТЭД реализованы в ней в виде импульсного источника тока (см. рисунок 3.19).

Система импульсно-фазового управления (СИФУ) выпрямителем предназначена для формирования и распределения импульсов на отпирание его тиристоров. В состав СИФУ отнесём задатчик величины тока ОВ; обратную связь по току ОВ КТЭД; нелинейность, форсирующую момент открытия тиристоров уже при малых отклонениях тока возбуждения вниз от номинального, и тем самым повышающую быстродействие системы стабилизации тока в ОВ; ПИ-регулятор тока (выбран из условия настройки контура тока возбуждения на технический оптимум согласно рекомендациям [215]), узел формирования угла α отпирания тиристоров, узел, производящий распределение сигналов на тиристоры. На рисунке 3.20 приведена компьютерная модель СИФУ, построенная по принципу структурной схемы; на рисунке 3.21 показана используемая в модели СИФУ форсирующая нелинейность.

В данной модели СИФУ сигнал обратной связи по току возбуждения, приходящий на вход ПИ-регулятора, не может превышать значения 3,141593, для чего ранее он ограничивается в пределах (0 ... 8) В. Величина напряжения в обратной связи по току возбуждения равная 8 В имеет место при достижении током возбуждения номинальной величины. Для повышения

быстродействия системы стабилизации тока ОВ сигнал, поступающий с датчика тока возбуждения, пропускается через форсирующую нелинейность. Сигнал на выходе ПИ-регулятора нормируется в пределах $-3,141593 \dots +3,141593$. Модуль этого сигнала подаётся в качестве значения угла α отпирания тиристоры выпрямителя для обработки в соответствии с тригонометрическим выражением

$$\sin(\alpha + \beta) = \sin \alpha \cos \beta + \cos \alpha \sin \beta, \quad (3.4)$$

где в качестве угла β употребляется фазовый угол источника напряжения V_{sin1} . Для правильной настройки функционирования СИФУ нужно, чтобы фаза эталонного источника синусоидального напряжения V_{sin1} , по сравнению с выходным сигналом которого осуществляется сдвиг момента отпирания тиристора, совпадала с фазой первой гармоники напряжения на входе ВУВ. В данной модели это совпадение обеспечено путём подбора. Полученный в результате обработки по выражению (3.4) сигнал синусоидальной формы инвертируем, усиливаем и ограничиваем, формируя меандр, который используем для управления идеализированными ключами, входящими в состав упрощённых моделей тиристоры.

Результаты компьютерного моделирования процесса стабилизации тока в ОВ КТЭД показаны на рисунке 3.22.

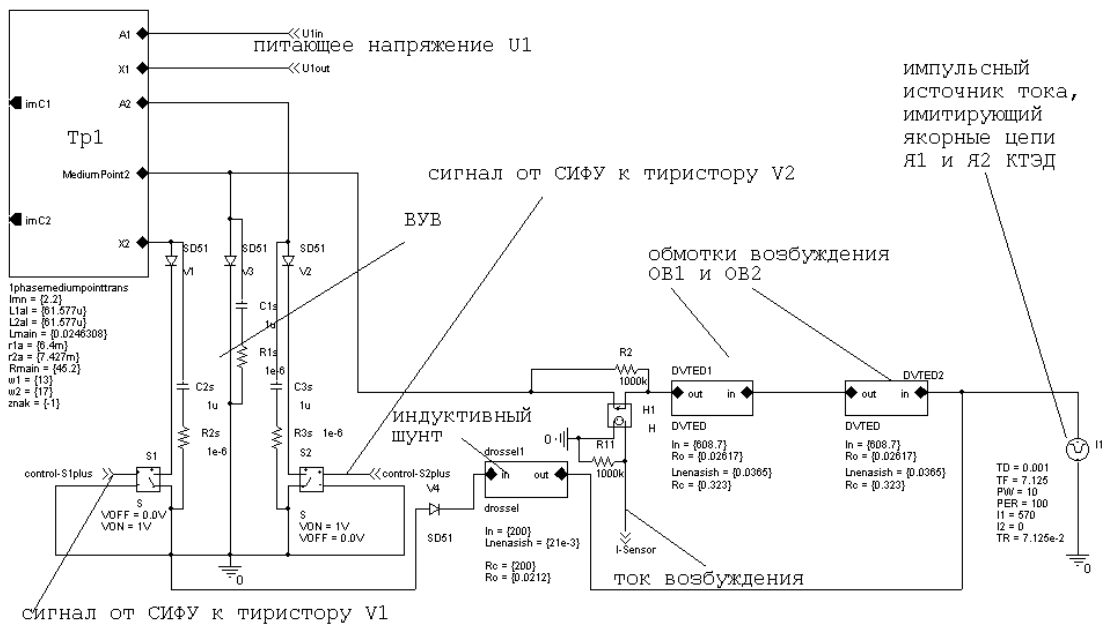


Рисунок 3.19 - Компьютерная модель силовой части системы стабилизации тока в обмотке возбуждения тягового электродвигателя

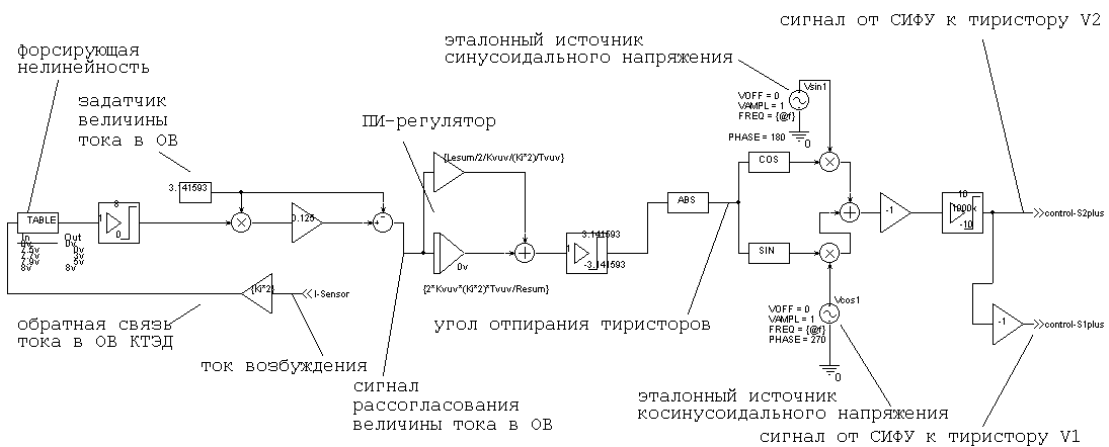


Рисунок 3.20 - Компьютерная модель управляющей части системы стабилизации тока в обмотке возбуждения тягового электродвигателя

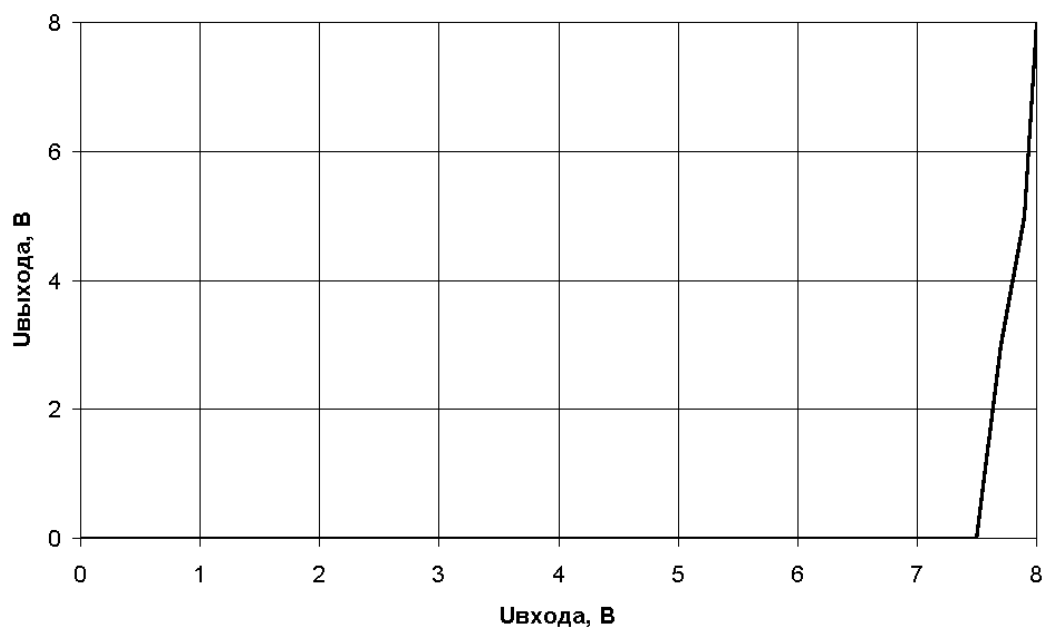


Рисунок 3.21 - Используемая в модели СИФУ форсирующая нелинейность

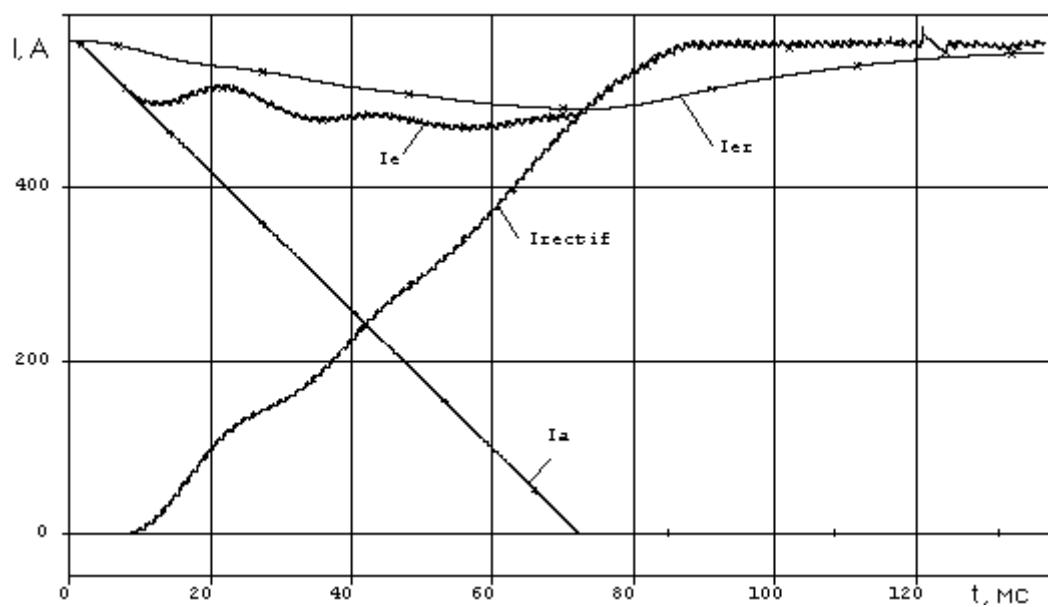


Рисунок 3.22 - Результаты компьютерного моделирования процесса стабилизации тока в ОВ КТЭД

3.5. КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПУСКА ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ АД ЭЛЕКТРОВОЗА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ПРИ КОНДЕНСАТОРНОЙ СХЕМЕ ПИТАНИЯ

Компьютерная модель электромеханических процессов пуска от сети 50 Гц мотор-компрессора с АД [6, 274] является частью более крупной компьютерной модели, позволяющей имитировать динамику тепловых процессов [275 - 277], имеющих место в АД вспомогательного ЭП электровоза 2ЭС5К. Построение компьютерной модели и рассмотрение процессов выполнено на базе схемы, изображенной на рисунке 1.3.

3.5.1. МОДЕЛИРОВАНИЕ ПУСКА МОТОР-КОМПРЕССОРА

Компьютерная модель пуска от сети 50 Гц мотор-компрессора с АД НВА-55 представлена на рисунке 3.23. Ёмкость пусковых и рабочих конденсаторов подобрана таким образом, чтобы симитировать понижение номинальной ёмкости в эксплуатации до минимального предела, допускающего пуск мотор компрессора ($484 \text{ мкФ} \cdot 0,7$). Вид и параметры компьютерной модели АД НВА-55 даны в приложении Т, материалы которого опубликованы в [278].

Номинальный момент нагрузки мотор-компрессора принят 214 Нм. Нелинейность имитирует 2,5-кратный номинальному пусковой момент мотор-компрессора с последующим его резким снижением при трогании и плавным дальнейшим повышением при росте частоты вращения до номинального значения (см. [279]). Симитирована упрощённо зависимость момента мотор-компрессора (поршневого) от угла поворота в виде «выпрямленной синусоиды» [196].

Начальное положение (угол $\pi/2$) задано из расчёта наиболее тяжёлого пуска.

Контакты КМ1, КМ2 и КМ3 (см. рисунки 1.3 и 3.23) размыкаются по достижении действующим значением напряжения на датчике *Sensor300V* значения 300 В. Датчик выполнен на базе ИНУН. Модуль сигнала пропускается через фильтр нижних частот. Результат сравнивается со значением уставки (300 В). Если сигнал превышает значение уставки, размыкаются контакты КМ1, КМ2 и КМ3.

Результаты моделирования пуска при напряжении сети 380 В показаны на рисунках 3.24 – 3.29. При напряжении 470 В – на рисунках 3.30 – 3.35. Формы огибающих линейных напряжений и токов каждой фазы АД обладают ярко выраженной спецификой. От величины питающего напряжения значительно зависит время пуска. Данные, полученные о режиме пуска мотор-компрессора при разных значениях напряжения U_c на обмотке собственных нужд тягового трансформатора в результате компьютерного моделирования, сведены в табл. 3.4.

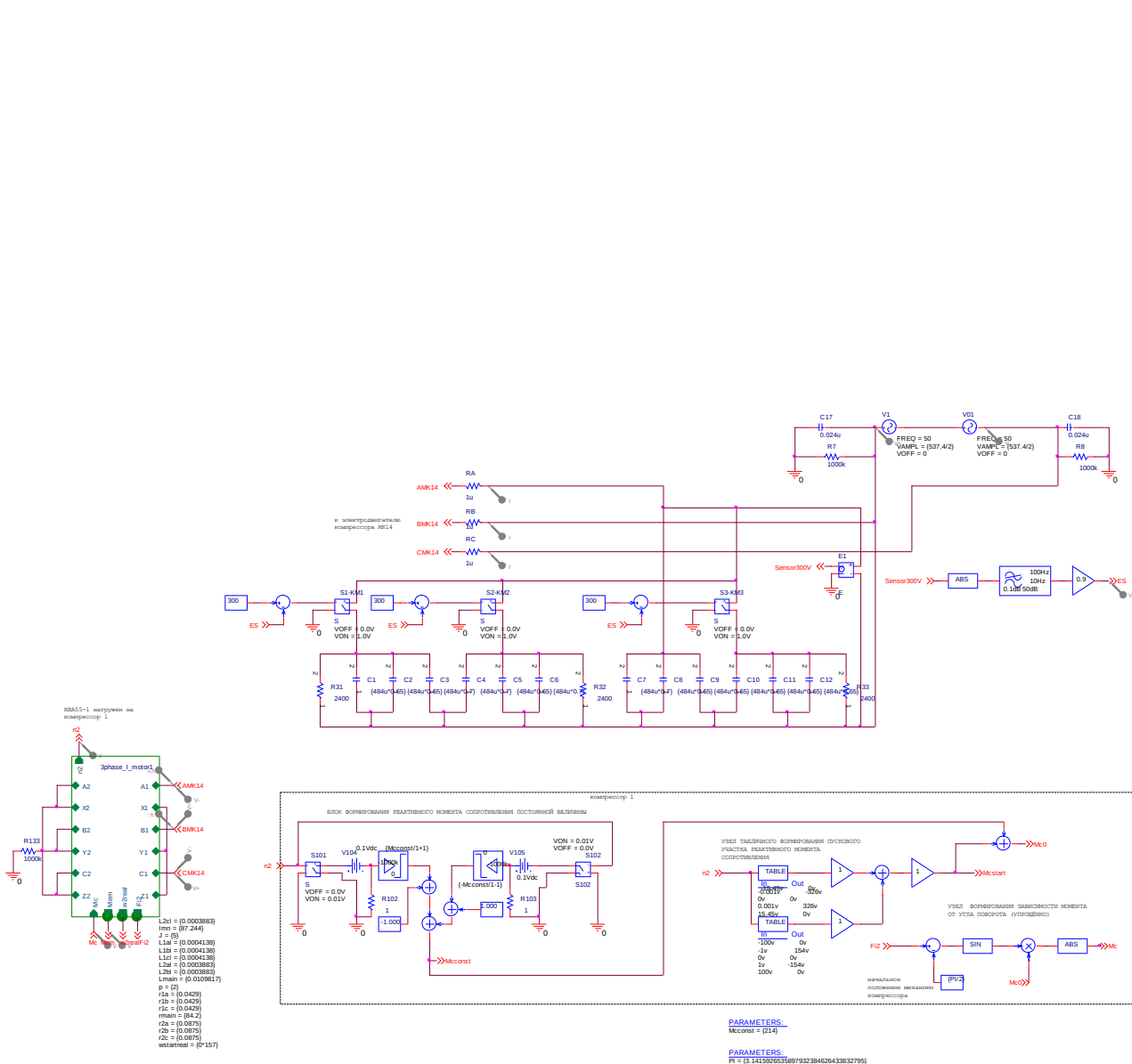


Рисунок 3.23 - Компьютерная модель пуска от сети 50 Гц мотор-компрессора с асинхронным двигателем НВА-55

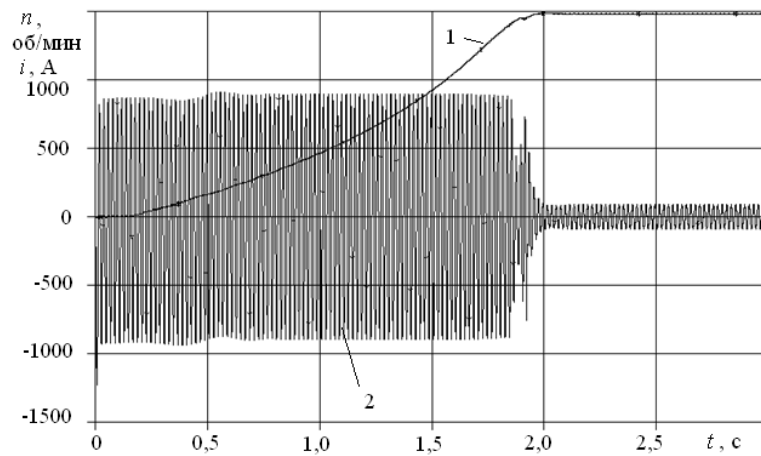


Рисунок 3.24 - Результаты компьютерного моделирования пуска мотор-компрессора с АД НВА-55 при $U_C = 380$ В: 1 - частота вращения; 2 - ток фазы C статора

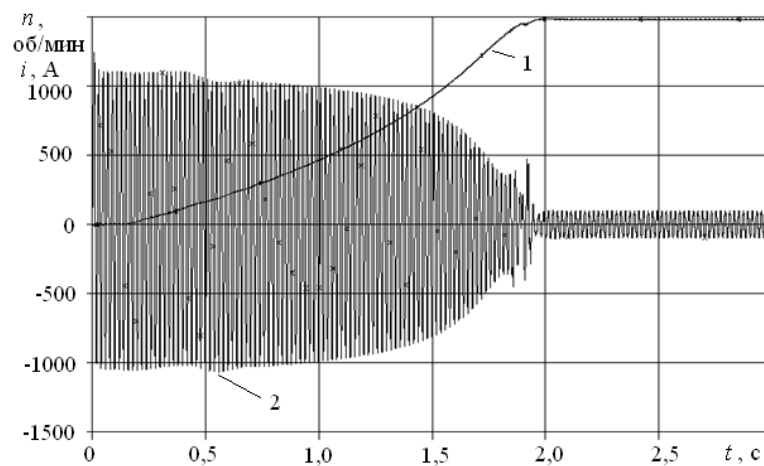


Рисунок 3.25 - Результаты компьютерного моделирования пуска мотор-компрессора с АД НВА-55 при $U_C = 380$ В: 1 - частота вращения; 2 - ток фазы B статора

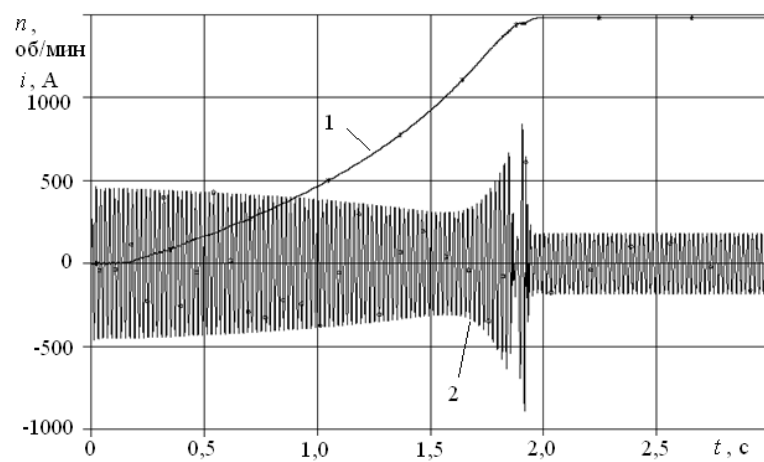


Рисунок 3.26 - Результаты компьютерного моделирования пуска мотор-компрессора с АД НВА-55 при $U_C = 380$ В: 1 - частота вращения; 2 - ток фазы A статора

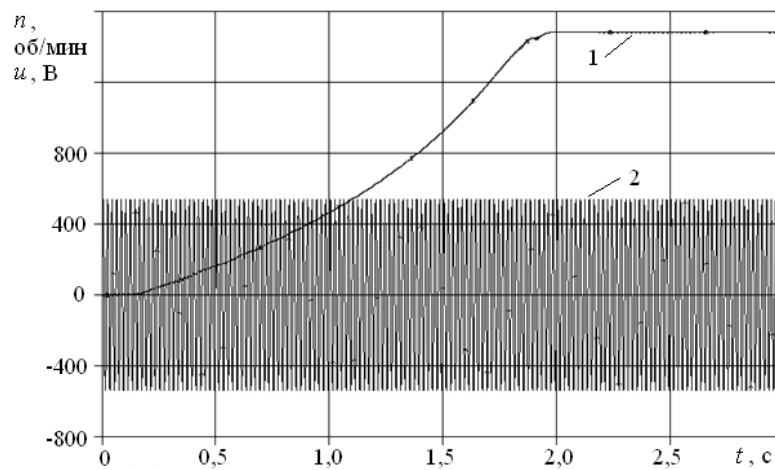


Рисунок 3.27 - Результаты компьютерного моделирования пуска мотор-компрессора с АД НВА-55 при $U_C = 380\text{В}$: 1 - частота вращения; 2 - напряжение между фазами В-С

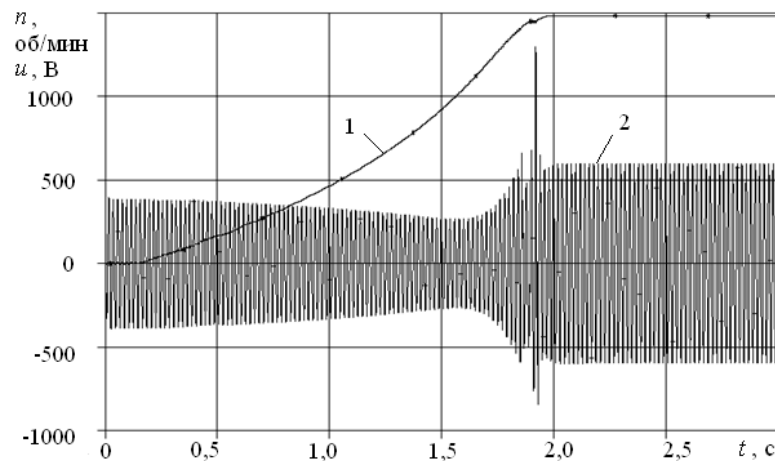


Рисунок 3.28 - Результаты компьютерного моделирования пуска мотор-компрессора с АД НВА-55 при $U_C = 380\text{В}$: 1 - частота вращения; 2 - напряжение между фазами А-В

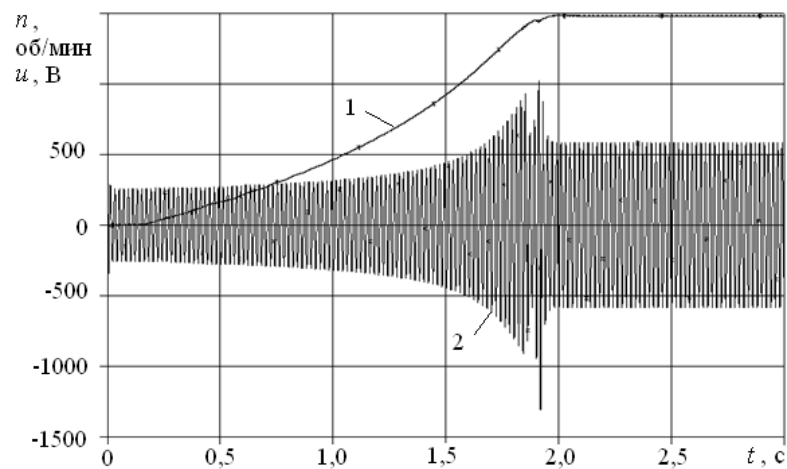


Рисунок 3.29 - Результаты компьютерного моделирования пуска мотор-компрессора с АД НВА-55 при $U_C = 380\text{В}$: 1 - частота вращения; 2 - напряжение между фазами С-А

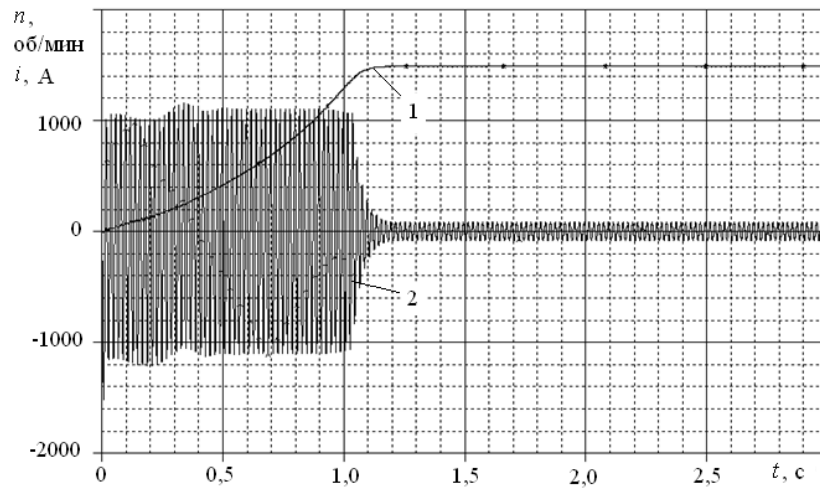


Рисунок 3.30 - Пуск при $U_C = 470$ В: 1 - частота вращения; 2 - ток фазы C статора

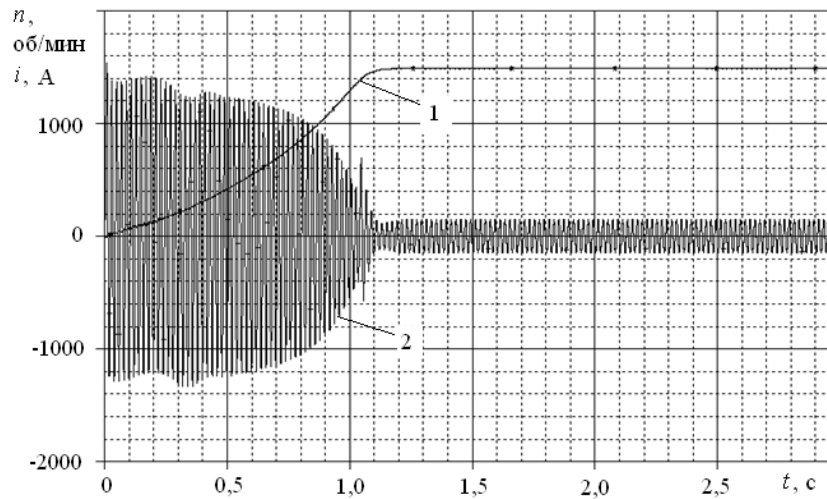


Рисунок 3.31 - Пуск при $U_C = 470$ В: 1 - частота вращения; 2 - ток фазы B статора

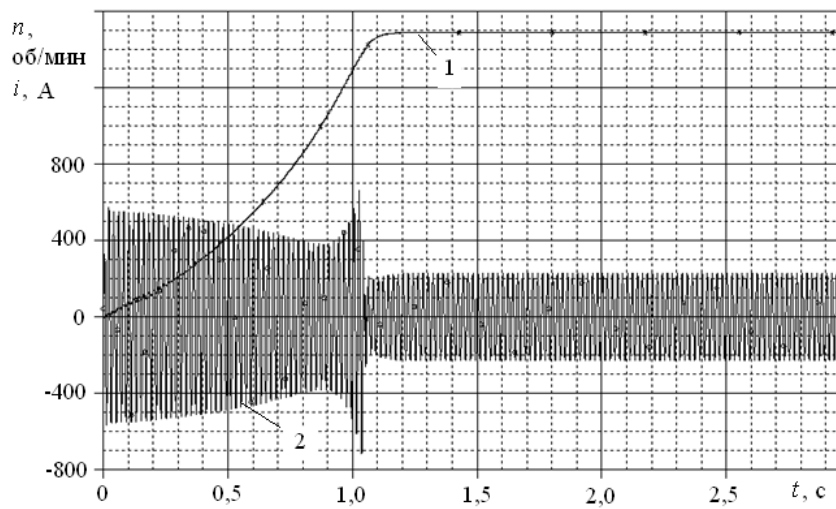


Рисунок 3.32 - Пуск при $U_C = 470$ В: 1 - частота вращения; 2 - ток фазы A статора

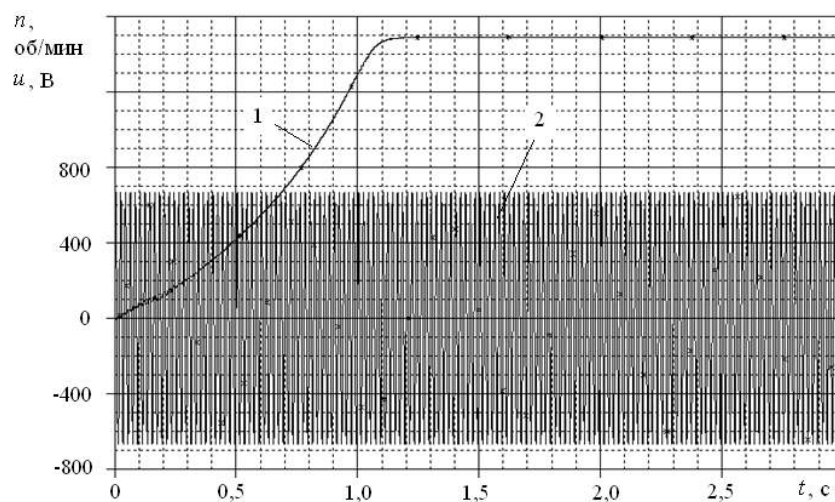


Рисунок 3.33 - Пуск при $U_C = 470$ В: 1 - частота вращения; 2 - напряжение между фазами B-C

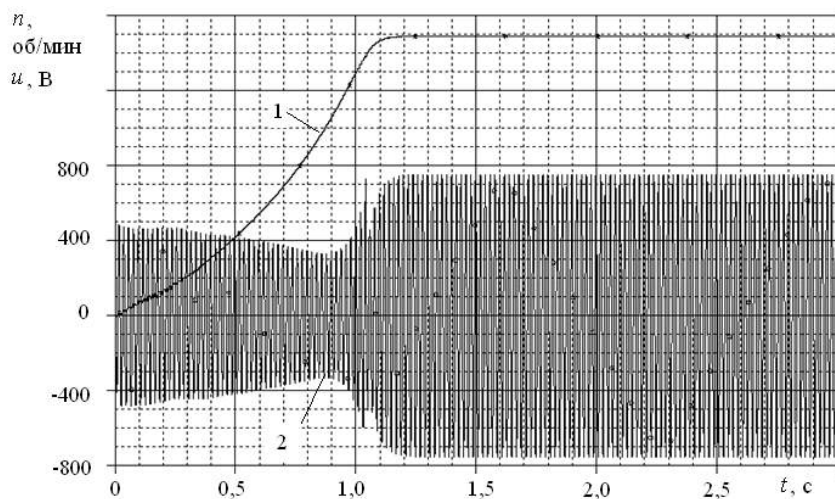


Рисунок 3.34 - Пуск при $U_C = 470$ В: 1 - частота вращения; 2 - напряжение между фазами A-B

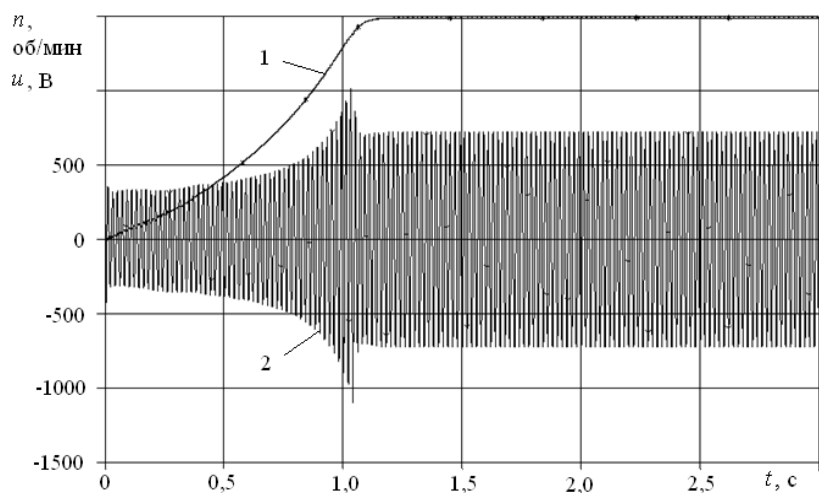


Рисунок 3.35 - Пуск при $U_C = 470$ В: 1 - частота вращения; 2 - напряжение между фазами C-A

Таблица 3.4 - Данные, полученные о режиме пуска мотор-компрессора при разных напряжениях U_C в результате компьютерного моделирования

$U_{ABm}, \text{В}$	$U_{BCm}, \text{В}$	$U_{CAm}, \text{В}$	$I_{1Am}, \text{А} / I'_{2Am}, \text{А}$	$I_{1Bm}, \text{А} / I'_{2Bm}, \text{А}$	$I_{1Cm}, \text{А} / I'_{2Cm}, \text{А}$
$U_C = 380 \text{В}$; длительность пуска 1,86 с					
315,733	537,371	366,762	365,661/351,116	901,876/874,169	882,973/844,952
$U_C = 470 \text{В}$; длительность пуска 1,04 с					
387,277	664,664	451,064	449,107/431,439	1119,500/1085,200	1095,200/1048,000

При напряжении 280 В при заданных параметрах конденсаторов и нагрузки пуск мотор-компрессора на компьютерной модели не происходит.

В первом приближении сопоставить в тепловом отношении режимы пуска при различном напряжении сети можно, учтя лишь потери в меди статора и ротора АД:

$$\frac{t_{\text{пуск}(380\text{В})} (\sum \Delta p_{1\text{ЭЛ}(380\text{В})} + \sum \Delta p_{2\text{ЭЛ}(380\text{В})})}{t_{\text{пуск}(470\text{В})} (\sum \Delta p_{1\text{ЭЛ}(470\text{В})} + \sum \Delta p_{2\text{ЭЛ}(470\text{В})})} \approx \frac{t_{\text{пуск}(380\text{В})} \cdot I_{1\text{ср}(380\text{В})}^2}{t_{\text{пуск}(470\text{В})} \cdot I_{1\text{ср}(470\text{В})}^2}, \quad (3.5)$$

где $t_{\text{пуск}}$ - длительность пуска;

$I_{1\text{ср}}$ - среднее арифметическое пусковых токов фаз статора;

$\sum \Delta p_{1\text{ЭЛ}}$ - сумма электрических потерь в обмотке статора АД;

$\sum \Delta p_{2\text{ЭЛ}}$ - сумма электрических потерь в обмотке ротора АД.

$$\frac{1,86 \cdot (365,661 + 901,876 + 882,973)^2}{1,04 \cdot (449,107 + 1119,5 + 1095,2)^2} = \frac{8601929,5}{7379702,4} = \frac{100\%}{85,8\%},$$

то есть пуск при $U_C = 380 \text{ В}$ является в тепловом отношении более тяжёлым, чем пуск при более высоком напряжении $U_C = 470 \text{ В}$. Это объясняется тем, что пуск при более низком напряжении длится дольше.

Интересно сопоставить расчётные осциллограммы пуска мотор-компрессора, полученные на компьютерной модели рисунка 3.23 с аналогичными экспериментальными результатами (см. рисунки 3.36, 3.37).

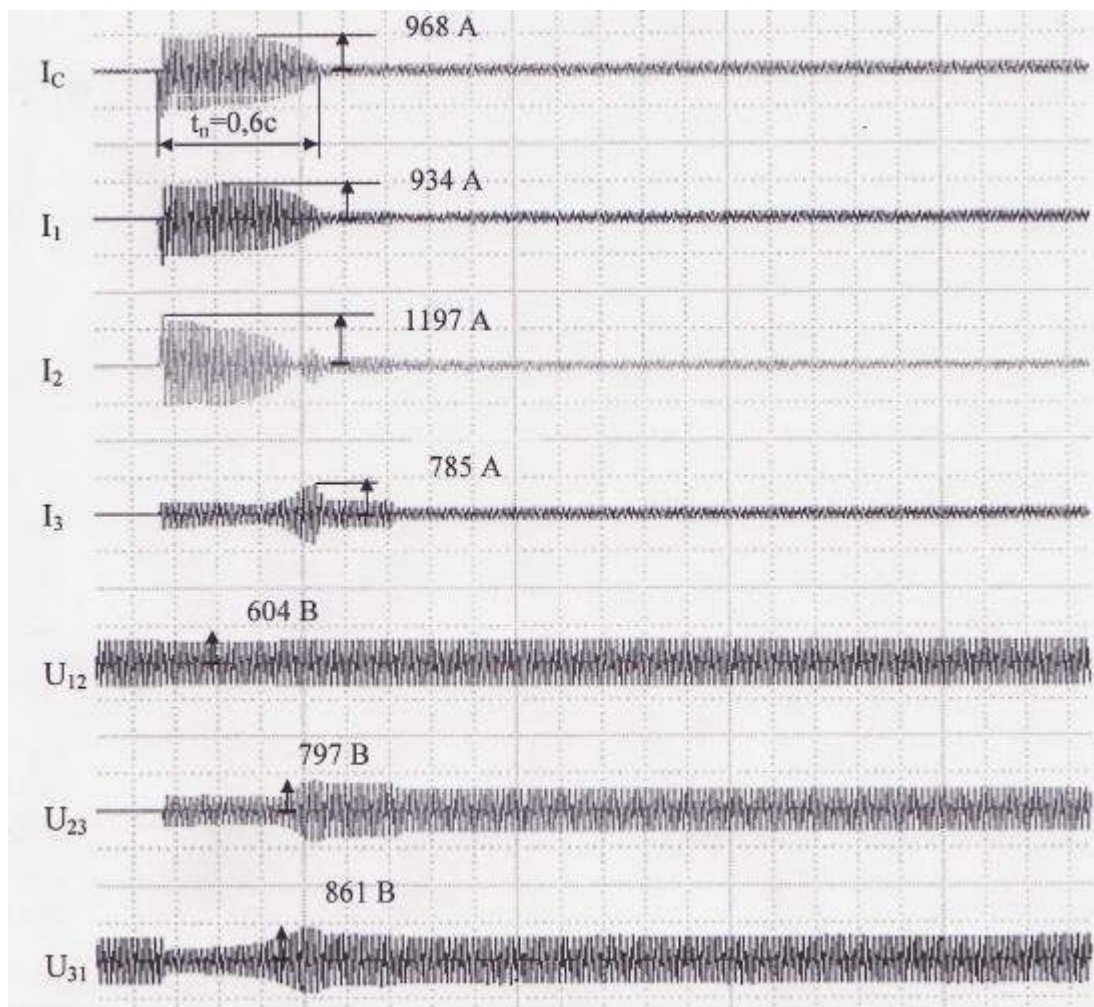


Рисунок 3.36 - Осциллограммы токов и напряжений АД НВА-55 при одиночном пуске мотор-компрессора при напряжении контактной сети 25,5 кВ. Экспериментальные данные ОАО «ВЭЛНИИ», полученные на электровазе 2ЭС5К в локомотивном депо Вихоревка

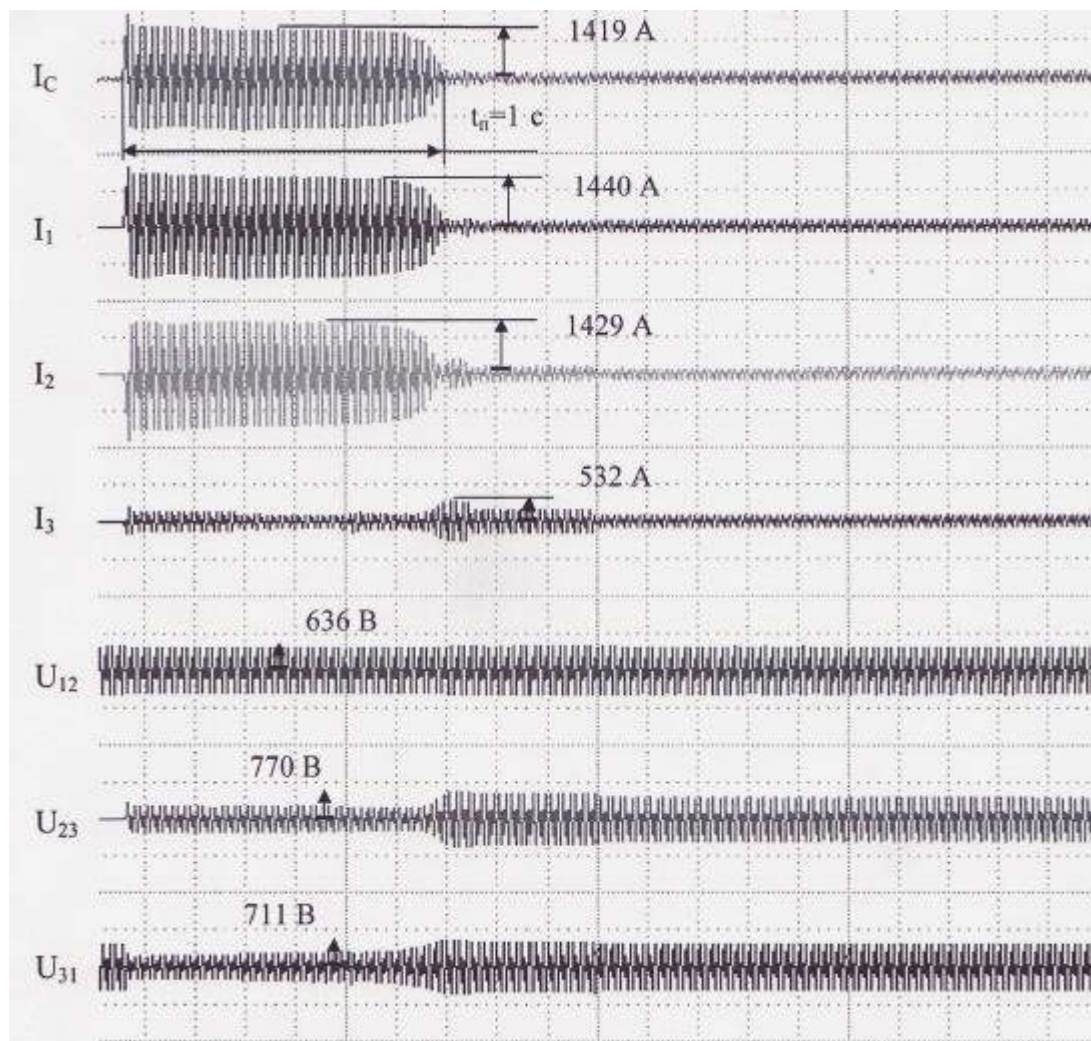


Рисунок 3.37 - Осциллограммы токов и напряжений АД НВА-55 при одиночном пуске мотор-компрессора при напряжении контактной сети 27 кВ и $C_{\text{факт}} = 0,7C_{\text{ном}}$. Экспериментальные данные ОАО «ВЭЛНИИ», полученные на электровозе 2ЭС5К в локомотивном депо Вихоревка

Сходство расчётных и экспериментальных осциллограмм становится очевидным, если установить соответствие фаз АД в компьютерной модели и реального: модельная фаза A – реальная фаза 3, модельная фаза B – реальная фаза 2, модельная фаза C – реальная фаза 1. Разница в длительности пуска АД на модели и в физическом эксперименте обусловлена завышенным значением момента инерции при моделировании. Дело в том, что момент инерции был задан как для случая мотор-вентилятора ввиду отсутствия точных данных об этом параметре для мотор-компрессора. Для сравнения опытные осциллограммы токов и напряжений АД НВА-55 при одиночном пуске мотор-вентилятора приведены на рисунке 3.38. Кроме того, заниженное значение ёмкостей схемы также увеличивает время пуска. С другой стороны, повышенное напряжение сокращает время пуска. Неучет в модели АД эффекта вытеснения тока в роторе при пуске также ведет к отличию с опытной длительностью разгона.

3.5.2. МОДЕЛИРОВАНИЕ ОДНОВРЕМЕННОГО ПУСКА МОТОР-ВЕНТИЛЯТОРА И МОТОР-КОМПРЕССОРА

Компьютерная модель пуска от сети 50 Гц мотор-вентилятора 1 и мотор-компрессора с АД НВА-55 представлена на рисунке 3.39.

Все параметры и характеристики мотор-компрессора приняты такими же, как и в предыдущем разделе при моделировании его одиночного пуска.

Номинальный момент нагрузки мотор-вентилятора принят 258,3 Нм. Моменты инерции мотор-вентилятора и мотор-компрессора приняты одинаковыми и равны $5 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$.

Контакты КМ2 и КМ3 (см. рисунок 3.39) размыкаются по достижении действующим значением напряжения на датчике *Sensor300V* значения 300 В. Контакт КМ1 остаётся замкнутым постоянно. При напряжении обмотки собственных нужд тягового трансформатора 280 В напряжение на выходе датчика *Sensor300V* после фильтрации модуля (сигнал $B3$ на рисунке 3.23 и 3.39) не достигает значения 300 В (см. рисунок 3.40), поэтому КМ1, КМ2 и КМ3 замкнуты всё время. Для сравнения на рисунке 3.41 показан график того же сигнала в случае напряжения обмотки собственных нужд тягового трансформатора сети 380 В.

Результаты компьютерного моделирования частот вращения АД при одновременном пуске мотор-вентилятора 1 и мотор-компрессора показаны на рисунках 3.42 – 3.43. На начальном участке пуска набор скорости мотор-компрессором происходит медленнее, чем у мотор-вентилятора. Это обусловлено значительно большим пусковым моментом компрессора по сравнению с вентилятором. При прочих равных условиях напряжение на обмотке собственных нужд тягового трансформатора оказывает значительное влияние на длительность пуска. Отметим также, что в отличие от случая одиночного пуска мотор-компрессора при совместном пуске его с мотор-вентилятором 1 при $U_c = 280 \text{ В}$ пуск состоялся.

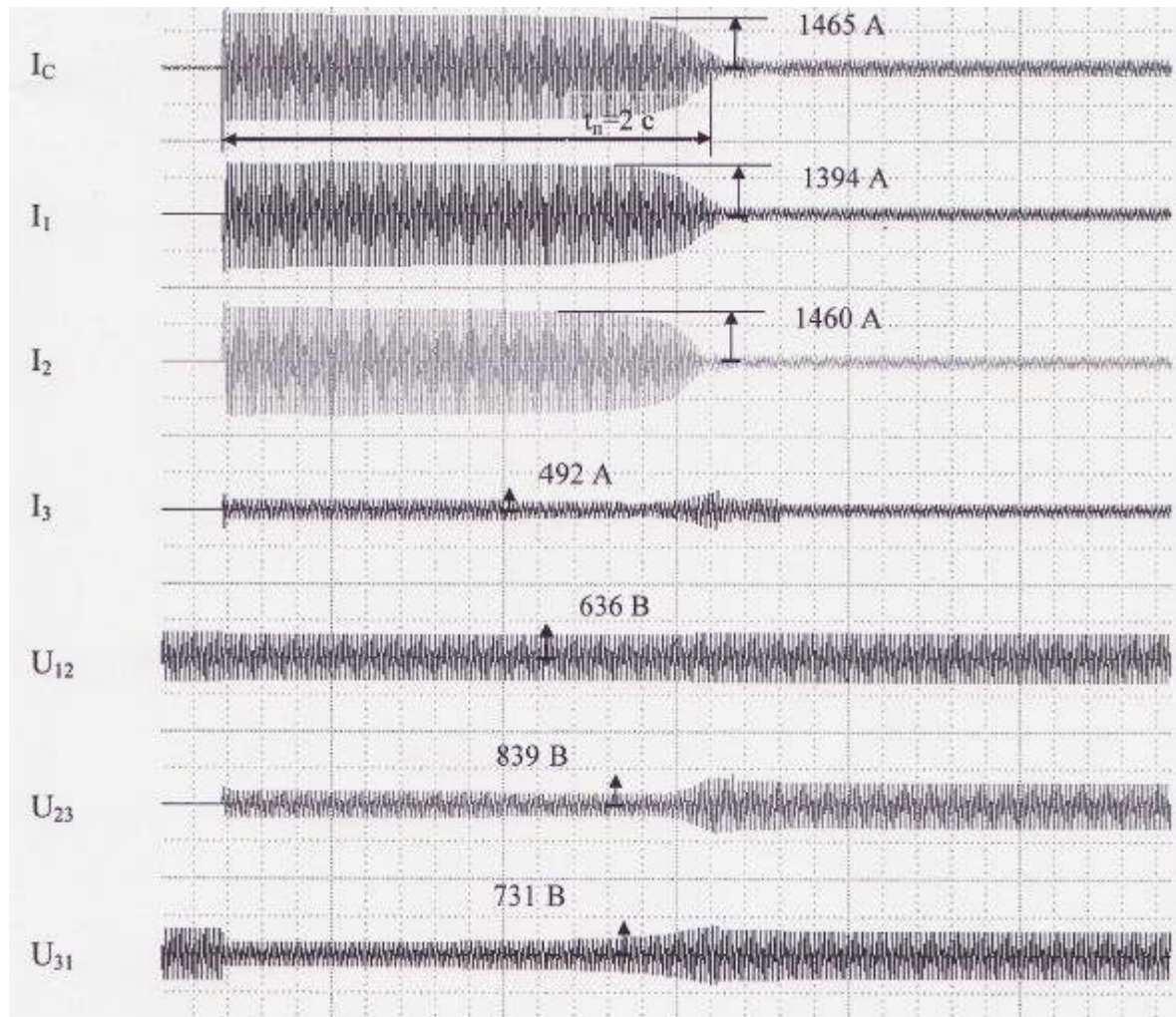


Рисунок 3.38 - Осциллограммы токов и напряжений АД НВА-55 при одиночном пуске мотор-вентилятора при напряжении контактной сети 26,5 кВ. Экспериментальные данные ОАО «ВЭЛНИИ», полученные на электровозе 2ЭС5К в локомотивном депо Вихоревка

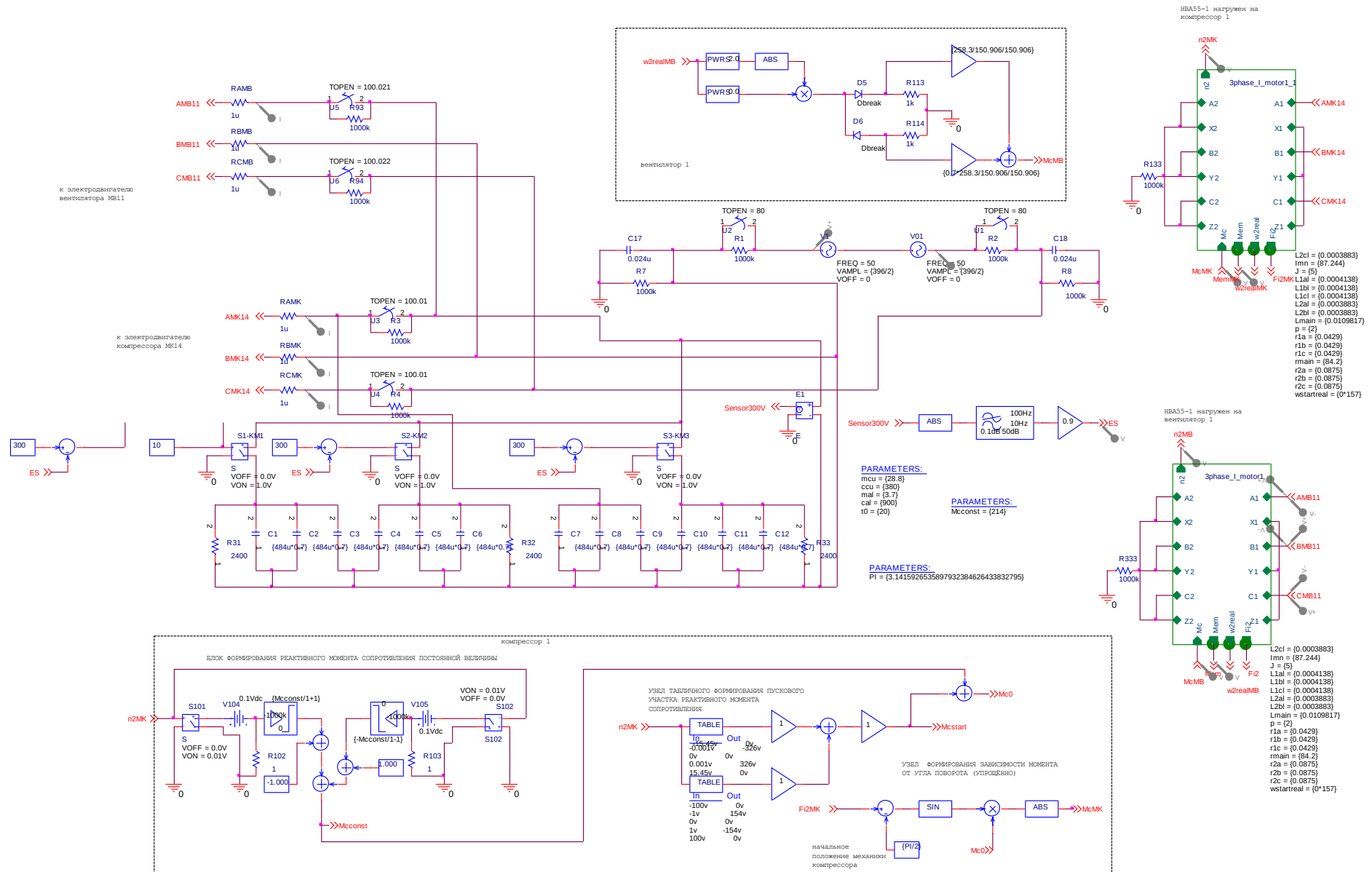


Рисунок 3.39 - Компьютерная модель пуска от сети 50 Гц мотор-вентилятора 1 и мотор-компрессора с АД НБА-55

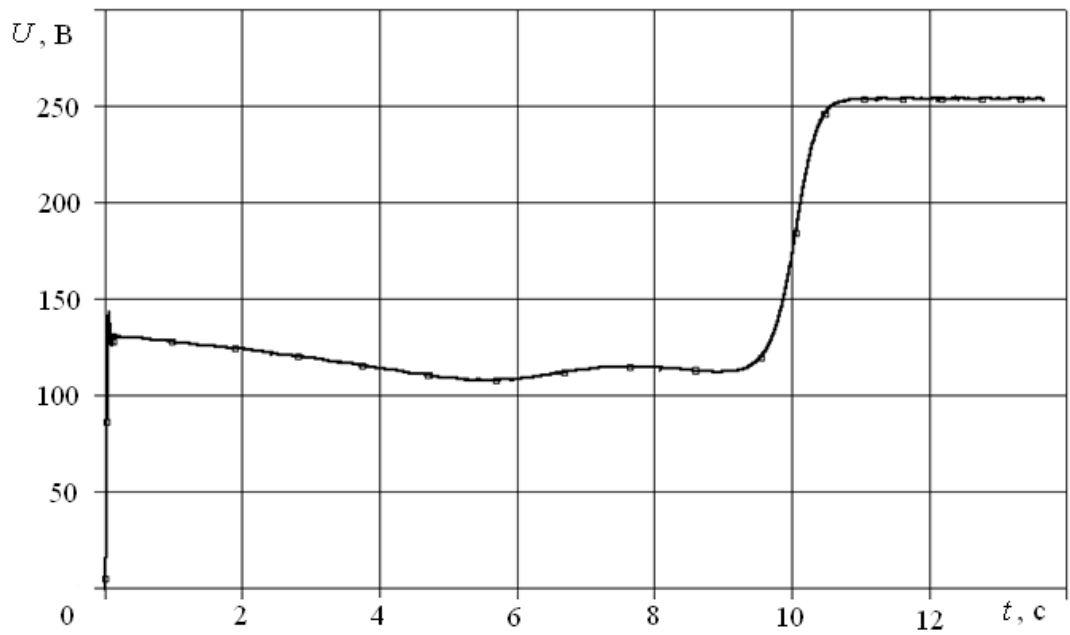


Рисунок 3.40 - Результаты компьютерного моделирования одновременного пуска мотор-вентилятора 1 и мотор-компрессора $U_C = 280V$: напряжение на выходе датчика *Sensor300V* после фильтрации модуля сигнала

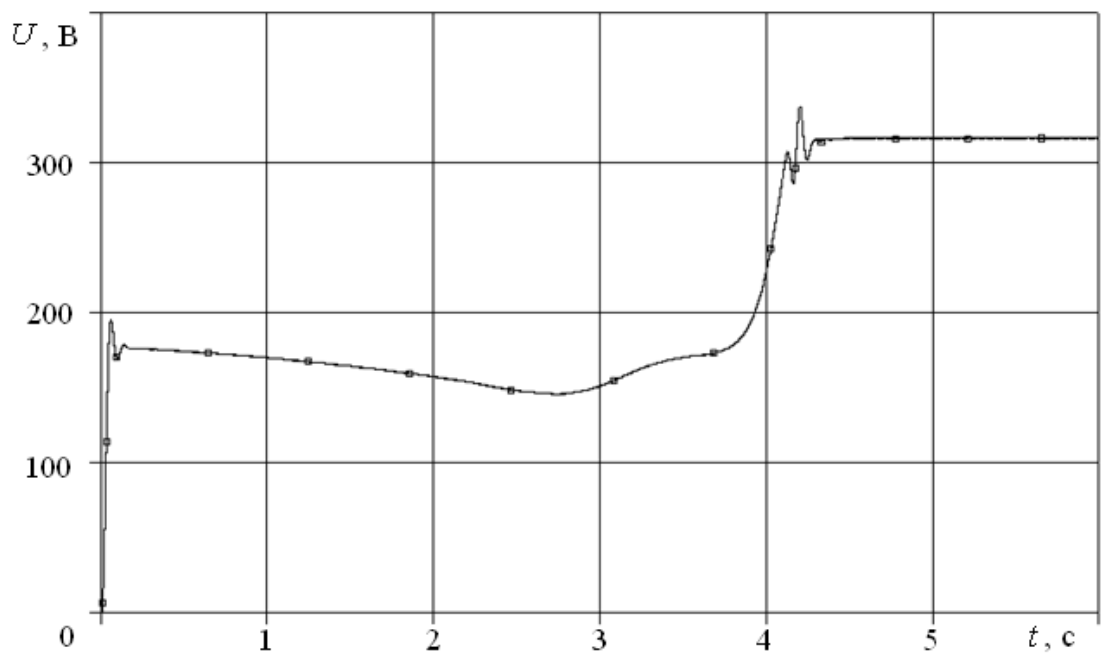


Рисунок 3.41 - Результаты компьютерного моделирования одновременного пуска мотор-вентилятора 1 и мотор-компрессора $U_C = 380V$: напряжение на выходе датчика *Sensor300V* после фильтрации модуля сигнала

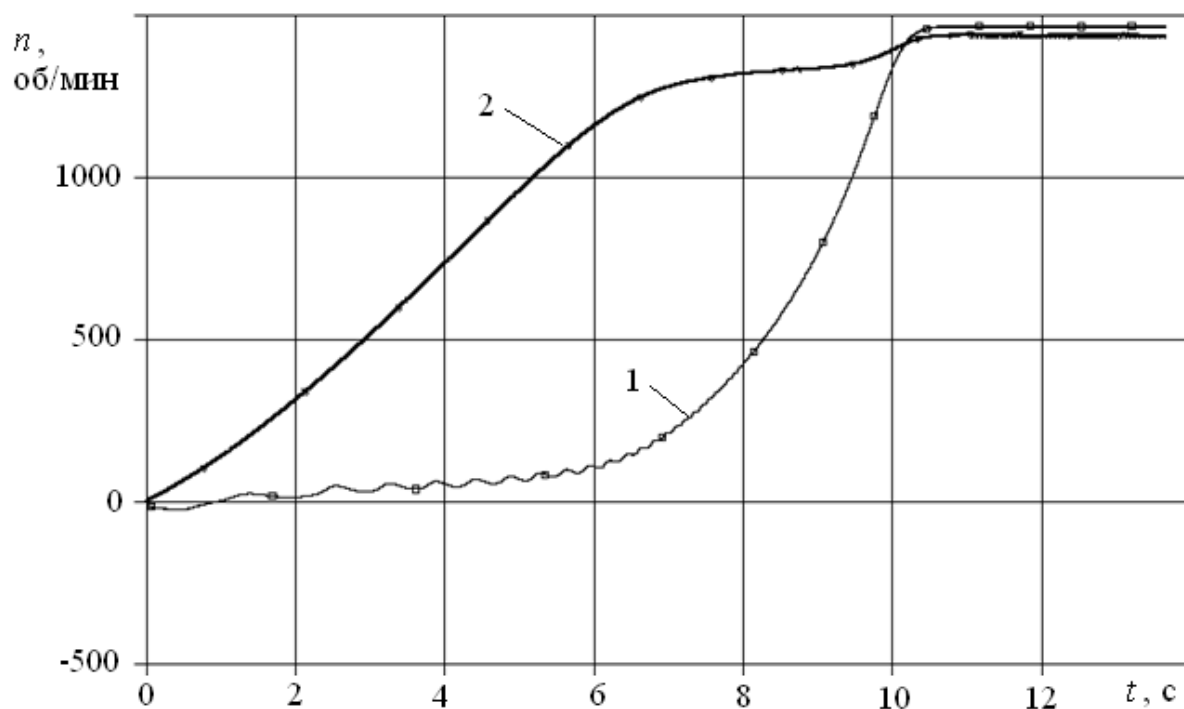


Рисунок 3.42 - Результаты компьютерного моделирования одновременного пуска мотор-вентилятора 1 и мотор-компрессора при $U_c = 280$ В: 1 - частота вращения мотор-компрессора; 2 – частота вращения мотор-вентилятора

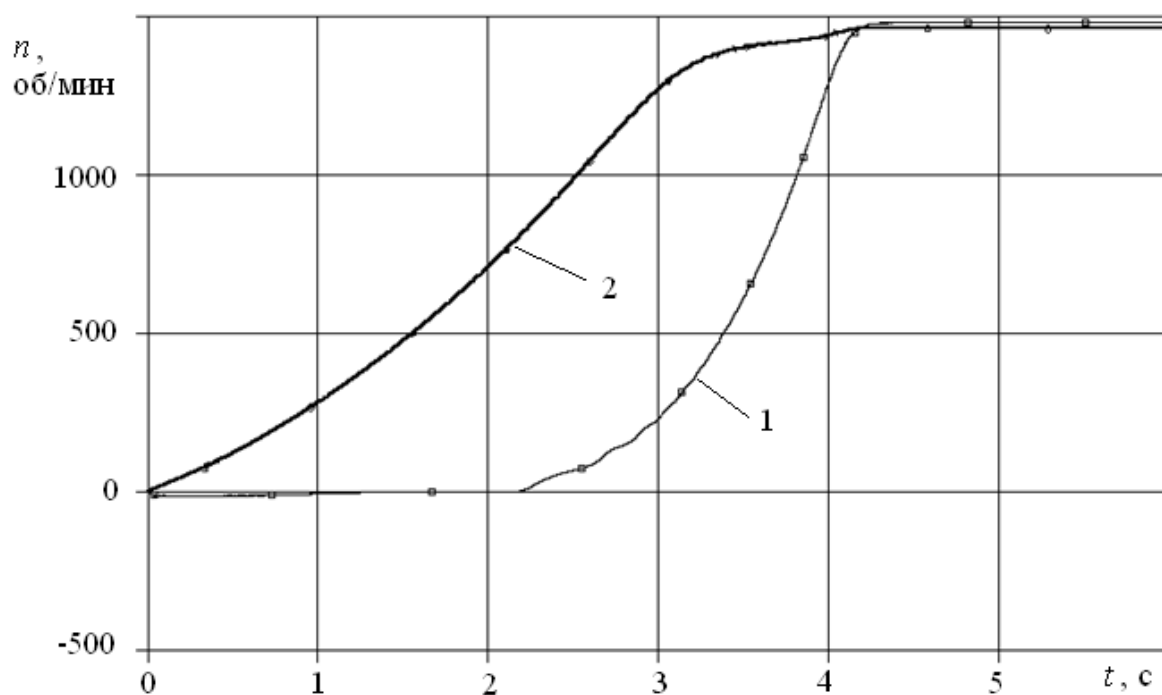


Рисунок 3.43 - Результаты компьютерного моделирования одновременного пуска мотор-вентилятора 1 и мотор-компрессора при $U_c = 380$ В: 1 - частота вращения мотор-компрессора; 2 – частота вращения мотор-вентилятора

Результат моделирования пуска мотор-вентилятора 1 при напряжении сети 280 В показан на рисунках 3.44 – 3.49. Графики токов фаз для мотор-компрессора показаны на рисунках 3.50 – 3.52. Графики токов фаз АД вспомогательного ЭП демонстрируют значительное многообразие и несимметрию режимов их работы.

На рисунке 3.53 представлен вид компьютерной модели, предназначенной для моделирования пуска трёх мотор-вентиляторов и мотор-компрессора с АД при конденсаторной схеме питания напряжением частоты 50 Гц в составе вспомогательного ЭП электровоза переменного тока.

3.6. КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕПЛОВЫХ ПРОЦЕССОВ В АСИНХРОННОМ ВСПОМОГАТЕЛЬНОМ ДВИГАТЕЛЕ ЭЛЕКТРОВОЗА ПРИ НЕСИММЕТРИИ ПИТАЮЩИХ НАПРЯЖЕНИЙ И ДЕФЕКТАХ БЕЛИЧЬЕЙ КЛЕТКИ

3.6.1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ РАЗРАБОТКИ ТЕПЛОВОЙ МОДЕЛИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Актуальной является задача моделирования процессов нагрева элементов конструкции АД при его функционировании в составе вспомогательного электропривода электровоза, когда питание АД осуществляется от несимметричной системы 3-фазных напряжений (см. главу 1). Пример конденсаторной схемы питания вспомогательных АД описан в [30]. Некоторые аспекты работы вспомогательных АД электровоза при питании по конденсаторной схеме исследованы в [280]. Исходными предпосылками при выборе способа построения тепловой модели АД были:

1. Необходимость рассмотрения динамики тепловых процессов.
2. Необходимость получения сведений о температуре отдельных элементов конструкции АД на уровне детализации средних температур, например: лобовых частей и пазовых частей фаз обмотки статора, стержней и короткозамыкающих колец обмотки ротора, зубцов, ярма магнитопровода статора для отдельных фаз, корпуса АД над отдельными фазами пазовой части обмотки статора и над лобовыми частями, воздуха внутри АД, подшипников, подшипниковых щитов и др.
3. Необходимость учёта различий в тепловом состоянии отдельных фаз АД и их взаимного влияния.
4. Необходимость расчёта режимов работы АД с различным количеством обрывов стержней беличьей клетки.
5. Возможность построения тепловой модели на основании данных конструкторской документации и протоколов испытаний АД конкретного типа.

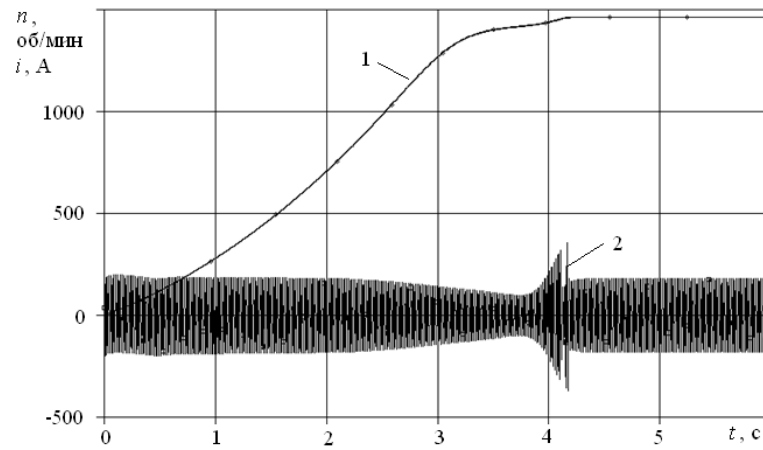


Рисунок 3.44 - Результаты компьютерного моделирования одновременного пуска мотор-вентилятора 1 и мотор-компрессора при $U_C = 380$ В: 1 - частота вращения мотор-вентилятора 1; 2 - ток фазы A статора мотор-вентилятора 1

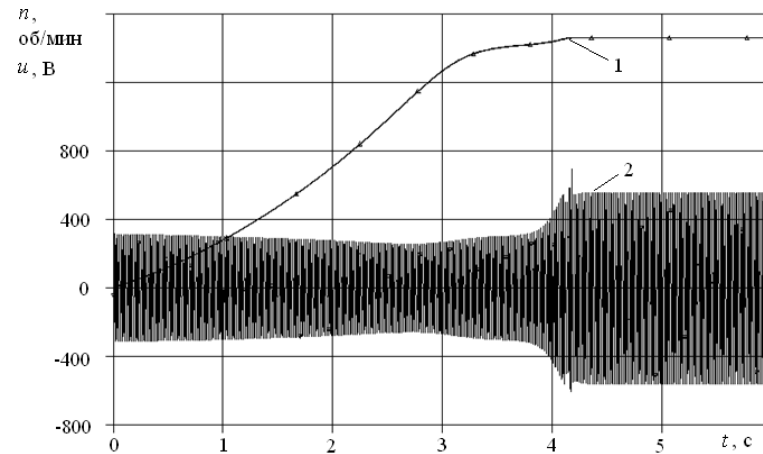


Рисунок 3.45 - Результаты компьютерного моделирования одновременного пуска мотор-вентилятора 1 и мотор-компрессора при $U_C = 380$ В: 1 - частота вращения мотор-вентилятора 1; 2 - напряжение между фазами $A-B$

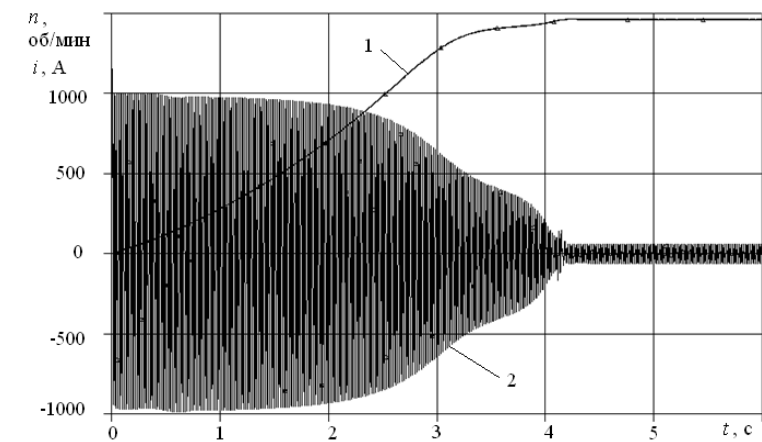


Рисунок 3.46 - Результаты компьютерного моделирования одновременного пуска мотор-вентилятора 1 и мотор-компрессора при $U_C = 380$ В: 1 - частота вращения мотор-вентилятора 1; 2 - ток фазы B статора мотор-вентилятора 1

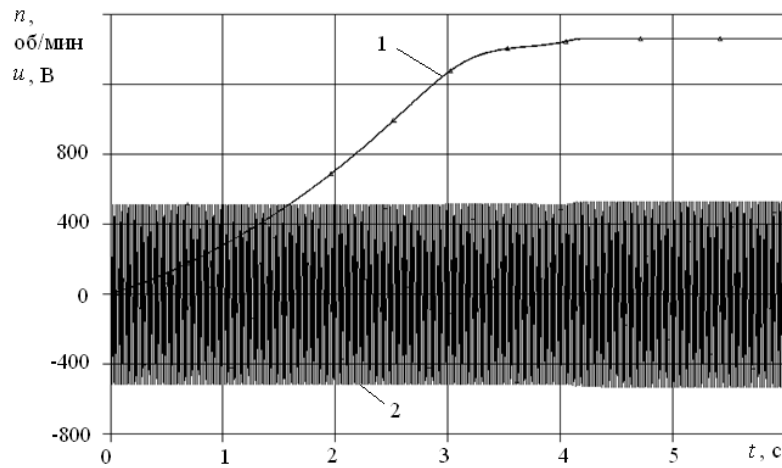


Рисунок 3.47 - Результаты компьютерного моделирования одновременного пуска мотор-вентилятора 1 и мотор-компрессора при $U_C = 380$ В: 1 - частота вращения мотор-вентилятора 1; напряжение между фазами $B-C$

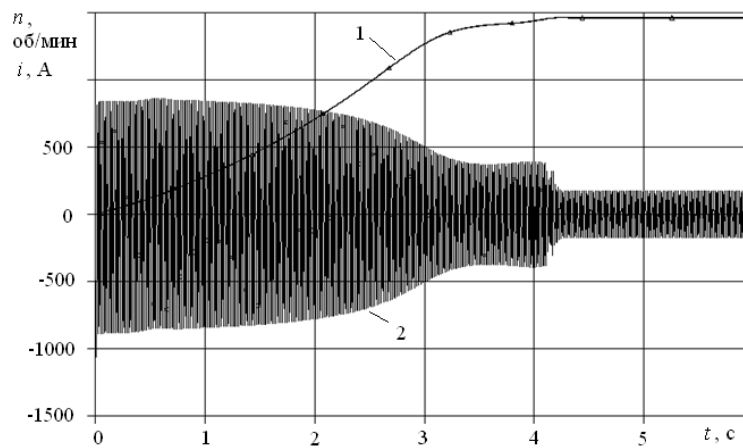


Рисунок 3.48 - Результаты компьютерного моделирования одновременного пуска мотор-вентилятора 1 и мотор-компрессора при $U_C = 380$ В: 1 - частота вращения мотор-вентилятора 1; 2 - ток фазы C статора мотор-вентилятора 1

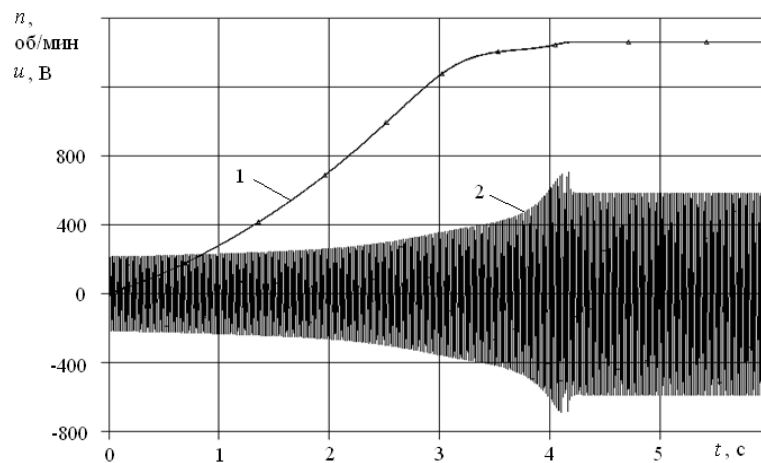


Рисунок 3.49 - Результаты компьютерного моделирования одновременного пуска мотор-вентилятора 1 и мотор-компрессора при $U_C = 380$ В: 1 - частота вращения мотор-вентилятора 1; напряжение между фазами $C-A$

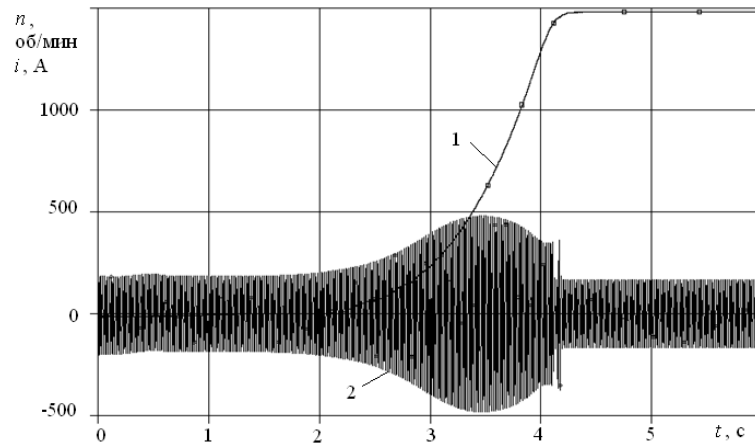


Рисунок 3.50 - Результаты компьютерного моделирования одновременного пуска мотор-вентилятора 1 и мотор-компрессора при $U_c = 380$ В: 1 - частота вращения мотор-компрессора; 2 - ток фазы *A* статора мотор-компрессора

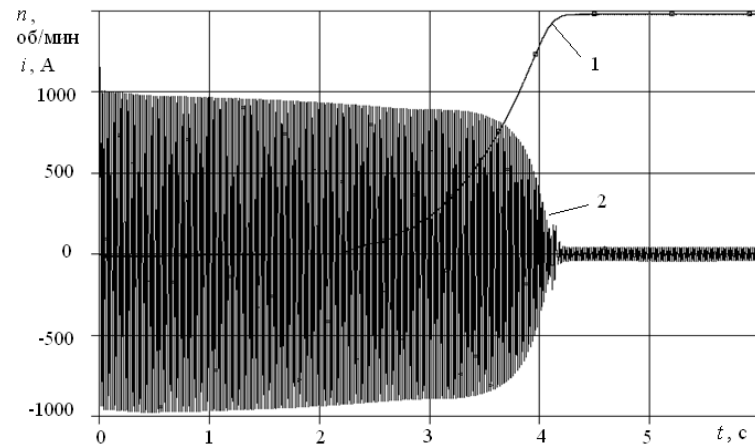


Рисунок 3.51 - Результаты компьютерного моделирования одновременного пуска мотор-вентилятора 1 и мотор-компрессора при $U_c = 380$ В: 1 - частота вращения мотор-компрессора; 2 - ток фазы *B* статора мотор-компрессора

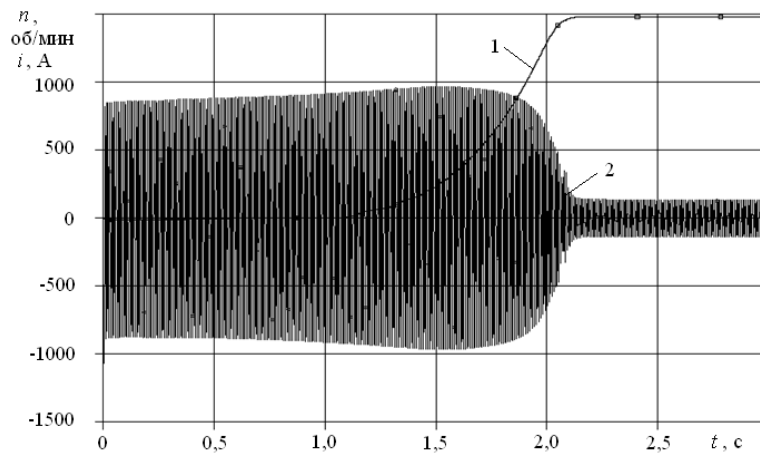


Рисунок 3.52 - Результаты компьютерного моделирования одновременного пуска мотор-вентилятора 1 и мотор-компрессора при $U_c = 380$ В: 1 - частота вращения мотор-компрессора; 2 - ток фазы *C* статора мотор-компрессора

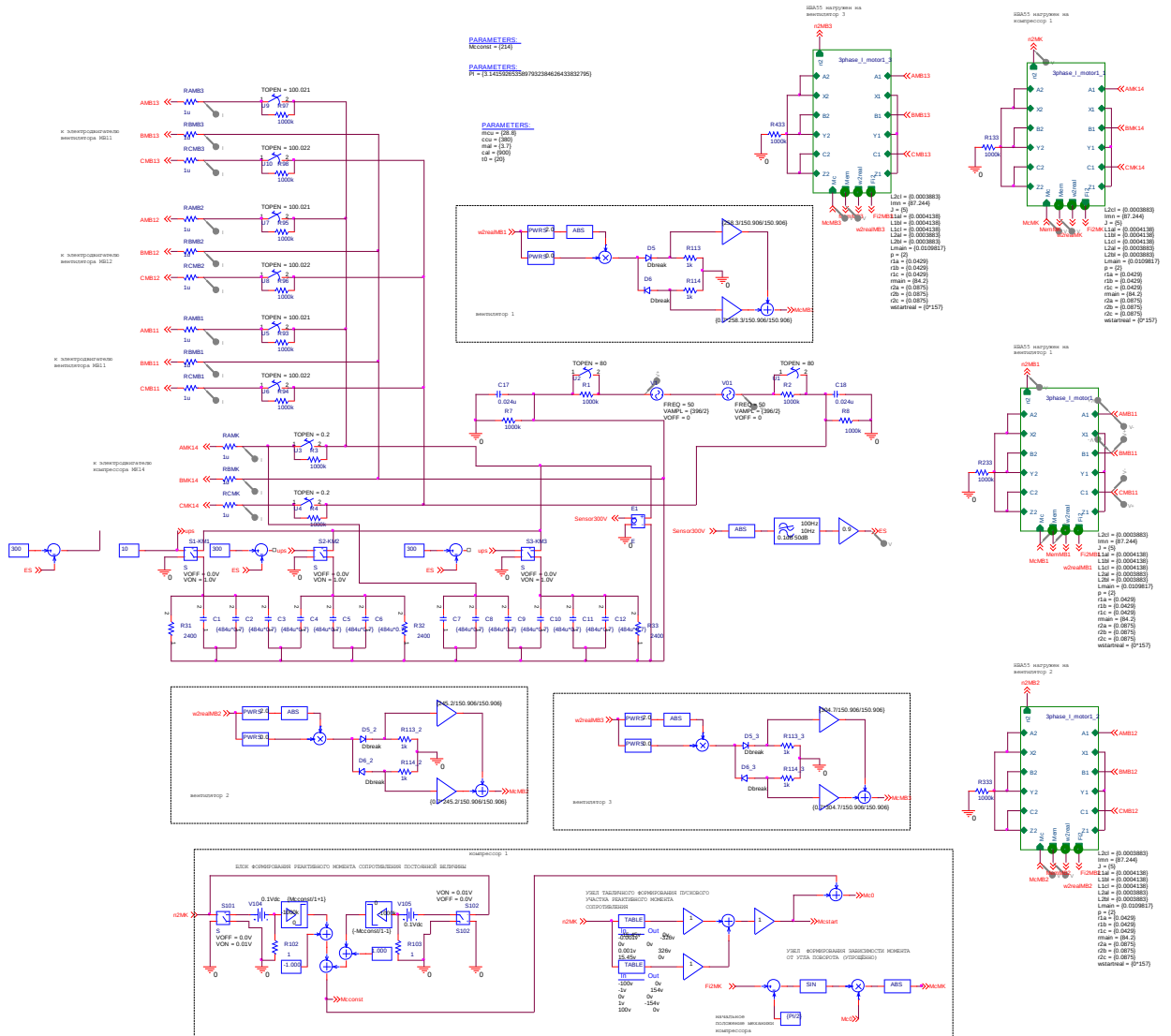


Рисунок 3.53 - Компьютерная модель пуска от сети 50 Гц трёх мотор-вентиляторов и мотор-компрессора с АД НВА-55

6. Возможность моделирования сходных по конструкции АД без значительных изменений в структуре модели.

7. Возможность использования в качестве исходных данных для тепловых расчётов результатов моделирования токов (как причин нагрева) и потерь в ранее разработанной в САПР *OrCAD* компьютерной модели электромеханических процессов в АД, позволяющей рассчитывать динамические режимы АД с возможностью учёта несимметрии как по конструкции, так и по питанию [192–195].

3.6.2. ХАРАКТЕРНЫЕ ОСОБЕННОСТИ РАЗРАБОТАННОЙ ТЕПЛОВОЙ МОДЕЛИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

С учётом вышеизложенного для построения тепловой модели был выбран метод тепловых схем с использованием принципа приближённого расчёта двумерного поля Р. Зодерберга [73]. Сведения о моделировании нестационарных тепловых процессов в электрических машинах даны в [73]. Информация о способах расчёта параметров тепловых схем и справочные данные о тепловых свойствах электротехнических материалов приведены в [73, 213]. В тепловой модели использованы около 300 различных элементов типа тепловых потоков, теплоёмкостей и тепловых сопротивлений [275 - 277]. Иллюстрации, поясняющие принцип составления тепловой модели АД НВА-55 при питании несимметричным напряжением показаны на рисунках 3.55 – 3.57. Фрагмент эквивалентной тепловой схемы статора АД НВА-55, описываемый системой уравнений вида (1.15), представлен на рисунке 3.56. Фрагмент эквивалентной тепловой схемы пазовой части статора АД НВА-55 (проводники, изоляция, клин) показан на рисунке 3.62.

На рисунках 3.56 – 3.57. принята система условных обозначений: P - потери (тепловые потоки), Вт; R - тепловые сопротивления, °С/Вт; C - теплоёмкости, Дж/°С; ϑ - температуры, °С для различных зон (ядро, станина, зубец, паз, клин, изоляция, металл обмотки, воздух внутри АД, воздух снаружи АД).

Ввиду рассмотрения динамических тепловых процессов, неодинаково развивающихся в разных фазах, возникла необходимость учёта в модели некоторых особенностей, обычно принимавшихся несущественными. Учитываются уравнивательные тепловые потоки между фазными участками магнитопроводов, зубцовых зон, станины. Так как ротор вращается относительно статора, то мимо различных в тепловом отношении участков обмотки статора проходит вся поверхность ротора (исключая работу в режиме короткого замыкания, когда ротор неподвижен относительно статора).

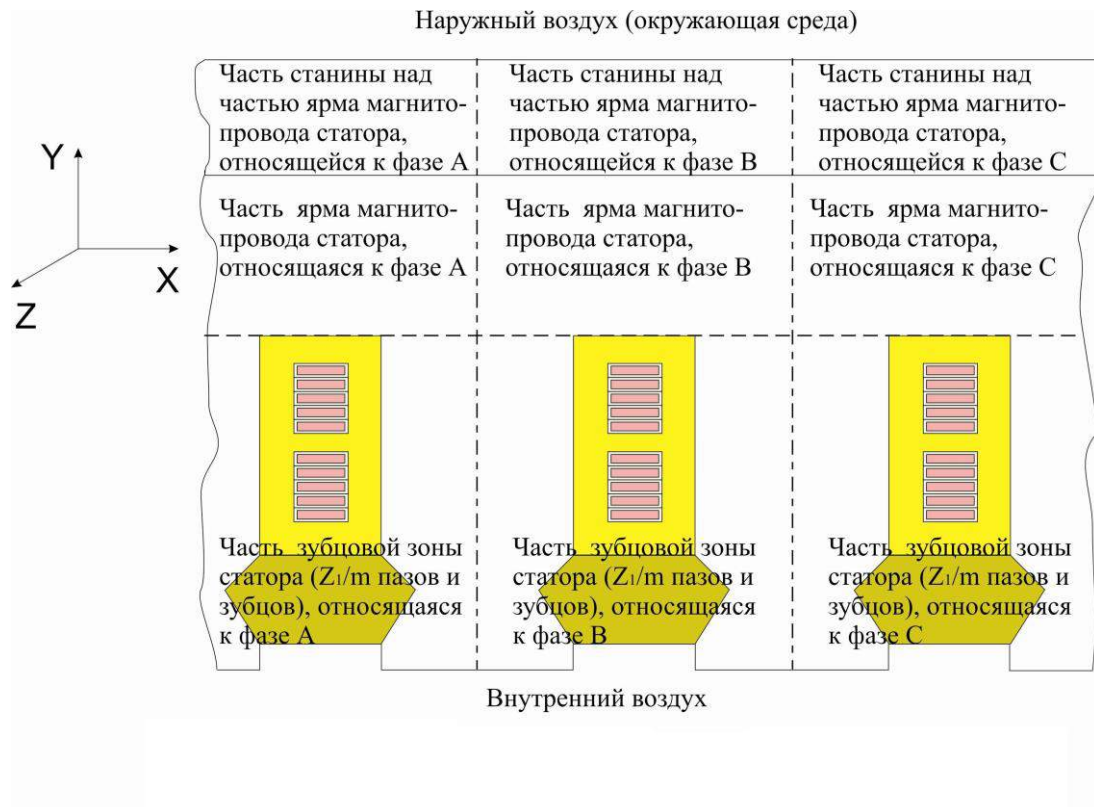


Рисунок 3.54 - Условное деление зон статора АД НВА-55 (поперечное сечение) при составлении эквивалентной тепловой схемы машины

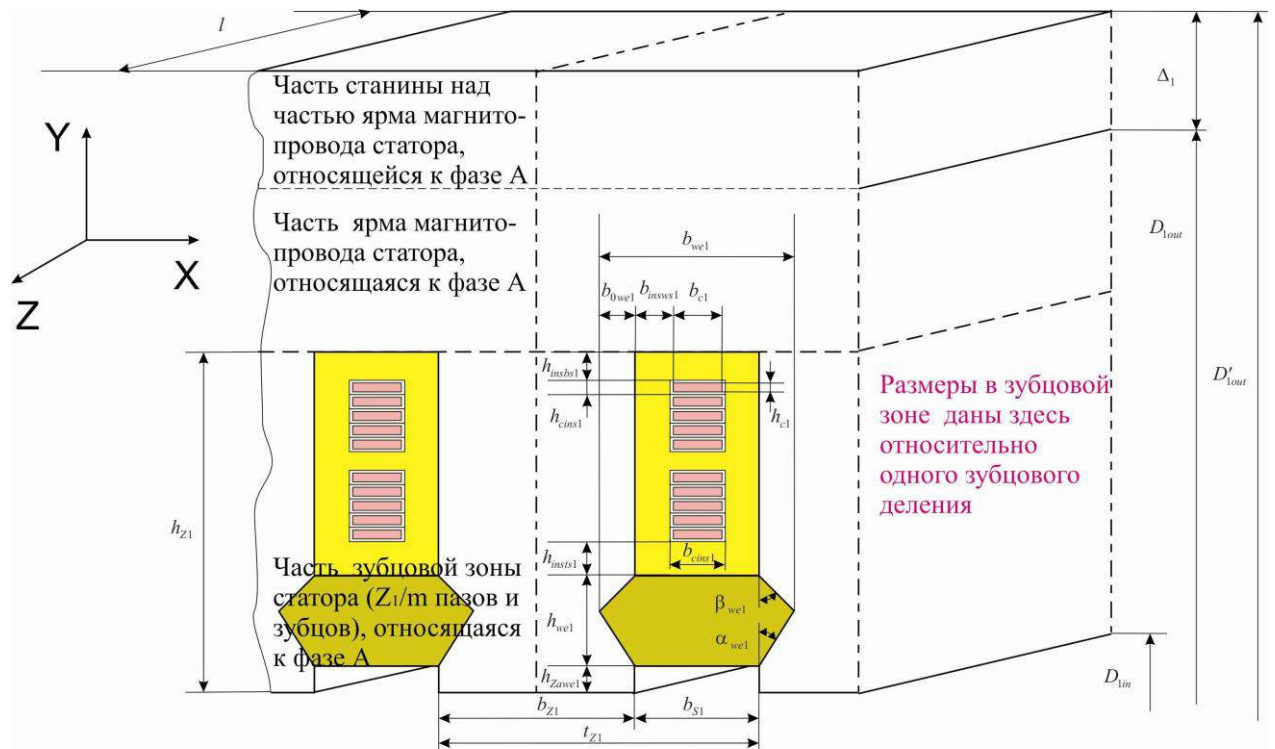


Рисунок 3.55 - Геометрические размеры статора АД НВА-55 (поперечное сечение) при составлении эквивалентной тепловой схемы машины

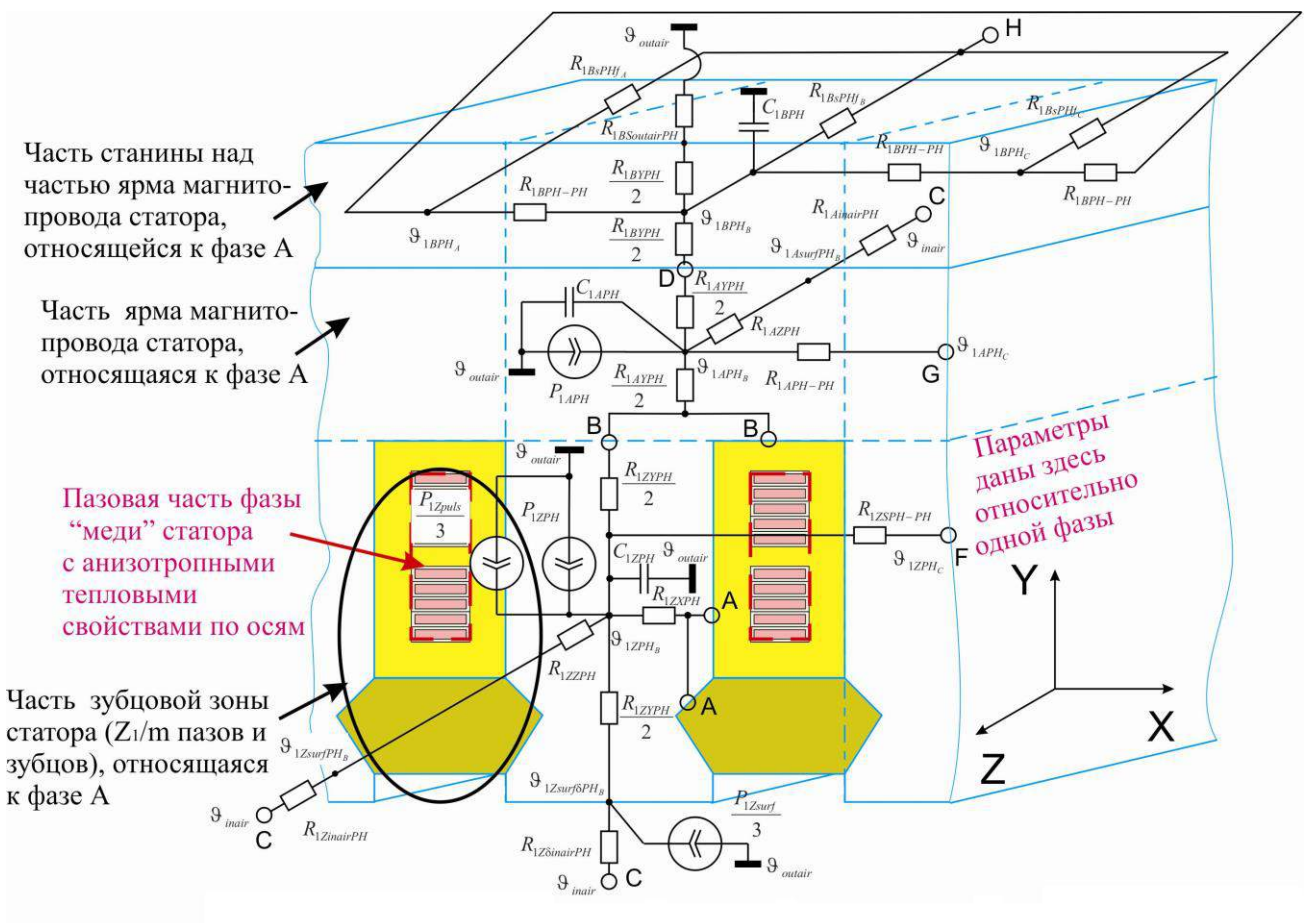


Рисунок 3.56 - Фрагмент эквивалентной тепловой схемы статора АД НВА-55

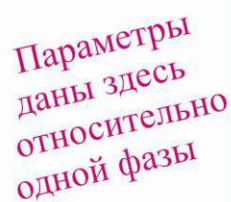


Рисунок 3.57 - Фрагмент эквивалентной тепловой схемы пазовой части статора АД НВА-55
(проводники, изоляция, клин)

Поскольку ротор вращается относительно магнитного поля, то контуры тока, наводимые от различных фаз статора в обмотке ротора, не привязаны жёстко к частям поверхности ротора. Если фазы статора ввиду несимметричной системы напряжений нагружены разными по величине токами, то в роторе из-за его вращения нет постоянной привязки какой-либо группы стержней к определённой фазе, не должно по этой причине быть и постоянно локализованного перегрева какой-либо фазы из-за несимметричного питания. С другой стороны, дефекты обмотки ротора (обрывы, раковины стержней, вырывы участков короткозамыкающих колец и др.) привязаны именно к определённым участкам поверхности ротора, фазам. Ввиду высказанных соображений имеется целесообразность пофазного рассмотрения зон в тепловой схеме ротора.

Основные потери в стали ротора в установившемся режиме обычно не учитываются ввиду их малости, но в процессе пуска, других переходных процессов, связанных с работой при больших скольжениях, такое допущение было бы недопустимо грубым. Так как потери в стали ротора можно представить как выделяющиеся при протекании тока через активное сопротивление, подключённое в Т-образной схеме замещения параллельно традиционному контуру намагничивания [281], который, в свою очередь, состоит из параллельно включённых активного и индуктивного сопротивлений, то можно поставить основные потери в стали в зубцах ротора и в ярме ротора в соответствие основным потерям в стали статора на основании соотношений установившегося режима короткого замыкания. Рассмотрим это на примере. Обозначим основные потери в зубцах ротора как P_{2ZPH} . Их мгновенные значения рассчитываются в модели АД для каждой фазы из величины значений потерь в стали каждой фазы, которые согласно [213] можно определить по формуле

$$P_{2cPH} = \frac{1}{m} p_{1,0/50} \left(1 - \frac{n_2}{n_1} \right)^\beta (k_{да} B_{a2}^2 m_{a2} + k_{дЗ} B_{Z2cp}^2 m_{Z2}), \quad (3.6)$$

где $p_{1,0/50} = 2,2$ Вт/кг – удельные потери в стали 2212 толщиной 0,5 мм при индукции 1 Тл и частоте перемангничивания 50 Гц;

$\beta = 1,3-1,5$, принимаем $\beta = 1,4$ – показатель степени, учитывающий зависимость потерь в стали от частоты перемангничивания;

$n_1 = 1500$ об/мин – синхронная частота вращения для НВА-55.

Тогда потери в стали ротора на каждую фазу между ярмом и зубцами разделятся в пропорции:

$$\frac{P_{2APH}}{P_{2ZPH}} = \frac{k_{да} B_{a2}^2 m_{a2}}{k_{дЗ} B_{Z2cp}^2 m_{Z2}}, \quad (3.7)$$

где $k_{да} = 1,6$, $k_{дЗ} = 1,8$ согласно [213] для машин мощностью менее 250 кВт.

Для НВА-55 $B_{a2} = 0,906$ Тл, $B_{Z2cp} = 1,661$ Тл, тогда

$$\frac{P_{2APH}}{P_{2ZPH}} = \frac{k_{да} B_{a2}^2 m_{a2}}{k_{дЗ} B_{Z2cp}^2 m_{Z2}} = \frac{1,6 \cdot 0,906^2 \cdot 51,6}{1,8 \cdot 1,661^2 \cdot 16,4} \approx 0,5,$$

то есть

$$P_{2ZPH} \approx \frac{2P_{2cPH}}{3} = \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{3} \cdot 2,2 \left(1 - \frac{n_2}{1500}\right)^{1,4} (1,6 \cdot 0,906^2 \cdot 51,6 + \\ + 1,8 \cdot 1,661^2 \cdot 16,4) = \frac{2}{9} 328,265 \left(1 - \frac{n_2}{1500}\right)^{1,4} = 72,948 \left(1 - \frac{n_2}{1500}\right)^{1,4}.$$

Известно, что потери в стали НВА-55 составляют $P_{1c} = 982$ Вт. При симметричном питании на одну фазу приходится $P_{1cPH} = \frac{P_{1c}}{3} = \frac{982}{3} = 327,333$ Вт.

В режиме короткого замыкания:

$$P_{2ZPH} = 72,948 \left(1 - \frac{0}{1500}\right)^{1,4} = 72,948 \text{ Вт};$$

$$P_{1cPH} = 327,333 \text{ Вт};$$

$$P_{2ZPH} = \frac{72,948}{327,333} P_{1cPH} = 0,223 P_{1cPH}.$$

Обобщая соотношение на другие режимы, получим

$$P_{2ZPH} = 0,223 P_{1cPH} \left(1 - \frac{n_2}{1500}\right)^{1,4}. \quad (3.8)$$

При несимметричной системе питающих напряжений

$$P_{2ZPH} = 0,223 \left(\frac{P_{1cPHA} + P_{1cPHB} + P_{1cPHC}}{3} \right) \left(1 - \frac{n_2}{1500} \right)^{1,4}. \quad (3.9)$$

Аналогичным способом рассчитываются основные потери в стали ярма ротора.

Для любого режима работы, исключая режим короткого замыкания, основные потери в зубцах ротора, в ярме ротора разделяются в равных долях на каждую фазу. Тепловые потоки от поверхностных потерь в стали зубцов ротора, а также от пульсационных потерь в зубцах ротора относятся в равных долях на каждую фазу.

Потери в проводниках ротора в модели рассчитываются из следующих соображений. Потери в проводнике пропорциональны квадрату тока и активному сопротивлению. Так как для беличьей клетки пазовая часть одной фазы физически состоит из одного стержня, то током фазы будет ток через стержень. Будем полагать, что при приведении обмотки ротора к трёхфазной обмотке статора ток фазы ротора I'_2 пропорционален току стержня I_{bar} . Одна лобовая часть одной фазы беличьей клетки физически состоит из участка короткозамыкающего кольца между соседними стержнями. Каждая фаза беличьей клетки может быть описана как конструкция, содержащая: один участок короткозамыкающего кольца между соседними стержнями, один стержень и ещё один участок короткозамыкающего кольца между соседними стержнями.

Ток короткозамыкающего кольца [213]

$$I_{ring} = \frac{I_{bar}}{2 \sin \frac{\pi p}{Z_2}} = \frac{I_{bar}}{2 \sin \frac{\pi \cdot 2}{38}} = \frac{I_{bar}}{0,329}, \quad (3.10)$$

где $p = 2$ – число пар полюсов НВА-55;

$Z_2 = 38$ – число зубцов ротора НВА-55.

Активное сопротивление одного стержня

$$r_{bar} = \frac{l}{\gamma_{AXЖ} S_{bar}} = \frac{0,24}{16 \cdot 10^6 \cdot 118,3 \cdot 10^{-6}} = 1,26796 \cdot 10^{-4} \text{ Ом},$$

где $\gamma_{\text{АХЖ}} = 16 \cdot 10^6 \text{ См/м}$ – удельная электрическая проводимость алюминиевого сплава АХЖ беличьей клетки ротора НВА-55 при температуре 20°C ;

$S_{\text{bar}} = 118,3 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2$ – площадь поперечного сечения стержня НВА-55.

Активное сопротивление двух участков короткозамыкающего кольца между двумя соседними стержнями

$$r_{\text{ring} \times 2} = \frac{2\pi(D_{\text{out}} - h_{\text{ring}})}{Z_2 \gamma_{\text{АХЖ}} S_{\text{bar}}} = \frac{2\pi(0,2474 - 0,045)}{38 \cdot 16 \cdot 10^6 \cdot 720 \cdot 10^{-6}} = 0,02905 \cdot 10^{-4} \text{ Ом.}$$

Потери в стержне можно вычислить как

$$P_{2\text{bar}} = I_{\text{bar}}^2 r_{\text{bar}} = 1,26796 \cdot 10^{-4} I_{\text{bar}}^2 \text{ Вт.}$$

Потери в двух участках короткозамыкающего кольца между двумя соседними стержнями

$$P_{2\text{ring} \times 2} = \left(\frac{I_{\text{bar}}}{2 \sin \frac{\pi \cdot 2}{38}} \right)^2 r_{\text{ring} \times 2} = \left(\frac{I_{\text{bar}}}{0,329} \right)^2 0,02905 \cdot 10^{-4} = 0,0883 \cdot 10^{-4} I_{\text{bar}}^2 \text{ Вт.}$$

Доля потерь в стержне на фазу беличьей клетки

$$\frac{P_{2\text{bar}}}{P_{2\text{bar}} + P_{2\text{ring} \times 2}} \cdot 100 \% = \frac{1,26796 \cdot 10^{-4} I_{\text{bar}}^2}{10^{-4} (1,26796 + 0,0883) I_{\text{bar}}^2} \cdot 100 \% = 93,5 \%$$

Доля потерь в кольцах на фазу беличьей клетки

$$\frac{P_{2\text{ring} \times 2}}{P_{2\text{bar}} + P_{2\text{ring} \times 2}} \cdot 100 \% = \frac{0,0883 \cdot 10^{-4} I_{\text{bar}}^2}{10^{-4} (1,26796 + 0,0883) I_{\text{bar}}^2} \cdot 100 \% = 6,5 \%$$

Потери в обмотке ротора на фазу

$$P_{2SPH} = \frac{P_{2PHA} + P_{2PHB} + P_{2PHC}}{m} \cdot \frac{P_{2bar}}{P_{2bar} + P_{2ring \times 2}} \text{ Вт.} \quad (3.11)$$

Приведённые выше соотношения справедливы при симметрии фаз обмотки ротора (без дефектов стержней). Рассмотрим случай, когда в одной из фаз, например A , оборваны $n_{\infty A}$ стержней. В этом случае потери в обмотке ротора на фазу могут быть рассчитаны как (для фазы A)

$$P_{2SPHA} = \frac{P_{2PHA} + P_{2PHB} + P_{2PHC}}{m} \cdot \frac{P_{2bar}}{P_{2bar} + P_{2ring \times 2}} \cdot \left(1 - \frac{n_{\infty A} m}{Z_2}\right) \text{ Вт.} \quad (3.12)$$

Аналогично для фазы B

$$P_{2SPHB} = \frac{P_{2PHA} + P_{2PHB} + P_{2PHC}}{m} \cdot \frac{P_{2bar}}{P_{2bar} + P_{2ring \times 2}} \cdot \left(1 - \frac{n_{\infty B} m}{Z_2}\right) \text{ Вт.} \quad (3.13)$$

Если в фазе C нет оборванных стержней, то потери в её пазовой части будут

$$P_{2SPHC} = (P_{2PHA} + P_{2PHB} + P_{2PHC}) \cdot \frac{P_{2bar}}{P_{2bar} + P_{2ring \times 2}} - P_{2SPHB} - P_{2SPHA}. \quad (3.14)$$

Если обрывы стержней есть лишь в одной фазе, например A , то для фаз без разрывов стержней

$$P_{2SPHC} = \frac{1}{2} (P_{2PHA} + P_{2PHB} + P_{2PHC}) \cdot \frac{P_{2bar}}{P_{2bar} + P_{2ring \times 2}} - P_{2SPHA}. \quad (3.15)$$

Если в каждой фазе есть разрывы стержней, то используем для фазы, в которой оборвано минимальное количество стержней $n_{\infty C}$, например фаза C , выражение

$$P_{2SPHC} = (P_{2PHA} + P_{2PHB} + P_{2PHC}) \cdot \frac{P_{2bar}}{P_{2bar} + P_{2ring \times 2}} - P_{2SPHB} - P_{2SPHA}, \quad (3.16)$$

где

$$P_{2SPHA} = \frac{P_{2PHA} + P_{2PHB} + P_{2PHC}}{m} \cdot \frac{P_{2bar}}{P_{2bar} + P_{2ring \times 2}} \cdot \left(1 - \frac{n_{\infty A} m}{Z_2 - n_{\infty C} m}\right) \text{ Вт}; \quad (3.17)$$

$$P_{2SPHB} = \frac{P_{2PHA} + P_{2PHB} + P_{2PHC}}{m} \cdot \frac{P_{2bar}}{P_{2bar} + P_{2ring \times 2}} \cdot \left(1 - \frac{n_{\infty B} m}{Z_2 - n_{\infty C} m}\right) \text{ Вт}. \quad (3.18)$$

Чтобы чрезмерно не усложнять тепловую модель, а точнее не замедлять ход решения на ЭВМ, были приняты некоторые допущения. Например, тепловое сопротивление между внутренним воздухом машины и наружным воздухом, определяемое подогревом внутреннего воздуха, принято постоянным. Строго говоря, это тепловое сопротивление является переменным и зависит от частоты вращения ротора (скорости перемешивания воздуха).

Полный перечень элементов разработанной эквивалентной тепловой схемы АД НВА-55 приведён в приложении У. При расчетах использованы данные [282 – 284].

Изображение компьютерной модели одной фазы эквивалентной тепловой схемы АД НВА-55 показано на рисунке 3.58.

3.6.3. УСТАНОВЛЕНИЕ АДЕКВАТНОСТИ ТЕПЛОВОЙ МОДЕЛИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Были проведены вычисления, направленные на установление адекватности тепловой модели экспериментальным результатам. Ввиду реальной длительности установления тепловых процессов в НВА-55 3,5–4,0 ч моделирование таких процессов в *OrCAD 9.2* от нулевого перегрева до установившегося представляется весьма затруднительным: требуется машинное время порядка нескольких суток, значительный ресурс оперативной памяти ЭВМ, выявлен предельный размер файла результатов моделирования (2 Гбайт). В связи с этим были проведены два вычислительных эксперимента, позволяющих оценить адекватность модели при существенно меньших затратах машинного времени:

1) моделирование адиабатического процесса нагрева обмоток (стоянка под током с горячего состояния) при симметричном синусоидальном питании напряжением 380 В с оценкой средней температуры обмотки статора по истечении 18 с;

2) моделирование длительной работы мотор-вентилятора, питаемого по конденсаторной схеме с оценкой промежуточных результатов нагрева участков станины, расположенных над железом статора.

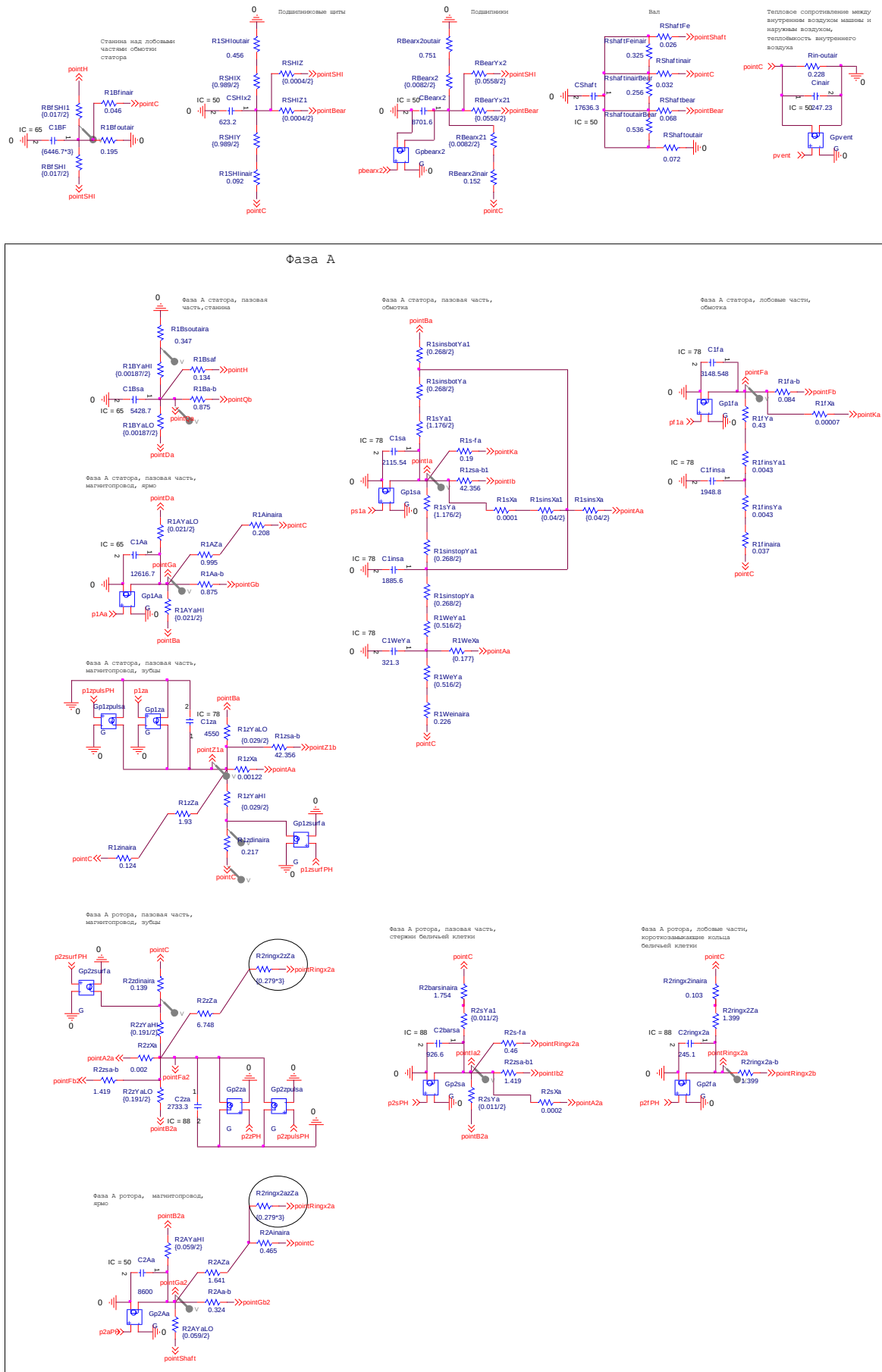


Рисунок 3.58 - Одна фаза в тепловой модели АД НВА-55 в САПР OrCAD

В качестве граничных условий в начале моделирования процесса адиабатического нагрева для имитации горячего состояния машины были приняты данные согласно табл. 3.5, базирующиеся на результатах испытаний НВА-55 при номинальной нагрузке. Принятые граничные условия также приведены в табл. 3.6. Сравнение результатов моделирования процесса адиабатического нагрева НВА-55 (стоянка под током с горячего состояния) с опытными данными при температуре окружающего воздуха 20 °С дано в табл. 3.7. Наблюдается удовлетворительное соответствие результатов моделирования данным опыта. Согласно [215, 285] перегрев алюминия беличьей клетки ротора не должен быть выше 300 °С, т.е. температура не должна превышать 350 °С, что в сопоставлении с данными табл. 3.6 косвенно также свидетельствует об адекватности модели. Данное температурное ограничение объясняется значительным увеличением пластичности алюминиевых сплавов при перегреве свыше 300 °С.

Таблица 3.5 - Граничные условия для моделирования в начале процесса адиабатического нагрева, имитирующие горячее состояние НВА-55, базирующиеся на результатах испытаний НВА-55 при номинальной нагрузке

$U_{12},$ В	$U_{23},$ В	$U_{31},$ В	Температура обмотки статора, °С	Температура обмотки ротора, °С	Температура корпуса, °С	Температура подшипников, °С
380	384	381	78	88	65	50

Таблица 3.6 - Принятые граничные условия моделирования в начале процесса адиабатического нагрева для имитации горячего состояния НВА-55

Температура зубцов статора, °С	Температура ярма статора, °С	Температура зубцов ротора, °С	Температура ярма ротора, вала, подшипниковых щитов, внутреннего воздуха, °С
78	65	88	50

Экспериментальной базой для определения адекватности моделирования длительной работы мотор-вентилятора, питаемого по конденсаторной схеме, с оценкой промежуточных результатов нагрева станины над железом статора стали данные испытаний на электровозе ЗЭС5К-047, а именно кривые изменения перегрева самой нагретой части станины НВА-55 над температурой окружающего воздуха во времени. Ввиду большой длительности процесса нагрева (до 4 ч) и ограниченности вычислительных ресурсов (моделирование проводилось на ЭВМ с процессором типа *Pentium-4* и оперативной памятью 2 Гбайта при предельном размере файла результатов моделирования 2 Гбайта) для сравнения доступны начальные участки кривых нагрева (рисунок 3.59).

Таблица 3.7 - Сравнение результатов моделирования процесса адиабатического нагрева НВА-55 (стоянка под током с горячего состояния) с опытными данными при температуре окружающего воздуха 20 °С

Длительность процесса, с	Температура поверхности корпуса над железом статора, °С (модель)	Температура короткозамыкающих колец обмотки ротора, °С (модель)	Температура стержней обмотки ротора, °С (модель)	Температура лобовых частей обмотки статора, °С (модель)	Температура пазовых частей обмотки статора, °С (модель)
18	64,4	363,4	343,6	166,6	158,8
		Средняя температура обмотки ротора, °С (модель)		Средняя температура обмотки статора, °С	
		353,5		модель	опыт
				162,7	180,0

Из рисунка 3.59 видно, что процесс нагрева на модели идёт несколько быстрее, чем по опытными данным (средняя относительная ошибка 20 %). Различие может быть скорректировано за счёт увеличения теплоёмкости внутреннего воздуха машины путём увеличения его объёма (при моделировании не учтен обмен воздухом с окружающей средой).

В пользу именно такого объяснения природы расхождения результата опыта и моделирования на рисунке 3.59 говорит то обстоятельство, что при моделировании адиабатического нагрева, где за время процесса практически не успевает происходить обмен внутреннего воздуха машины с наружным, расхождение расчётной и опытной величин среднего превышения температуры обмотки статора над температурой окружающего воздуха меньше и имеет противоположный знак (относительная ошибка составляет минус 11 %). Отметим, что тепловая модель станины НВА-55 (рисунки 3.57, 3.58) носит приближённый характер ввиду довольно сложных путей теплопередачи от магнитопровода статора к корпусу, что обусловлено спецификой конструкции этого АД.

Результат моделирования тепловых процессов при включении одного мотор-вентилятора в длительном режиме по конденсаторной схеме показан на рисунке 3.60. На рисунках 3.60 и 3.61 представлены графики перегревов, °С, самой нагретой фазы *A*: 1 – короткозамыкающие кольца обмотки ротора; 2 – стержни обмотки ротора; 3 – лобовые части обмотки статора; 4 – пазовая часть обмотки статора; 5 – поверхность станины; 6 – частота вращения ротора $n/100$ об/мин.

Известно [42, 43], что частота включений мотор-компрессора может достигать 40–60 в час, что сопровождается значительными токами и, следовательно, выделением тепла. Результаты моделирования режима ПВ мотор-компрессора, питаемого по конденсаторной схеме при ёмкости конденсаторов 70 % от номинальной (это минимальный предел снижения ёмкости от номинала, допускающий, согласно результатам моделирования, пуск мотор-компрессора при

напряжении на обмотке собственных нужд тягового трансформатора не ниже 380 В), показаны на рисунке 3.61 (ПВ 50 % при длительности цикла 8 с). В режиме работы, показанном на рисунке 3.61, перегрев алюминия беличьей клетки ротора до 300 °С может быть достигнут за время порядка 500–600 с. При тяжёлых затяжных пусках ввиду большей продолжительности протекания пусковых токов это время сократится.

3.6.4. ВЫЯВЛЕНИЕ ОПАСНЫХ В ТЕПЛОВОМ ОТНОШЕНИИ РЕЖИМОВ РАБОТЫ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Была поставлена задача определить, при каких условиях в случае питания АД НВА-55 по конденсаторной схеме при номинальной ёмкости конденсаторов за относительно короткий промежуток времени перегрев алюминиевого сплава марки АХЖ беличьей клетки ротора достигает 300 °С. С помощью разработанной тепловой модели эти условия были выявлены. Индикатором появления состояния обмотки ротора, которое влечёт за собой весьма быстрое (за 8–20 с) нарастание перегрева участков беличьей клетки из сплава АХЖ до опасных значений 300 °С и более, является возникновение при питании по конденсаторной схеме небаланса междуфазных напряжений на частоте основной гармоники с величиной небаланса 360–380 В при установившемся режиме работы привода. Опасные по нагреву режимы сопровождаются весьма значительными величинами токов фаз асинхронного двигателя, причём в одной из фаз ток в 7–9 раз превосходит номинальный. Коэффициент небаланса междуфазных напряжений определялся согласно выражению (1.2), где $U_n = 380$ В – номинальное значение линейного напряжения на НВА-55.

Как показало компьютерное моделирование пуска до установившегося режима единичного АД, такие опасные режимы работы складываются в результате обрыва 21–33 % стержней беличьей клетки при определённых вариантах их распределения по фазам ротора. Они характеризуются возможностью достижения температуры плавления алюминиевого сплава в отдельных участках ротора за время 20–40 с (для справки: температура плавления технического алюминия 658 °С) при перегреве поверхности корпуса АД 0,1–0,3 °С. При этом АД работает в установившемся режиме со скольжением 7–36 % (для справки: скольжение НВА-55 в номинальном режиме составляет 3,9 %). Коэффициент небаланса междуфазных напряжений составляет $k_{\text{неб.мф}} = 96\text{--}100$ %. Для развития опасного режима достаточно повреждения хотя бы одного стержня дополнительно к ранее оборвавшимся, причём до этого критического обрыва коэффициент небаланса междуфазных напряжений был в пределах $k_{\text{неб.мф}} = 24\text{--}36$ %. Для случая питания единичного НВА-55 по конденсаторной схеме при отсутствии дефектов обмотки ротора $k_{\text{неб.мф}} = 23,7$ %.

Пример множественного повреждения стержней беличьей клетки НВА-55 оказан на рисунке 1.5.

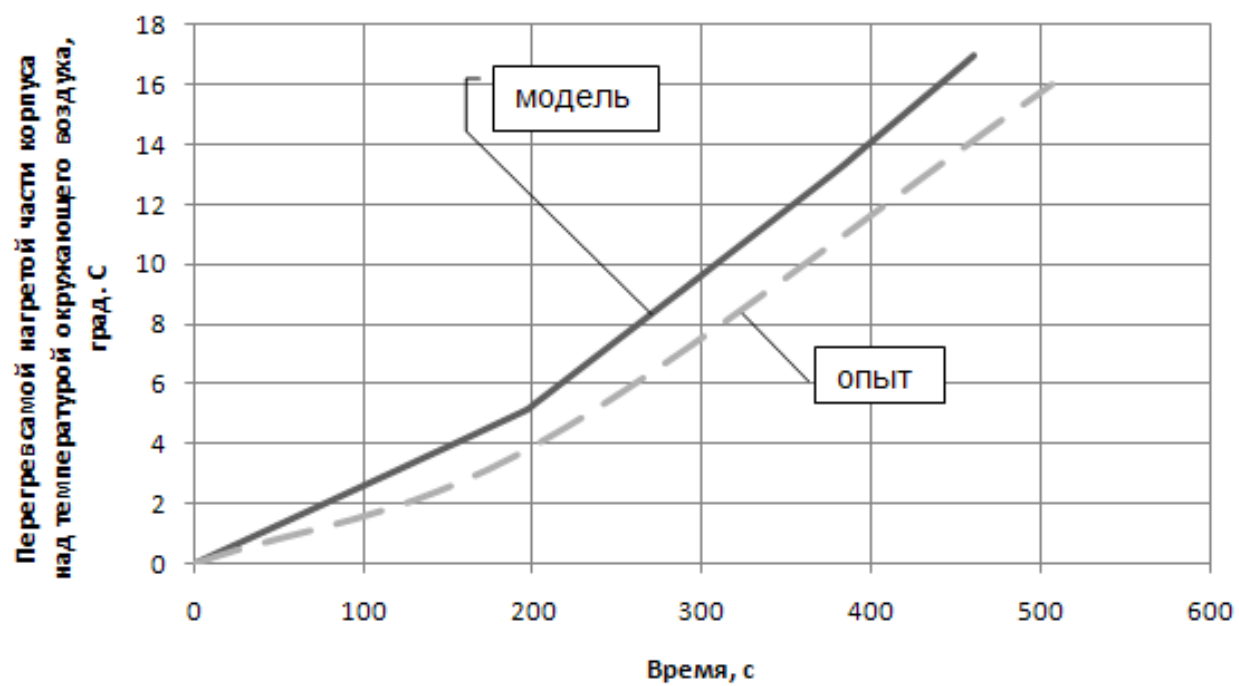


Рисунок 3.59 - Сравнение опытных и расчётных данных о нагреве станины НВА-55 при питании несимметричной системой напряжений по конденсаторной схеме

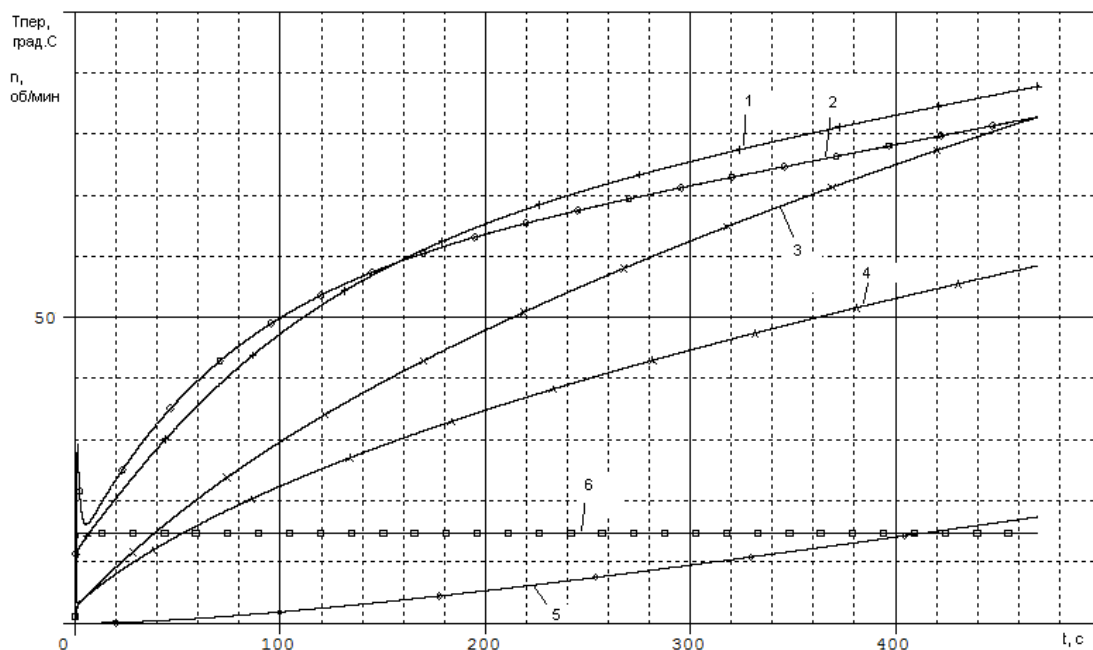


Рисунок 3.60 - Результат моделирования тепловых процессов при включении одного мотор-вентилятора в длительном режиме по конденсаторной схеме.

Графики перегревов, $^{\circ}\text{C}$, самой нагретой фазы A

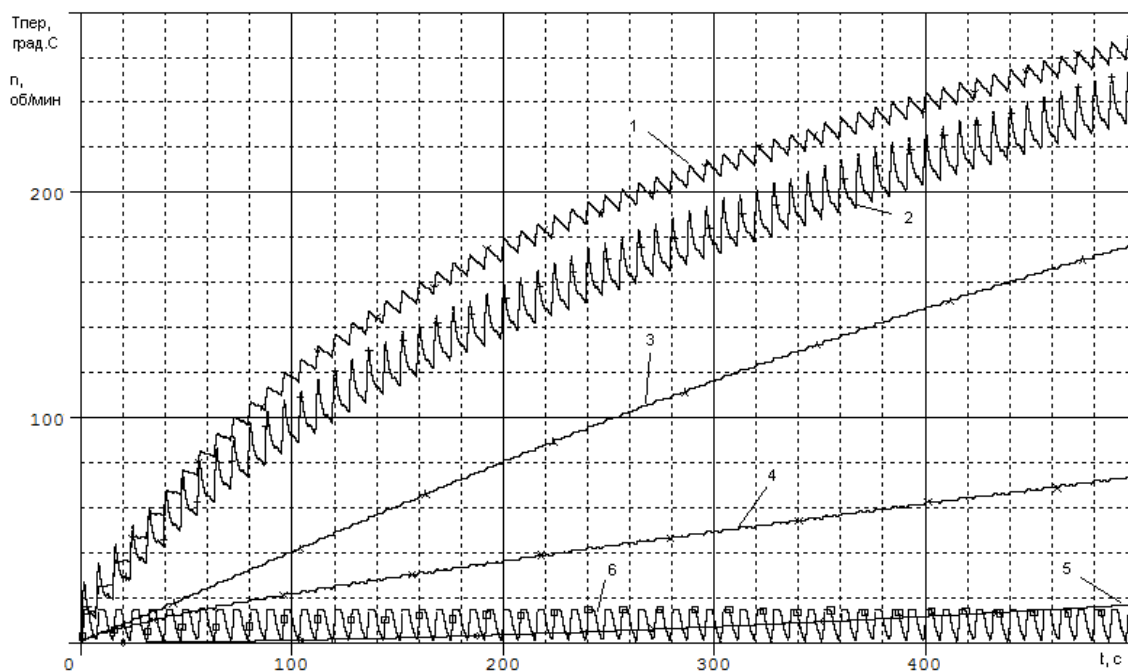


Рисунок 3.61 - Результаты моделирования режима ПВ мотор-компрессора, питаемого по конденсаторной схеме при ёмкости конденсаторов 70 % от номинальной. Графики перегревов, $^{\circ}\text{C}$, самой нагретой фазы A

3.7. ЧАСТОТНЫЙ ПУСК МОТОР-КОМПРЕССОРА С АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ

В настоящем разделе показана проверка осуществимости и выявление характеристик частотного пуска, а также факторов, на них влияющих, асинхронного двигателя АНЭ200L6У2 мотор-компрессора электровоза с начальным моментом нагрузки на валу $M_c = 540 \text{ Нм}$ [279].

Момент сопротивления M_c составляет в начале пуска $2,5M_n$, с началом вращения он падает до $0,28M_n$, достигая значения $0,66M_n$ при 100 об/мин, далее момент сопротивления увеличивается незначительно и достигает $M_n = 214 \text{ Нм}$ при частоте вращения 980 об/мин, как показано на рисунке 3.62. Зависимость такого вида может быть смоделирована при помощи схемы, изображённой на рисунке 2.14.

Для определения наиболее выгодной для пуска частоты f_1 питающего напряжения рассчитаем, при какой f_1 будем иметь критическое скольжение $s_{кр} = 1$. Воспользуемся выражением для $s_{кр}$ и данными табл. 3.8 для номинального режима, полагая, что пусковая частота питающего напряжения лежит в области единиц герц:

$$s_{кр} = \frac{c_1 r'_2}{\sqrt{r_1^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X'_2)^2}}, \quad (3.19)$$

$$\text{где } c_1 \approx 1 + \frac{L_{\sigma 1}}{L_m}.$$

$$c_1 \approx 1 + \frac{0,00124}{0,0523} = 1,0237.$$

Таблица 3.8 - Параметры Т-образной схемы замещения АНЭ200L6У2 для различных режимов

f_1 , Гц	50	33	25	16	50
режим	пусковой				номинальный
$L_{\sigma 1}$, Гн	0,00124				
r_1 , Ом	0,157				
L_m , Гн	0,0523				
L'_2 , Гн	0,00161	0,00171	0,00177	0,00187	0,002235
r'_2 , Ом	0,266	0,249	0,238	0,221	0,159

Перепишем (3.19) для $s_{\text{кр}} = 1$ через индуктивности Т-образной схемы замещения асинхронного двигателя:

$$1 = \frac{c_1 r_2'}{\sqrt{r_1^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X_2')^2}} = \frac{c_1 r_2'}{\sqrt{r_1^2 + (2\pi f_1)^2 (L_{\sigma 1} + c_1 L_2')^2}}.$$

Вычислим f_1 , наиболее выгодную для пуска:

$$\begin{aligned} f_1 &= \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{c_1^2 r_2'^2 - r_1^2}{(L_{\sigma 1} + c_1 L_2')^2}} = \\ &= \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1,0237^2 \cdot 0,159^2 - 0,157^2}{(0,00124 + 1,0237 \cdot 0,002235)^2}} = 1,94 \text{ Гц}. \end{aligned}$$

При $f_1 = 1,94$ Гц и $s_{\text{кр}} = 1$ частота скольжения составит $f_2 = sf_1 = 1,94$ Гц, что сопоставимо с частотой скольжения в номинальном режиме: $f_2 = sf_1 = 0,02 \cdot 50 = 1$ Гц. При таких частотах эффект вытеснения тока практически не проявляется, т.о. для расчёта вращающего момента асинхронного двигателя при частотном пуске воспользуемся его параметрами для номинального режима (табл. 3.7). Выражение для пускового момента:

$$M_{\Pi} = \frac{3pU_{\phi 1}^2 r_2'}{2\pi f_1 [(r_1 + c_1 r_2')^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X_2')^2]}. \quad (3.20)$$

Определим линейное напряжение при пуске $U_{\text{лп}}$ по основному закону частотного регулирования для $M_c = \text{const}$:

$$\frac{U_{\text{л}}}{f_1} = \text{const}; \quad \frac{380}{50} = \frac{U_{\text{лп}}}{1,94}; \quad U_{\text{лп}} = 14,7 \text{ В},$$

откуда фазное напряжение при пуске при схеме соединения обмотки статора «звезда» $U_{\phi \Pi} = U_{\text{лп}} / \sqrt{3} = 14,7 / \sqrt{3} = 8,5 \text{ В}$. При этом напряжении пусковой момент составляет по (3.20) $M_{\Pi} \approx 83 \text{ Нм}$, что явно недостаточно для пуска АНЭ200L6У2 с $M_c = 540 \text{ Нм}$. Так как M_{Π} прямо пропорционален квадрату приложенного напряжения, то методом пропорций скорректируем до необходимого для гарантированного (с запасом 10-20% по моменту двигателя) пуска значение линейного питающего напряжения (см. таблицу 3.9).

Для обеспечения пуска с $M_{\Pi}/M_{\Sigma} = 1,2$ для случая питания с $f_1 = 2$ Гц $U_{\text{лп}}$ определяем из соотношения:

$$\frac{U_{\text{лп1}}}{f_{11}} = \frac{U_{\text{лп2}}}{f_{12}} = \text{const}, \quad \text{тогда} \quad U_{\text{лп2}} = \frac{f_{12}}{f_{11}} U_{\text{лп1}}. \quad \text{Т.е. для } f_1 = 2 \text{ Гц}$$

$$U_{\text{лп}} = \frac{2}{1,94} 41,1 = 42,4 \text{ В. Без коррекции значение напряжения } U_{\text{лп}} = 42,4 \text{ В соответствовало}$$

$$\text{бы частоте питающего напряжения } f_1 = \frac{42,4 \cdot 50}{380} = 5,6 \text{ Гц.}$$

Таблица 3.9 - Характеристики, гарантированно обеспечивающие пуск АНЭ200L6У2 при $M_{\Sigma} = 540$ Нм и $f_1 = 1,94$ Гц

Характеристика	M_{Π}/M_{Σ}	
	1,1	1,2
M_{Π} , Нм по (4.5)	594	648
$U_{\text{лп}}$, В	39,4	41,1

Моделирование в *OrCAD* 9.2 [275] (использовался один из ранних вариантов компьютерной модели АД, описанной в разделе 2.1) подтвердило, что при скорректированных по пусковому моменту $U_{\text{лп}}$ синусоидальной формы двигатель АНЭ200L6У2 с нагрузкой на валу согласно рисунку 3.62 гарантированно запускается (см. табл. 3.10).

Таблица 3.10 - Результаты моделирования пуска АНЭ200L6У2 при синусоидальном напряжении

f_1 , Гц	$U_{\text{лп}}$, В	J , кг·м ²	$i_{\text{Пmax}}$, А	$I_{\text{устП}}$, А	n_c , об/мин	s , о.е.
1,94	40	0,5	117,1	57,4	38,8	0,561
2	43		124,5	51,3	40	0,41
		5	125,3	51,4		0,409

В таблице 3.10: J - момент инерции вращающихся масс, приведённый к валу двигателя; $i_{\text{Пmax}}$ - максимальное мгновенное значение пускового тока двигателя; $I_{\text{устП}}$ - действующее значение тока фазы двигателя в установившемся режиме, достигнутом в результате пуска; s - скольжение в установившемся режиме; n_c - синхронная частота вращения двигателя при заданной f_1 . Следует отметить, что задача выбора характеристик гарантированного пуска решена аналитически, то есть для простого случая, который предусматривает постоянство

момента нагрузки на валу ($M_c = 540 \text{ Нм} = \text{const}$). Вообще, при сложной зависимости момента нагрузки от частоты вращения (рисунок 3.62) эта задача не имеет аналитического решения. То есть необходимо моделирование процесса пуска численными методами. Принципиально, трогание с нагрузкой, соответствующей рисунку 3.62, осуществимо и при меньших значениях $U_{\text{лп}}$. Значит, существует потенциальная возможность снижения пускового тока.

Так как питание мотор-компрессора осуществляется от АИН с широтно-импульсным регулированием напряжения (ШИР) (принцип тот же, что для прямоугольно-треугольной ШИМ на рисунке 3.12) с числом импульсов выходного напряжения за период первой гармоники $\varepsilon = 24$ (см. рисунок 3.63), то определим коэффициенты заполнения K_3 , необходимые для получения значений первой гармоники $U_{\text{лп1}} = 40 \text{ В}$ и $U_{\text{лп1}} = 43 \text{ В}$. Амплитуда первой гармоники фазного напряжения на выходе АИН при 180-градусном законе регулирования

$$U_{\phi 1m} = \frac{2U_d}{\pi} K_3. \quad (3.21)$$

При напряжении звена постоянного напряжения АИН $U_d = 648 \text{ В}$ и $K_3 = 1$:

$$U_{\phi 1m} = \frac{2U_d}{\pi} = \frac{2 \cdot 648}{\pi} = 412,739 \text{ В.} \quad \text{Таким образом,} \quad \frac{U_{\phi 1m\Pi}}{K_3} = \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} U_{\text{лп1}}}{K_3} = 412,739,$$

$$K_3 = \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} U_{\text{лп1}}}{412,739}. \quad \text{Для } U_{\text{лп1}} = 40 \text{ В и } U_{\text{лп1}} = 43 \text{ В коэффициент заполнения, соответственно,}$$

составляет $K_3 = 0,0791$ и $K_3 = 0,085$. Результаты моделирования, представленные в таблице 3.11, показывают, что импульсный характер питающего напряжения приводит к заметному росту мгновенных значений тока двигателя и увеличению скольжения, что делает условия пуска для преобразователя достаточно тяжёлыми.

Таблица 3.11 - Результаты моделирования пуска АНЭ200L6Y2 при ШИР напряжении

f_1 , Гц	$U_{\text{лп1}}$, В	J , кг·м ²	$i_{\text{Пmax}}$, А	$I_{\text{1устП}}$, А	$i_{\text{Пмуст}}$, А	s , о.е.
2	40	5	242,6	61,3	211,4	0,691
	43		258,3	56,9	211,3	0,482

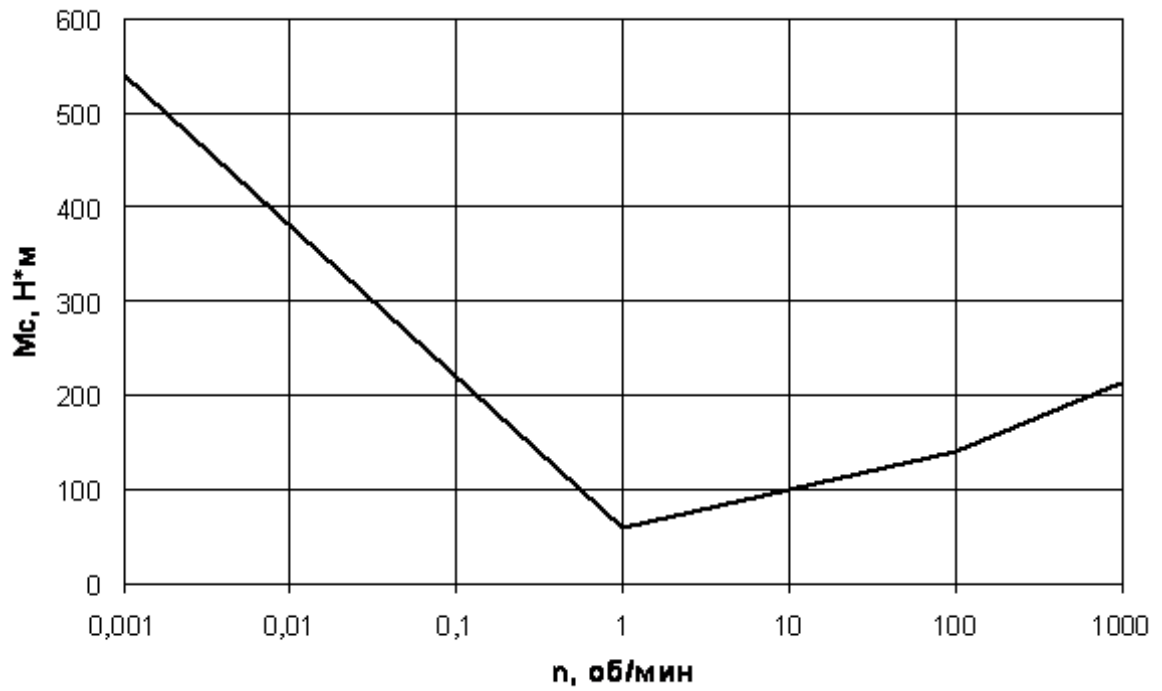


Рисунок 3.62 - Момент нагрузки на валу мотор-компрессора

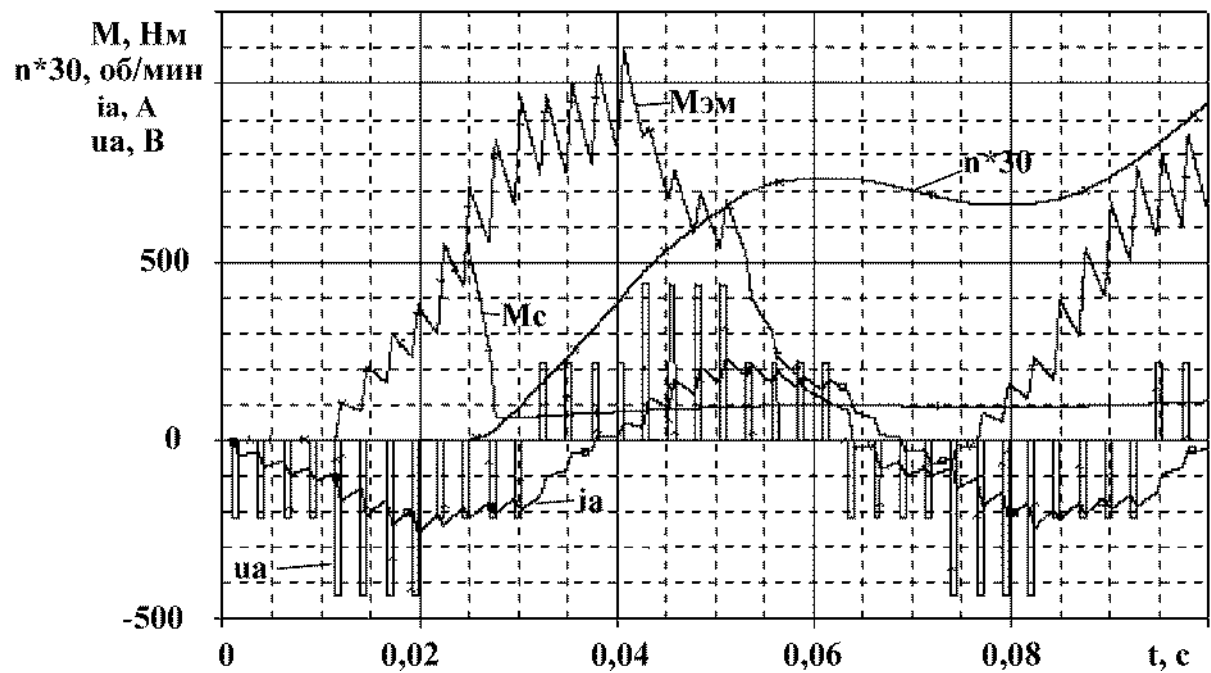


Рисунок 3.63 - Пример моделирования пуска мотор-компрессора с АНЭ200L6У2 при питании от АИН с ШИР

Для величин в таблице 3.11 индекс 1 обозначает принадлежность к первой гармонике выходного напряжения АИН. $i_{\text{Пмуст}}$ - амплитуда тока фазы двигателя в режиме, установившемся в результате пуска.

Следует отметить, что величина J практически не влияет на пусковой ток двигателя, так как его пиковое значение приходится на момент времени, когда трогание ещё не произошло.

Проверим возможность пуска при частотах питающего напряжения 16, 25, 33 и 50 Гц при условии $\frac{U_{\text{л}}}{f_1} = \frac{380}{50}$ Гц. Значения пускового момента АНЭ200L6У2, вычисленные по (3.20) с учётом данных таблицы 3.8, приведены в таблице 3.12. Номинальное действующее значение тока двигателя $I_{\text{н}} = 47$ А.

Таблица 3.12 - Расчётные пусковые моменты и кратности пиковых пусковых токов АНЭ200L6У2

f_1 , Гц	16	25	33	50
$M_{\text{п}}$, Нм	394	420	409	364
при синусоидальном питающем напряжении				
$i_{\text{Пmax}} / I_{\text{н}}$	4,7	6,1	7,1	8,7
при питании от АИН с ШИР				
$i_{\text{Пmax}} / I_{\text{н}}$	5,6	6,8	7,5	8,6

Ближние значения $M_{\text{п}}$ получены при моделировании в OrCAD 9.2, что не обеспечивает пуска с $M_{\text{с}} = 540$ Нм. Необходимо иметь в виду, что применяемая модель асинхронного двигателя [286], как и (3.5) и другие традиционно применяемые методы расчёта $M_{\text{п}}$, в том числе модели, упомянутые в [287], дают заниженные (часто – существенно заниженные) значения момента на неустойчивой ветви механической характеристики по сравнению с опытом (согласно ТУ АНЭ200L6У2 обеспечивает при 50 Гц пусковой момент не менее 535 Нм). Согласно [110], увеличение $M_{\text{п}}$ обеспечивается протеканием токов в стали ротора между стержнями беличьей клетки.

Моделирование пуска мотор-компрессора показало следующее. При заданном значении момента инерции J поведение привода (будет ли он разгоняться или нет) определяется темпом снижения момента сопротивления на валу с возрастанием частоты вращения, то есть значением частоты вращения, при котором достигается номинальный или минимальный момент нагрузки. Электромагнитный момент двигателя имеет характер затухающих колебаний в начальный пе-

риод после включения напряжения. Пики электромагнитного момента превышают начальный момент сопротивления. Наблюдается колебательная зависимость частоты вращения привода от времени. То есть даже при состоявшемся трогании колебания скорости могут либо затухнуть до нуля – разгона привода не будет, либо скорость будет нарастать до установившегося ненулевого значения – разгон состоится. Теоретически существует граничное состояние, когда частота вращения неограниченно долго могла бы иметь незатухающие колебания вокруг малого среднего значения. На практике (даже в модели) такое граничное состояние, видимо, не может быть достигнуто. Анализ средних за время моделирования значений электромагнитного момента и момента сопротивления показал, что решающим для того, будет ли привод разгоняться или нет, является даже весьма малое различие средних значений. Таким образом, для заданного значения J существует некоторое граничное значение частоты вращения, при которой достигается номинальное (либо меньшее) значение момента нагрузки. Иначе это можно интерпретировать как граничный темп снижения момента нагрузки в процессе разгона $\frac{dM_c}{dn_2}$. Со снижением

J уменьшается и граничное $\frac{dM_c}{dn_2}$.

Ещё одной задачей моделирования пускового режима было выяснение влияния на величину пусковых токов фаз двигателя (инвертора) способа формирования напряжения на выходе инвертора. В качестве альтернативных способов рассматривались ШИР с кратностью несущей и модулирующей частот $\varepsilon = 24$ и амплитудный способ формирования напряжения при зоне проводимости ключа $\Theta_{\Pi} = 180^\circ$ эл. Предпочтительным с точки зрения величины питающего напряжения является вариант пуска, при котором фазное напряжение остаётся неизменным при некотором снижении частоты. Например, имели $f_1 = 48,4$ Гц и, соответственно, $U_{\phi 1m} = 253$ В [276]. Для пуска мотор-компрессора снизим частоту до $f_1 = 45$ Гц. Следует отметить, что даже без пуска мотор-компрессора снижение частоты при неизменной величине напряжения вызовет увеличение тока уже работающего мотор-вентилятора и АИН.

Определим в случае ШИР K_3 для заданных значений $U_{\phi 1m}$ и U_d , а для амплитудного способа регулирования для заданных значений $U_{\phi 1m}$ и $K_3=1$ определим величину U_d . Зависимость между этими тремя величинами устанавливается при выбранных способах регулирования соотношением (4.6). Результаты расчётов при $J = 5$ кг·м² сведены в таблице 3.13. Начальные фазы напряжений во всех вычислительных экспериментах оставались одинаковыми. Таким образом, величина отношения $i_{\Pi \max} / I_{\Pi}$ при $f_1 = 45$ Гц и ШИР доходит до 7,6.

Таблица 3.13 - Результаты моделирования пуска мотор-компрессора с нагрузкой на валу, соответствующей рисунку 3.67

$U_{\phi 1m}$, В	K_3 , о.е.	U_d , В	Состоялся ли разгон	Наибольшее мгновенное значение фазного тока при пуске, А (индексы А и В указывают на принадлежность к соответствующей фазе)
$f_1 = 45$ Гц				
218,7	1,0	343,5	нет	-
253,0	1,0	397,4	да	$i_{АП\max} = -348,3$
	0,613	648,0	да	$i_{АП\max} = -357,9$
$f_1 = 2$ Гц				
35,11	1,0	55,2	да	$i_{АП\max} = -114,2$
	0,085	648,0	да	$i_{ВП\max} = 266,5$

Следует отметить, что если на рисунке 3.62 отсутствует провал момента нагрузки ниже M_n , то при приведённых в табл. 3.13 параметрах питающего напряжения, для $f_1 = 45$ Гц разгон становится невозможен. При этом максимальное значение пускового тока не изменяется, так как соответствует самому началу пуска, когда ротор неподвижен.

Бросок пускового тока при амплитудном способе регулирования напряжения ниже, чем при выбранном способе ШИР. Но при $f_1 = 45$ Гц разница в величинах токов составляет всего 2,8%, что несущественно (за базовую взята величина броска тока при амплитудном регулировании напряжения). Зато при $f_1 = 2$ Гц разница составила уже 133,4%.

Нужно также принять во внимание, что по данным [286, 287], моделирование даёт некоторое расхождение с опытом в части мгновенных значений тока. Это видно, например, из рисунков 3.64 и 3.65, где показаны опытная и расчётная кривые тока фазы мотор-вентилятора АЖВ250М2РУХЛ2 (в этом случае в качестве исходных данных для расчётов использовались опытные осциллограммы фазного напряжения на АД при питании от АИН с ШИР, см. также опытные осциллограммы в [287]).

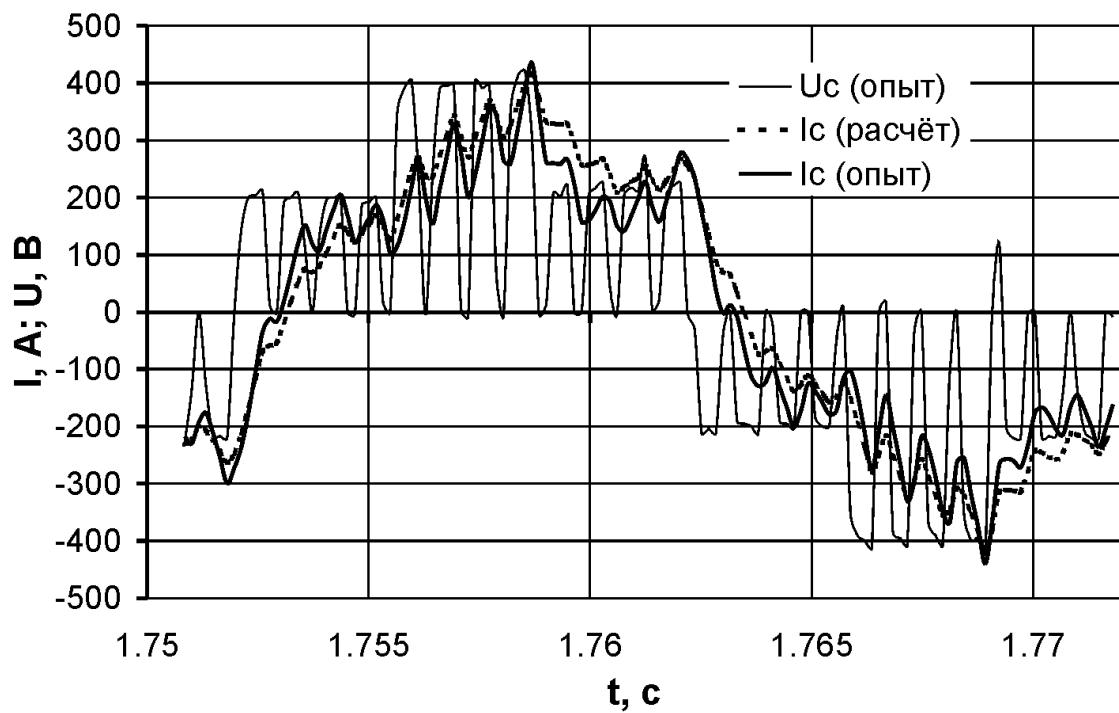


Рисунок 3.64 - Иллюстрация характера различия опытной и расчётной кривых тока фазы мотор-вентилятора АЖВ250М2РУХЛ2 при питании от АИН при $f_1 = 48,4$ Гц

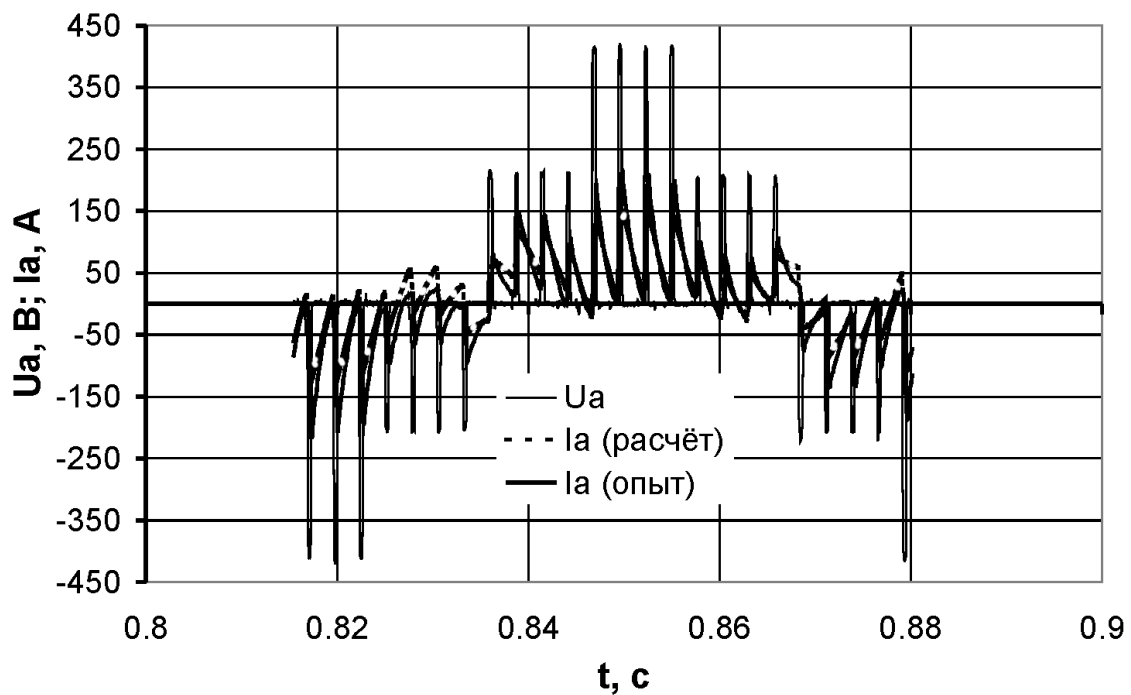


Рисунок 3.65 - Иллюстрация характера различия опытной и расчётной кривых тока фазы мотор-вентилятора АЖВ250М2РУХЛ2 при питании от АИН при $f_1 = 15,394$ Гц

Опытный ток быстрее нарастает и спадает при коммутациях фазного напряжения. Вероятной причиной «большей мобильности» опытного тока является неучёт в математических и компьютерных моделях АД [192, 286, 287] насыщения магнитной цепи по путям рассеяния, то есть отличные от фактических значения индуктивностей рассеяния статора и ротора (на весомость этого фактора для некоторых АД указано в [107]). Впрочем, аналогичная разница в поведении токов присуща существенно более сложным моделям АД, что видно из графиков тока тягового АД НТА-1200, представленных на рисунке 3.66 согласно данным [119, 121]. Графики линейного напряжения, при которых получены токи, показаны на рисунке 3.67.

В целом, отклонение расчётного тока АЖВ250М2РУХЛ2 от опытного не велико и признаётся при уровне значимости 0,05 по одностороннему критерию Фишера [289] незначимым за исключением случая $f_1 \approx 33$ Гц. Средние квадратические отклонения σ , приведённые в таблице 3.14, нормированы к опытному наибольшему мгновенному значению тока фазы при соответствующей f_1 на рассматриваемом фрагменте осциллограммы продолжительностью в один период питающего напряжения.

Таблица 3.14 - Средние квадратические отклонения расчётного тока фазы мотор-вентилятора АЖВ250М2РУХЛ2 от опытного

f_1 , Гц	16	25	33	50
σ , %	4,97	6,89	9,48	7,78

3.8. КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СТАЦИОНАРНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ МОТОР-ВЕНТИЛЯТОРА С АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ ПРИ ПИТАНИИ ОТ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

С целью определения интегральных характеристик трёхфазного АД при глубоком регулировании выходного напряжения АИН в 2001 г. автором была разработана программа *ОЕРЗФ2* (отдел электропривода ВЭЛНИИ – моделирование 3-фазной машины в ортогональных осях) на языке программирования *QuickBASIC 4.5* [290]. В её функции входит также расчёт мгновенных значений фазных токов АД, момента и частоты вращения. Программа компактна (64 Кб) и проста в обращении, обладает достаточным быстродействием, что позволяет с минимальными затратами машинного времени при минимальных требованиях к вычислительным ресурсам проводить большое количество предварительных расчётов.

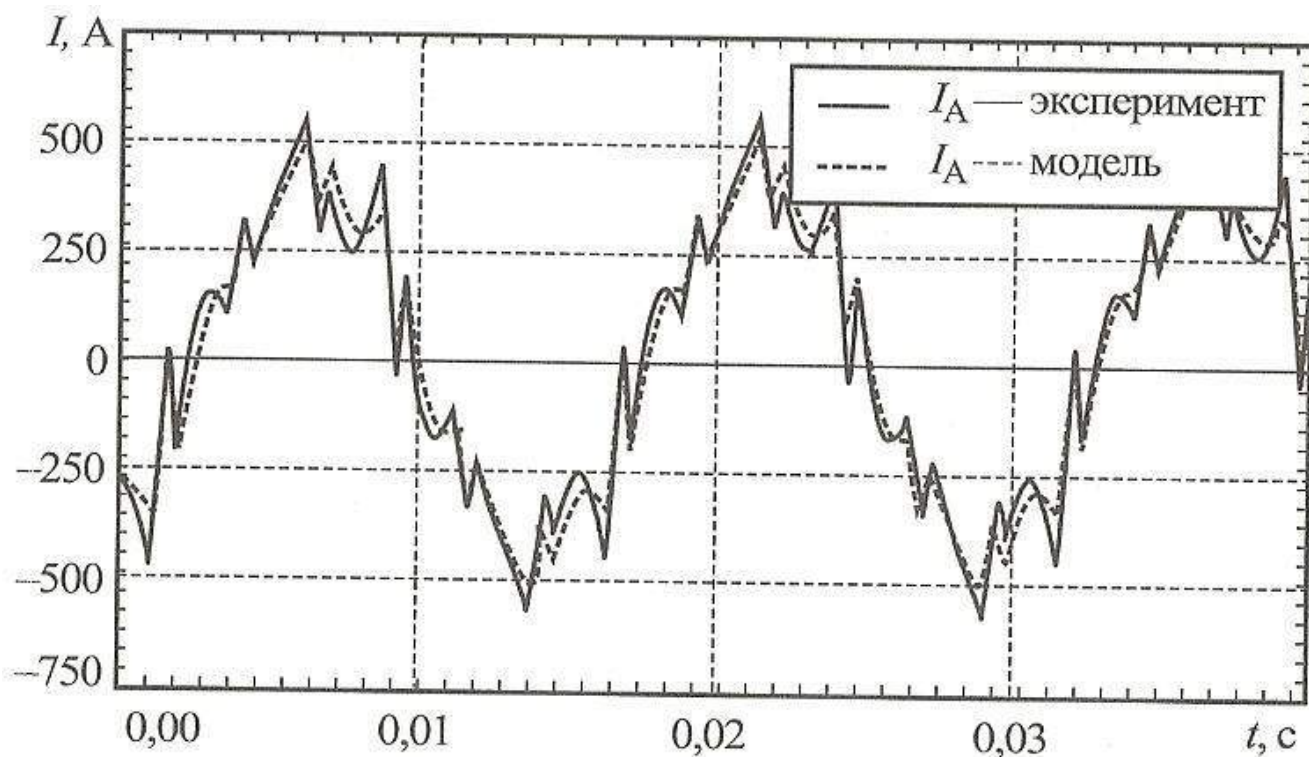


Рисунок 3.66 - Иллюстрация характера различия опытной и расчётной кривых тока фазы тягового АД НТА-1200 [119, 121]

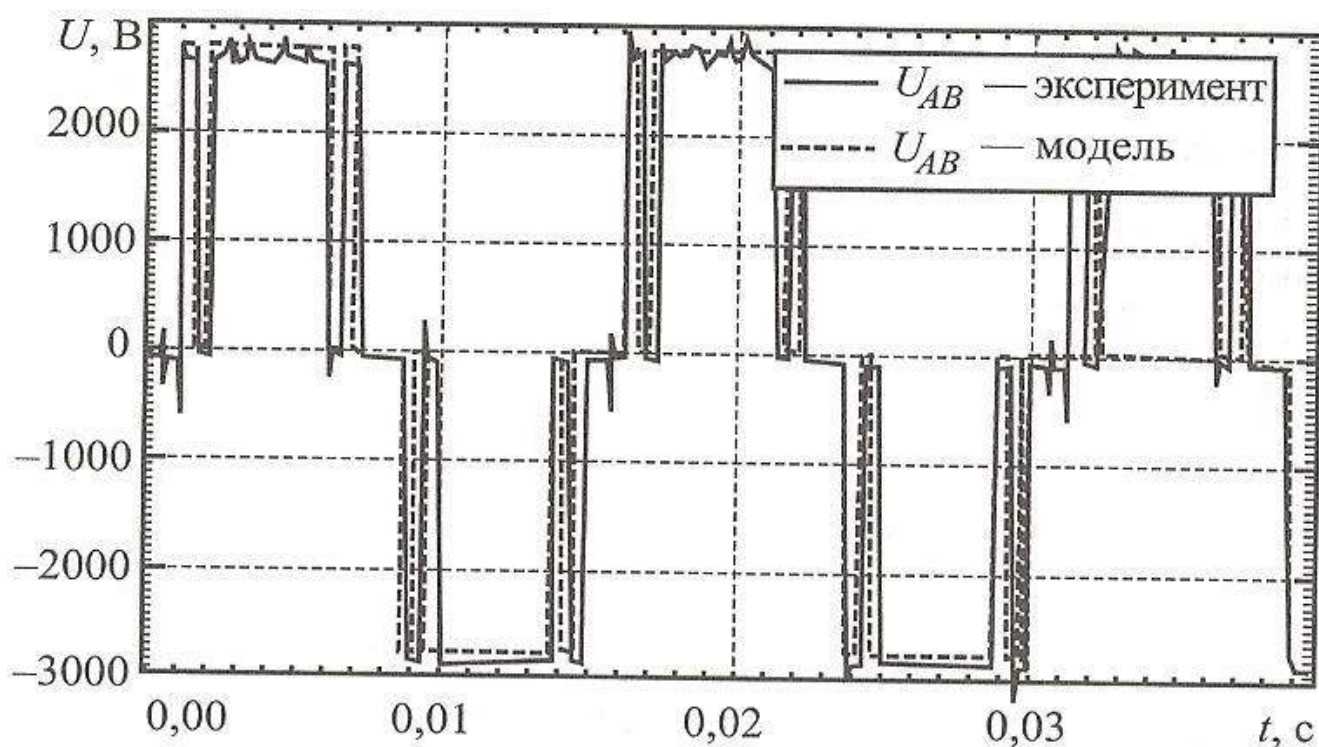


Рисунок 3.67 - Кривые линейного напряжения тягового АД НТА-1200 [119, 121]

Моделирование ведётся на основе численного решения системы дифференциальных уравнений (1.28) – (1.29) АД методом Рунге-Кутты 4-го порядка точности. Приняты традиционные для подобного моделирования допущения (допущения идеализированной машины: симметричная электрическая машина, имеющая гладкий воздушный зазор, стальные участки с нулевым магнитным сопротивлением, учитываются лишь первые пространственные гармонические составляющие МДС обмоток. Программа допускает задание нагрузки постоянной по величине или вентиляторного типа, отключение уравнения движения [287].

Если при моделировании необходимо учесть: зубчатость воздушного зазора, нагрев обмоток, насыщение магнитной цепи и отчасти эффект вытеснения тока (последний лишь отчасти, потому что он учитывается в данном случае только по основной гармонике тока, где выражен наименее существенно, и принимается далее одинаковым для всех гармонических составляющих, которые в математической модели (1.28) – (1.29) не вычленяются в явном виде), то при задании исходных данных на моделирование (активных сопротивлений и индуктивностей) необходимо использовать результаты расчёта установившегося режима АД при синусоидальном питающем напряжении, вычисленных по специальной программе *OESIAIN5*. Она предназначена для расчёта характеристик и параметров АД в статическом режиме на основе конструктивных данных и является усовершенствованной версией программы, текст и описание которой приведены на с. 204 – 248 [199]. Теоретические основы расчёта по *OESIAIN5* изложены в основном в [88, 97, 198, 199, 288]. На рисунке 3.68 приведены опытные и рассчитанные по программе *OESIAIN5* рабочие характеристики двухполюсного АД АЖВ250М2РУХЛ2 мощностью 110 кВт при частоте питающей сети $f_1 = 50$ Гц.

Расхождение опытных и расчётных кривых (рисунок 3.68) по одностороннему критерию Фишера [289] при уровне значимости, равном 0,05, следует признать незначимым по всем видам данных. Средние квадратические отклонения приведены в табл. 3.15. В настоящей главе при статистическом анализе рассматриваются абсолютные величины отклонений расчётных данных от опытных.

Таблица 3.15 - Средние квадратические отклонения σ расчётных данных от опытных согласно рисунку 3.71

Тип данных	σ , %
КПД	0,26
$\cos\varphi$	1,99
P_1	0,72
I_1	0,80
s	4,78

Для последующего использования в *OEP3F2* исходные данные рассчитываются в *OESIAIN5* для такого установившегося режима, достижение которого ожидается по окончании переходного процесса (задаётся величиной скольжения).

Ещё одним допущением динамической модели *OEP3F2* является принятие в качестве начальных условий мгновенных значений приведенных фазных токов ротора равными по абсолютной величине начальным мгновенным значениям соответствующих фазных токов статора, но с противоположным знаком. Такое допущение принято как наиболее простой способ задания в широком диапазоне возможных режимов работы АД начальных условий по токам фаз ротора. В ряде случаев упомянутое допущение может приводить к недостоверности начального участка моделируемого переходного процесса. Моделирование динамики АД ведётся в абсолютных единицах.

Предусмотрены три режима моделирования динамики АД (0, 1 и 2).

♦ 0 - расчёт при питании от автономного инвертора напряжения с использованием текстового файла *.asc, формируемого программой *OSCILLOSCOPE* (программное обеспечение АЦП), содержащего опытные данные испытаний АД. Программа-модель АД может обрабатывать до 120000 экспериментальных точек (текущих значений напряжений трёх фаз АД). При необходимости их количество может быть увеличено. Потенциальным ограничением является лишь свободное дисковое пространство – в процессе работы программы при количестве экспериментальных точек более 8000 формируются временные файлы данных, каждый из которых может содержать информацию о 8000 точках. Файлы удаляются по окончании работы программы.

♦ 1 - расчёт при тех же дискретности измерений и начальных значениях токов фаз АД, что и в предыдущем пункте, т.к. используется тот же файл *.asc, но для симметричной системы синусоидальных напряжений. В режиме 1 считывается лишь заявленное число точек измерений, но не считываются, как это происходит в режиме 0, фактические данные (напряжения) для всех этих моментов времени. В режиме 1 величина и частота напряжения задаются независимо от данных *.asc. Сравнение результатов моделирования по режимам 1 и 2 полезно для выявления влияния несинусоидальности напряжения на работу АД.

♦ 2 – расчёт при симметричной системе синусоидальных питающих напряжений с параметрами, не связанными с заданными в *.asc, в том числе по дискретности и времени расчёта (режим удобен для настройки программы на параметры конкретного АД).

Результатами моделирования являются, выводимые в текстовый файл, t , с; u_A , В; u_B , В; u_C , В; i_A , А; i_B , А; i_C , А; M_C , Нм; $M_{ЭМ}$, Нм; n , об/мин (текущие мгновенные значения времени моделирования, фазных напряжений и токов АД, момента сопротивления приводимого механизма и электромагнитного момента АД и частоты вращения вала). Для графического

представления наиболее удобен импорт файла результатов в электронные таблицы *Microsoft Excel* с последующим использованием мастера диаграмм.

Программа расчёта характеристик АД *OEP3F2* успешно опробована на основе данных испытаний двигателя АЖВ250М2РУХЛ2 номинальной мощностью 110 кВт мотор-вентилятора электровоза, питаемого от АИН на *IGBT*-транзисторах с широтно-импульсным регулированием, проведённых специалистами ОАО «ВЭЛНИИ» для частот питающего напряжения, близких к 16, 25, 33 и 50 Гц (см. рисунки 3.64 – 3.65 и табл. 3.15).

Пренебрегая механическими, вентиляционными и дополнительными потерями, полагаем при расчёте $M = M_{\text{эм}}$ (вращающий момент на валу равен электромагнитному моменту). В табл. 3.16 $\Delta, \%$ - модуль относительной разницы между расчётным и опытным значением величины.

Визуальное сравнение опытных и рассчитанных по *OEP3F2* кривых мгновенных токов фаз АЖВ250М2РУХЛ2 (в т.ч. на рисунках 3.64 – 3.65) показывает, что вне зависимости от f_1 опытный ток «более мобилен» по сравнению с рассчитанным - быстрее нарастает и спадает при коммутациях фазного напряжения. Удалось выяснить, что замеченный дефект рассчитанной кривой не вызван несовершенством учёта эффекта вытеснения тока в проводниках АД для высших гармонических составляющих. На рисунке 3.69 приведены рассчитанные по *OESIAIN5* кривые мгновенных значений фазных напряжения и тока при $f_1 \approx 50$ Гц. Кривая напряжения соответствует опытной за вычетом временных гармоник, номера которых чётны либо кратны трём. Несмотря на то, что коэффициент вытеснения тока учтён отдельно для каждой временной гармоники, характер различия между опытной (рисунок 3.64) и рассчитанной (рисунок 3.69) кривыми тока остался прежним.

По-видимому, как уже было отмечено в разделе 3.7, причина кроется в неучёте в математических и компьютерных моделях АД насыщения магнитной цепи по путям рассеяния. То есть в отличных от фактических значениях индуктивностей рассеяния статора и ротора. Косвенным подтверждением правильности выдвинутого предположения являются результаты вычислительного эксперимента при $f_1 \approx 50$ Гц со значением L'_2 , уменьшенным в два раза по сравнению с рассчитанным для АЖВ250М2РУХЛ2. При практически не изменившихся интегральных характеристиках АД увеличилась «мобильность» рассчитанного тока фазы. Его форма приблизилась к опытной кривой, но тенденция осталась прежней.

Другим предположением о причинах вышеупомянутого расхождения форм опытных и расчётных кривых токов было неучтённое влияние ёмкостной составляющей входного сопротивления схемы замещения АД для высших временных гармоник тока.

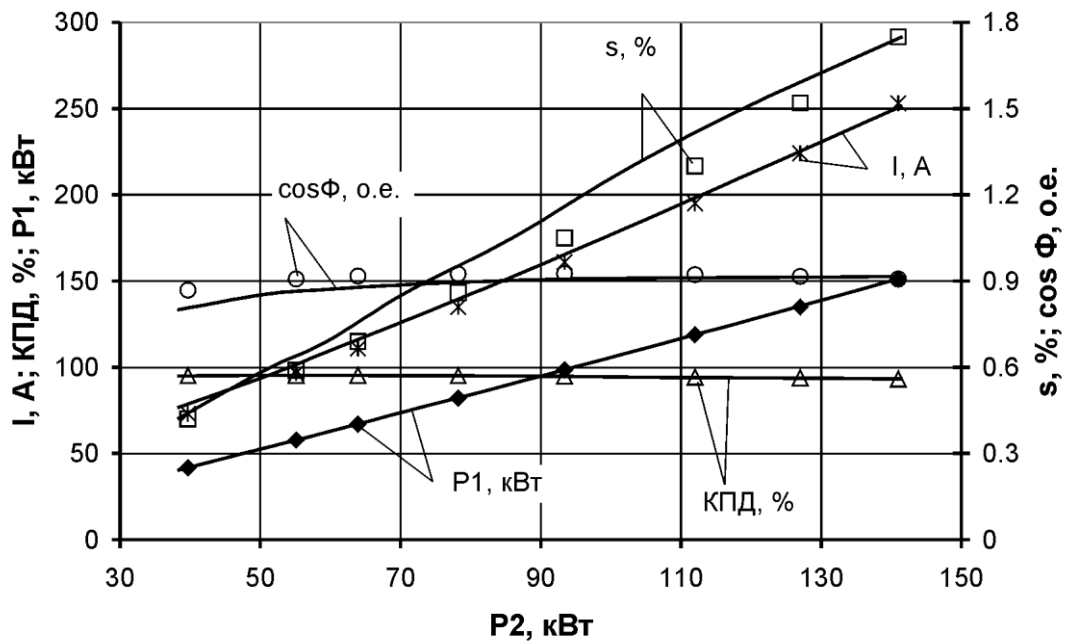


Рисунок 3.68 - Рабочие характеристики АД АЖВ250М2РУХЛ2 при питании синусоидальным напряжением с частотой $f_1 = 50$ Гц: точки – данные испытаний, линии – результаты расчётов

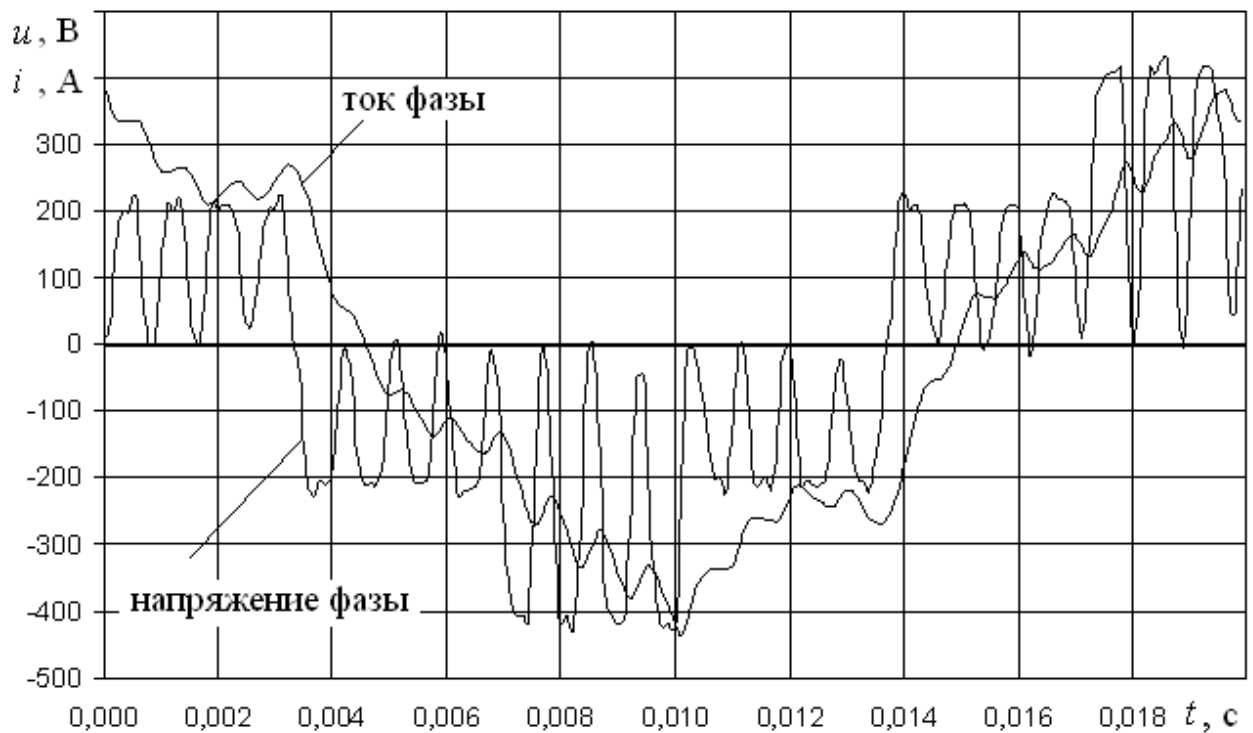


Рисунок 3.69 - Ток и напряжение фазы АЖВ250М2РУХЛ2 при $f_1 = 48,4$ Гц, рассчитанные по программе OESIAIN5

Таблица 3.16 - Сравнение опытных и расчётных характеристик асинхронного двигателя АЖВ250М2РУХЛ2 при питании от преобразователя собственных нужд электровоза (при расчёте по программе *ОЕРЗF2* взяты средние значения величин M и n за период питающего напряжения)

Характеристика	Опыт	Расчёт по <i>OESIAIN5</i> (по фазному напряжению фазы А, содержащему только нечётные некратные трём гармоники)	Расчёт по <i>ОЕРЗF2</i> (по всем трём фазным напряжениям по данным файлов *.asc)
$f_1 = 48,4$ Гц			
M , Нм / ΔM , %	360,00	365,00 / 1,39	357,95 / 0,57
n , об/мин / Δn , %	2869,500	2845,920 / 0,822	2861,318 / 0,285
Потребляемая мощность P_1 , кВт / ΔP_1 , %	121,8	118,0 / 3,12	-
Полезная мощность P_2 , кВт / ΔP_2 , %	108,2	108,0 / 0,185	-
$f_1 = 32,552$ Гц			
M , Нм / ΔM , %	170,0	173,0 / 1,765	169,6 / 0,235
n , об/мин / Δn , %	1918,000	1918,000 / 0	1915,746 / 0,118
P_1 , кВт / ΔP_1 , %	39,1	38,3 / 2,046	-
P_2 , кВт / ΔP_2 , %	34,14	34,60 / 1,347	-
$f_1 = 23,496$ Гц			
M , Нм / ΔM , %	100,000	100,000 / 0	99,754 / 0,246
n , об/мин / Δn , %	1375,000	1382,989 / 0,581	1373,307 / 0,123
P_1 , кВт / ΔP_1 , %	17,4	16,4 / 5,747	-
P_2 , кВт / ΔP_2 , %	14,4	14,4 / 0	-
$f_1 = 15,394$ Гц			
M , Нм / ΔM , %	50,000	51,600 / 3,2	50,178 / 0,356
n , об/мин / Δn , %	912,000	912,000 / 0	913,621 / 0,178
P_1 , кВт / ΔP_1 , %	6,00	5,83 / 2,833	-
P_2 , кВт / ΔP_2 , %	4,8	4,9 / 2,083	-

Проведённый при $f_1 \approx 50$ Гц вычислительный эксперимент, в котором было учтено наличие на входе схемы замещения ветви с параллельным соединением ёмкости 1нФ и активного сопротивления 1МОм , показал незначительность влияния ёмкостного тока на форму кривой тока фазы АД. В установившемся режиме в моменты коммутаций фазного напряжения импульсы ёмкостного тока не превосходят 200 мА при амплитуде тока фазы более 400 А.

Результаты моделирования (рисунки 3.70 – 3.71) режимов работы мотор-вентилятора в среде *OrCAD* на основании компьютерной модели АД, описанной в разделе 2.1, показали высокую степень совпадения с расчётными графиками, например, на рисунках 3.64 – 3.65, 3.69. При этом формирование в модели ШИР напряжения производилось с использованием схемы, аналогичной описанной на рисунках 2.48 – 2.50. Сравнительные расчётные (при моделировании в *OrCAD*) и опытные интегральные характеристики АД, а также спектральный состав тока и напряжения фазы АД приведены в таблице 3.17 (насыщение магнитной цепи АД по пути замыкания основного магнитного потока здесь не учитывалось). Указанные характеристики демонстрируют удовлетворительное совпадение.

3.9. ПРЯМОЙ ПУСК АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ДВУХСТУПЕНЧАТОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ В СОСТАВЕ ВСПОМОГАТЕЛЬНОГО ПРИВОДА ЭЛЕКТРОВОЗА

Схема питания трехфазных АД вспомогательных нужд электровоза от электромеханических фазорасщепителей предусматривает прямой пуск как мотор-вентиляторов, так и мотор-компрессоров [28].

Современная идеология построения статических ПСН электровозов предусматривает наличие нескольких параллельно работающих каналов [31]. Основой канала является преобразователь частоты на базе АИН. Одной из причин многоканальности ПСН является наличие различных по характеру нагрузок на борту электровоза. Например, частотное регулирование частоты вращения АД вентиляторов в зависимости от перегрева или тока тяговых электродвигателей дает значительную экономию электроэнергии [30]. Мотор-компрессор работает с постоянной частотой вращения, имеет значительный пусковой момент (особенно при поршневом компрессоре [28]). Для упрощения системы управления ПСН и сокращения числа каналов силовой части (всего два канала: регулируемый и нерегулируемый) допустимо подключение мотор-компрессора к нерегулируемому каналу с фиксированной выходной частотой и величиной напряжения, то есть его прямой пуск.

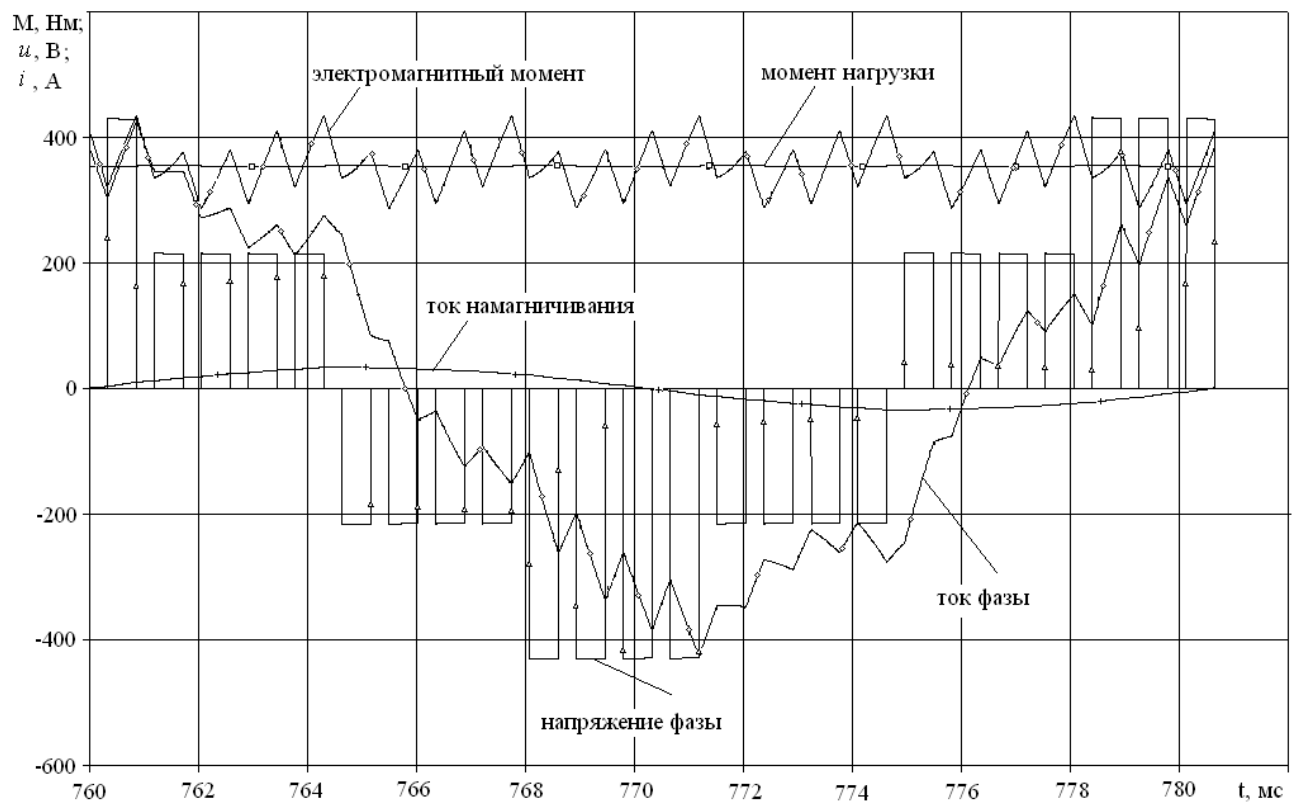


Рисунок 3.70 - Ток и напряжение фазы, ток намагничивания, электромагнитный момент и момент нагрузки АЖВ250М2РУХЛ2 при $f_1 = 48,4$ Гц, полученные на модели в OrCAD

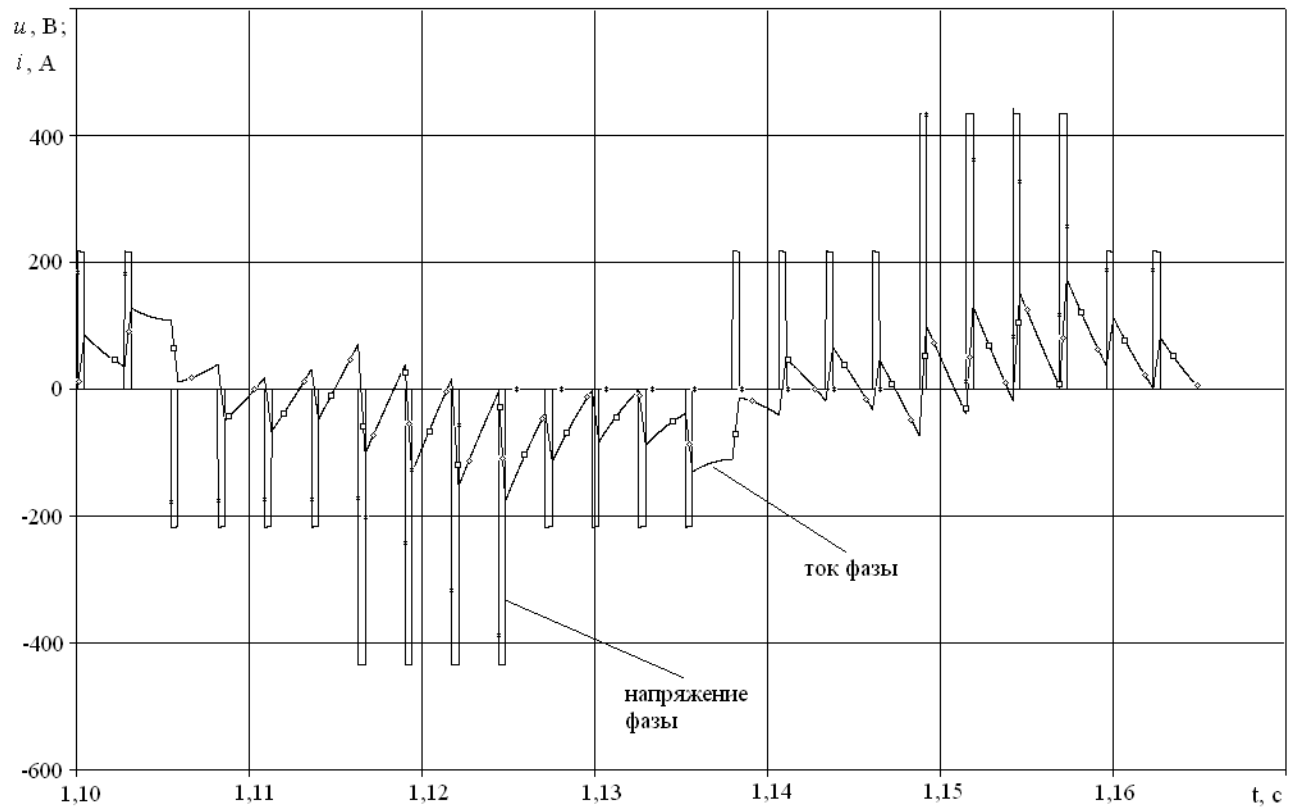


Рисунок 3.71 - Ток и напряжение фазы АЖВ250М2РУХЛ2 при $f_1 = 15,394$ Гц, полученные на модели в OrCAD

Таблица 3.17 - Сравнение результатов моделирования АЖВ250М2РУХЛ2 с данными опытов (стационарные динамические режимы)

f_1 , Гц	15,394		23,496		32,552		48,4	
Напряжение в звене постоянного напряжения на входе АИН U_d , В	652		656		652		648	
	опыт	расчёт (рисунок 4.71)	опыт	расчёт	опыт	расчёт	опыт	расчёт (рисунок 4.70)
M , Нм	50,00	50,06	100,00	101,05	170,00	170,04	360,00	354,56
n , об/мин	912,0	912,7	1375,0	1382,3	1918,0	1918,4	2869,5	2848,0
P_2 , кВт	4,80	4,81	14,40	14,654	34,14	34,125	108,20	105,78
P_1 , кВт	6,00	5,34	17,40	15,898	39,10	36,543	121,80	113,13
Амплитуда тока фазы АД, А	217,72	175,00	282,02	226,2	382,04	288,72	439,19	428,45
Коэффициент модуляции ШИР напряжения (K_m)	-	0,149	-	0,213	-	0,345	-	0,613
Спектр напряжения фазы статора:								
U_{1m} , В	61,74	62,03	89,06	89,736	143,2	142,95	253,0	253,6
U_{5m} , В	14,90	13,27	18,04	18,867	29,10	30,574	56,53	52,324
U_{7m} , В	10,36	10,035	18,17	14,991	25,37	23,086	45,91	40,491
U_{11m} , В	10,59	8,04	11,28	11,852	18,22	17,679	30,59	29,108
	3,726	8,237	13,33	11,793	18,47	18,086	20,70	28,176
U_{13m} , В	5,503	9,995	14,71	14,587	23,48	21,222	38,13	30,053
U_{17m} , В	15,05	12,931	18,69	18,03	27,67	27,185	29,25	35,71
U_{19m} , В	55,01	60,047	88,72	83,691	115,6	119,06	118,7	131,34
U_{23m} , В	52,49	59,617	67,45	82,66	108,7	114,41	85,52	113,31
U_{25m} , В	7,586	12,654	12,42	17,003	18,10	22,662	12,12	16,924
U_{29m} , В	11,82	9,374	14,99	13,092	15,51	16,61	13,89	9,278
U_{31m} , В								
Спектр тока фазы статора:								
I_{1m} , В	61,65	73,118	121,6	123,59	177,9	190,59	346,8	343,24
I_{5m} , В	34,25	30,426	33,41	28,516	43,95	33,368	68,27	38,417
I_{7m} , В	14,94	16,553	18,35	16,303	22,41	17,976	26,76	21,232
I_{11m} , В	5,688	8,447	11,72	8,107	13,68	8,784	17,19	9,665
I_{13m} , В	4,301	7,314	10,47	6,8	11,76	7,597	8,608	8,032
I_{17m} , В	3,320	6,784	8,780	6,53	10,48	6,831	11,46	6,496

I_{19m} , В	11,66	7,835	11,75	7,208	11,65	7,809	10,89	6,905
I_{23m} , В	35,77	30,155	49,10	27,501	49,14	28,259	35,96	20,962
I_{25m} , В	35,47	27,537	35,05	25,028	44,68	25,002	29,93	16,634
I_{29m} , В	6,610	5,022	6,205	4,417	7,805	4,272	3,126	2,14
I_{31m} , В	3,585	3,513	4,122	3,205	2,684	2,914	2,504	1,095

Прямой пуск АД сопряжен со значительными пусковыми токами, кратно превышающими номинальное значение. Пусковые токи потребляются от фазорасщепителя или от ПСН. Установленная мощность этих устройств должна позволять выдерживать пуски АД, в том числе затяжные (при пониженном напряжении в контактной сети, при низкой температуре окружающей среды). Ток АД, особенно при пуске, содержит значительную реактивную (индуктивную) составляющую, компенсация которой позволила бы облегчить условия работы питающего преобразователя, уменьшить его установленную мощность.

Одним из относительно простых способов компенсации реактивной составляющей тока АД является установка в схеме питания трехфазных конденсаторных батарей. Величина реактивной мощности, подлежащая компенсации, различна в пусковом и номинальном режимах, поэтому следует применять либо компенсацию только в режиме пуска, либо двухступенчатую компенсацию, меняя величину подключенной емкости в зависимости от режима работы.

Пусть АД, приводящий во вращение компрессор, получает питание от нерегулируемого канала ПСН, принципиальная схема силовой части которого изображена на рисунке 3.72 [196].

В состав ПСН входят двухуровневый АИН с жесткой коммутацией, синус-фильтр, трехфазный трансформатор. Ко вторичной обмотке трансформатора подключен АД и параллельно последнему - две трехфазные батареи конденсаторов, которые обеспечивают процесс прямого пуска АД с двумя ступенями компенсации реактивной мощности. В нашем случае конденсаторы синус-фильтра емкостью 450 мкФ на фазу соединены по схеме «звезда», индуктивности синус-фильтра составляют 2 мГн на фазу, обмотки трансформатора имеют схему соединения Δ/Y (для возможности подключения однофазных потребителей на вторичной обмотке выведена нейтраль), конденсаторы в каждой трехфазной батарее соединены по схеме «звезда». В дальнейшем расчете и при компьютерном моделировании использованы параметры АД типа НВА-55, характеристики которого для номинального режима представлены в таблице 2.1.

Емкость фазы конденсаторной батареи рабочей ступени рассчитывается по формуле [193, 196, 291]:

$$C_{\phi \text{ раб}} = \frac{P_{\phi \text{ ном}}}{2\pi f U_{\phi \text{ ном}}^2} (\operatorname{tg} \varphi_{\text{исх}} - \operatorname{tg} \varphi_{\text{жел}}), \quad (3.22)$$

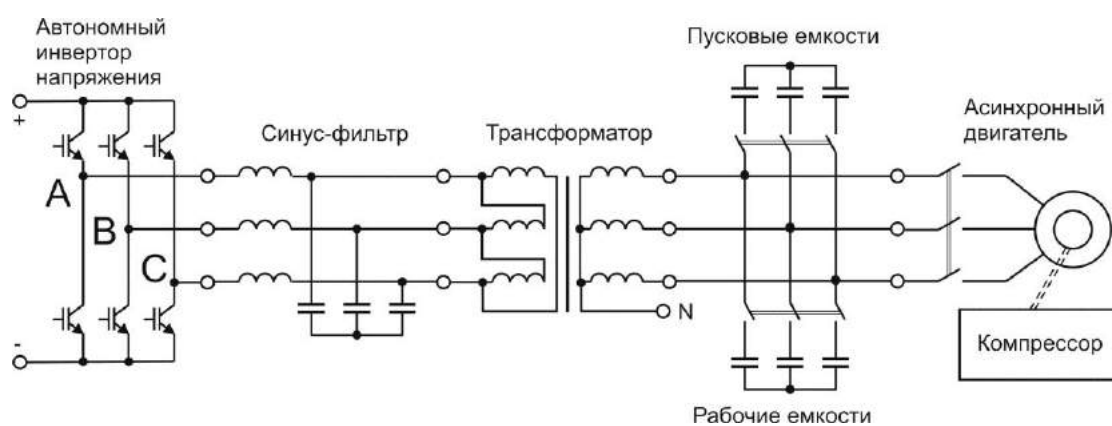


Рисунок 3.72 - Принципиальная схема силовой части
нерегулируемого канала ПСН

где $\operatorname{tg}\varphi_{\text{исх}} = 0,75$ - исходное значение коэффициента реактивной мощности (соответствует значению коэффициента мощности $\cos\varphi = 0,8$);

$\operatorname{tg}\varphi_{\text{жел}} = 0$ - желаемое значение коэффициента реактивной мощности (соответствует значению коэффициента мощности $\cos\varphi = 1,0$);

$P_{\text{ф ном}} = 21000 \text{ Вт}$ – принятое значение номинальной активной мощности, потребляемой одной фазой АД НВА-55 в номинальном режиме;

$U_{\text{ф ном}} = 220 \text{ В}$ – действующее значение номинального фазного напряжения;

$f = 50 \text{ Гц}$ – частота первой гармоники питающего напряжения.

$$C_{\text{ф раб}} = \frac{21000}{2\pi \cdot 50 \cdot 220^2} (0,75 - 0) = 0,001 \text{ Ф} = 1000 \text{ мкФ}.$$

Выражение (3.22) может быть записано иначе:

$$C_{\text{ф раб}} = \frac{1}{2\pi f U_{\text{ф ном}}^2} (Q_{\text{ф ном исх}} - Q_{\text{ф ном жел}}), \quad (3.23)$$

где $Q_{\text{ф ном исх}}$ и $Q_{\text{ф ном жел}}$ - исходное и желаемое значения реактивной мощности.

При соединении компенсирующих конденсаторов по схеме «треугольник» формула (3.22) записывается так:

$$C_{\text{ф раб}} = \frac{P_{\text{ф ном}}}{2\pi f U_{\text{л ном}}^2} (\operatorname{tg}\varphi_{\text{исх}} - \operatorname{tg}\varphi_{\text{жел}}), \quad (3.24)$$

где $U_{\text{л ном}}$ – действующее значение номинального линейного напряжения.

Значение фазных емкостей пусковой ступени выбирается по критерию минимизации тока фазы вторичной обмотки трансформатора в процессе пуска АД и составило в нашем случае 7000 мкФ на фазу. Обратным счетом по формуле (3.23) можно подсчитать, что при включении обеих ступеней емкостного компенсатора (по 8000 мкФ на фазу) компенсируемая реактивная мощность фазы составляет около 122 кВАр. Момент времени отключения пусковой батареи конденсаторов выбирается так, чтобы ток в фазе вторичной обмотки трансформатора был меньше тока фазы АД в течение всего времени пуска.

В САПР *OrCAD 9.2* была составлена компьютерная модель, имитирующая работу схемы, представленной на рисунке 3.72. Вопросы синтеза компонентов модели подробно освещены в

работах [192, 193, 226, 229, 230, 249, 286, 292 - 294], а также в 3-й главе этой диссертации. Нагрузка на валу поршневого мотор-компрессора двойного действия смоделирована с учётом зависимости от угла поворота ротора. В первом приближении использована выпрямленная синусоида, домноженная на характеристику реактивного момента, подобную представленной на рисунке 4.62. Результаты моделирования прямого пуска АД НВА-55, приводящего во вращение поршневой компрессор двойного сжатия, с двухступенчатой компенсацией реактивной мощности показаны на рисунках 3.73 – 3.76. На рисунке 3.73 показан процесс разгона АД. Начало процесса разгона представлено на рисунке 3.74.

На рисунках 3.73 и 3.74 обозначено: 1 – частота вращения ротора АД; 2 – момент нагрузки на валу АД; 3 – ток фазы статора АД; 4 – ток фазы вторичной обмотки трансформатора; 5 – напряжение фазы АД.

Установившийся режим по окончании процесса пуска показан на рисунке 3.75, сопутствующие графики линейных напряжений на СИФ приведены на рисунке 3.76.

Результаты компьютерного моделирования свидетельствуют об эффективности использования емкостной компенсации реактивной мощности при прямом пуске и в установившемся режиме работы асинхронного двигателя, в том числе в случае питания от ПСН электровоза. В установившемся режиме первая гармоника тока вторичной обмотки трансформатора составляет около 38 % от первой гармоники тока АД, в ходе разгона АД эта доля составляет примерно 65 - 70%.

Отметим, что в нашем вычислительном эксперименте в установившемся режиме АД наиболее выраженная 5-я временная гармоника тока вторичной обмотки трансформатора составляет 10% от первой, в спектре тока фазы АД 5-я гармоника равна 4% от первой. В этой связи нужно иметь в виду, что на гармонический состав токов и напряжений рассматриваемого вспомогательного электропривода значительное влияние оказывают параметры СИФ.

Например, уменьшение индуктивности синус-фильтра до 0,85 мГн на фазу было бы вполне допустимо при отсутствии в схеме конденсаторных батарей компенсации реактивной мощности, но при наличии возникают значительные искажения формы кривых токов и напряжений. Так в установившемся режиме АД 5-я гармоника тока вторичной обмотки трансформатора составит уже 147% от первой, для тока фазы АД аналогичное соотношение составит 60%.

Из рисунка 3.75 видно, что ток вторичной обмотки трансформатора имеет несколько опережающий по отношению к напряжению фазы АД фазовый сдвиг. Имеет место перекомпенсация реактивной мощности АД, емкость рабочей ступени конденсаторов несколько завышена. Это произошло потому, что мощность компрессора ниже номинальной мощности НВА-55, в то время как расчет емкости рабочей ступени конденсаторов произведен для номинального режима.

Отметим, что использование в схеме на рисунке 3.76 СИФ не является строго обязательным, но дало возможность повысить наглядность изображений на рисунках 3.73 – 3.75.

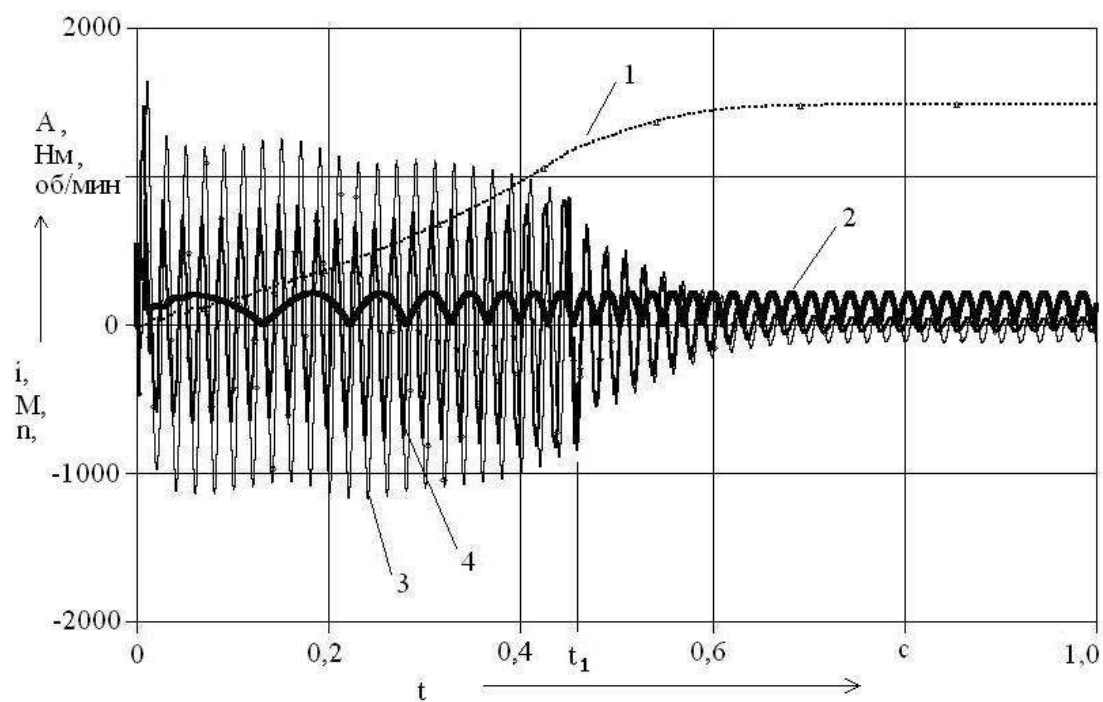


Рисунок 3.73 - Процесс разгона АД. t_1 – момент времени отключения пусковой ступени емкости

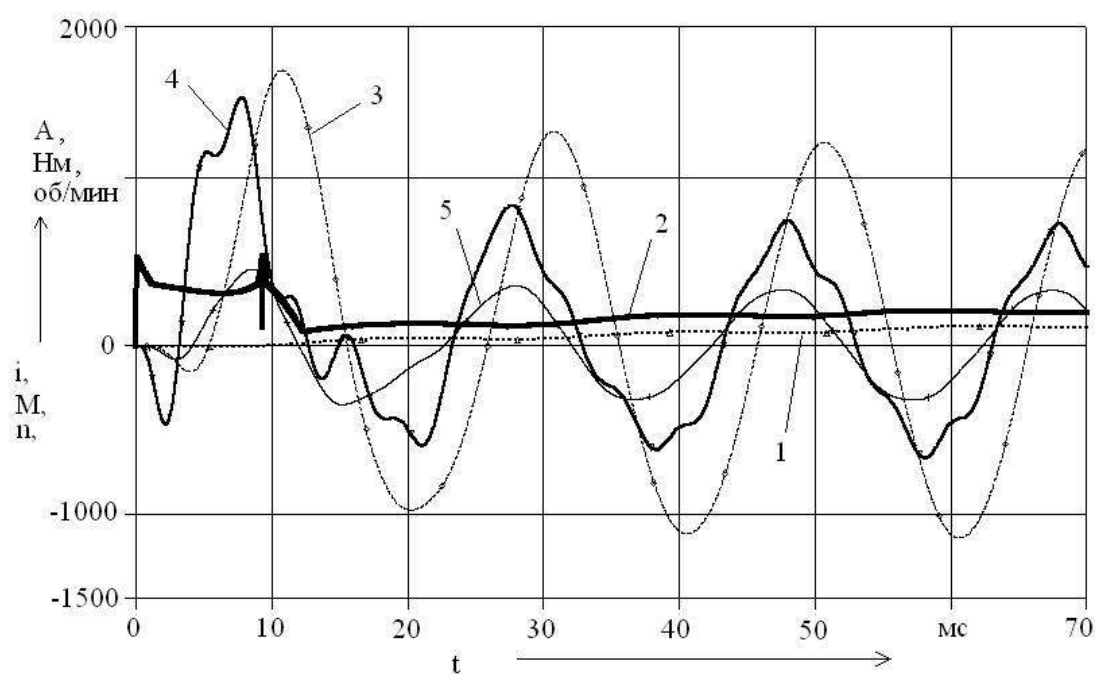


Рисунок 3.74 - Начальный участок процесса разгона АД

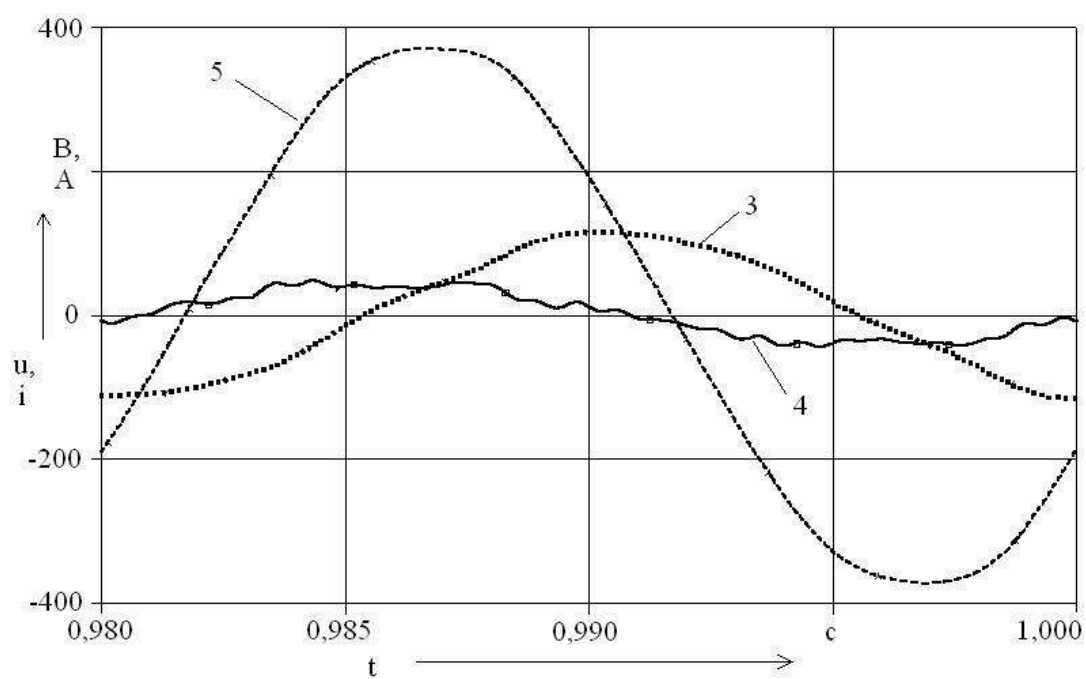


Рисунок 3.75 - Установившийся режим АД по окончании процесса пуска

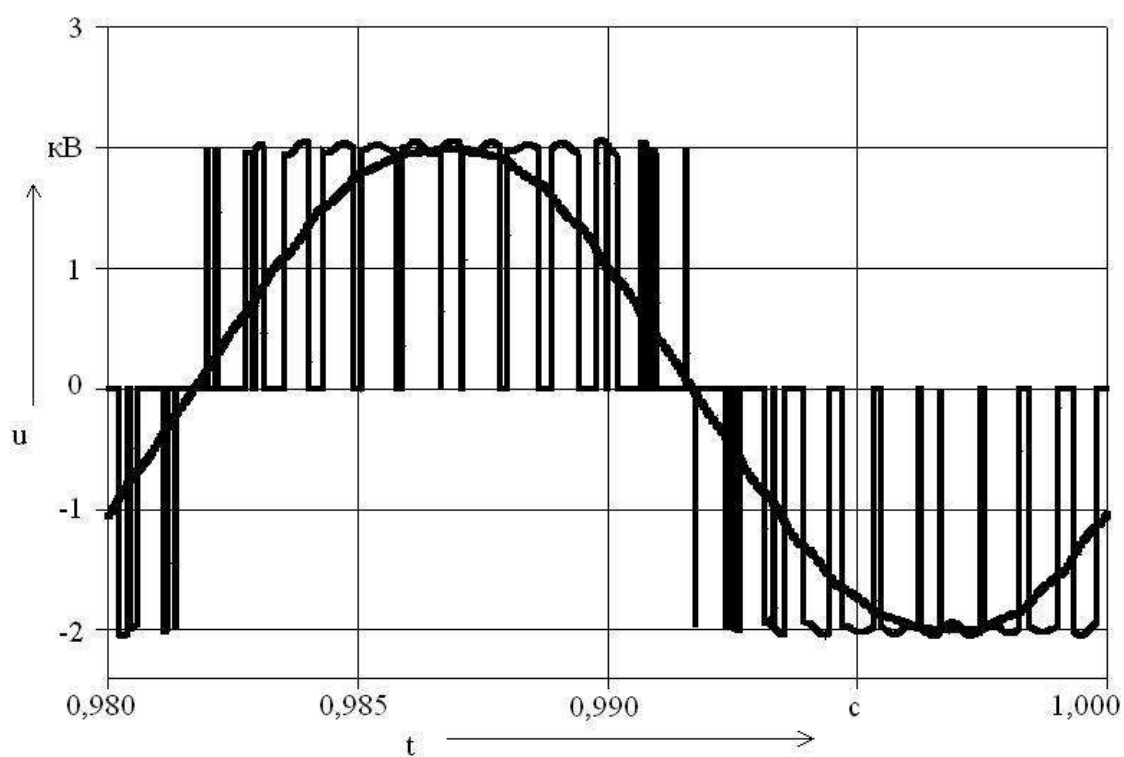


Рисунок 3.76 - Линейное напряжение на входе (импульсы)
и на выходе (синусоида) синус-фильтра

Некоторые полученные автором на основе материала главы 2 аспекты и результаты имитационного моделирования ЭП с АД не приведены в составе данной работы, так как не имеют прямого отношения к ЭПС. Но могут быть полезны применительно к промышленным электроприводам.

К таким относятся примеры реализации моделей электрогидродинамического привода с различными типами гидромффт (ГМ). При построении моделей использованы данные публикаций [295 - 299]. Результаты компьютерного моделирования электрогидродинамического привода адекватно отражают сущность реальных физических процессов, происходящих на динамических и статических режимах асинхронного ЭП с ГМ. Использование ГМ с динамическим самоопоражниванием позволяет осуществить присоединение нагрузки к уже разогнавшемуся АД, существенно облегчая процесс его пуска.

Также рассмотрен вопрос возникновения гидравлического удара при перерыве питания АД насоса и последующем срабатывании устройства автоматического ввода резерва. При исследовании вопроса использованы результаты, опубликованные в [300 - 306]. Выявлено наличие сложной нелинейной зависимости скорости относительного изменения напора, создаваемого насосом в результате восстановления напряжения на АД, от длительности паузы питающего напряжения, что может оказывать влияние на возможность возникновения и силу гидроудара.

3.10. ОБ ЭКОНОМИЧЕСКОМ ЭФФЕКТЕ ОТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ВСПОМОГАТЕЛЬНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ЭЛЕКТРОВОЗОВ

Известна проблема отказов АД НВА-55 по причине выплавления короткозамкнутой обмотки ротора, выполненной из алюминиевого сплава, в составе вспомогательного ЭП (мотор-компрессоры и мотор-вентиляторы) электровозов переменного тока с питанием по конденсаторной схеме (см. главу 1). В связи с этой проблемой рассмотрим экономический эффект от использования имитационного моделирования: а) у разработчиков локомотивов как от аналитического инструмента поиска решения проблемы; б) от использования найденного решения в эксплуатации локомотивов.

Инструментом, который позволил бы избежать внезапных отказов АД по причине выплавления короткозамкнутой обмотки ротора, могло бы стать внедрение безразборной диагностики АД в составе вспомогательного ЭП до поездки электровоза. Такая диагностика может проводиться также в пути следования, что позволило бы, распознав предотказное состояние, своевременно отключить АД, избежав более тяжелых последствий. Индикатор предотказного состояния предложен в работах [6, 275 - 277]. Это определенное значение

коэффициента небаланса междуфазных напряжений (1.2), питающих АД, при котором высока вероятность нагрева короткозамкнутой обмотки до опасных значений температуры, когда возможно выплавление алюминиевого сплава. Индикатор был установлен на основании серии вычислительных экспериментов, проведенных на разработанной имитационной модели вспомогательного асинхронного ЭП, позволяющей рассматривать электромагнитные, электромеханические и тепловые динамические режимы АД, в том числе при дефектах беличьей клетки. Будем считать это новой технологией.

3.10.1. ОБ ЭКОНОМИЧЕСКОМ ЭФФЕКТЕ ОТ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ВСПОМОГАТЕЛЬНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ЭЛЕКТРОВОЗОВ У РАЗРАБОТЧИКОВ ЛОКОМОТИВОВ КАК ОТ АНАЛИТИЧЕСКОГО ИНСТРУМЕНТА ПОИСКА РЕШЕНИЯ ПРОБЛЕМЫ

Рассчитаем годовой экономический эффект, достигнутый при определении индикатора предотказного состояния АД в составе вспомогательного ЭП электровоза, за счет использования компьютерного моделирования. В качестве базовой примем технологию установления индикатора предотказного состояния АД на основании проведения опытных исследования реальных АД НВА-55. В [26] приведена методика определения годового экономического эффекта $\mathcal{E}_r$, руб., от применения новых технологических процессов, механизации и автоматизации производства, способов организации производства и труда, обеспечивающих экономию производственных ресурсов при выпуске одной и той же продукции:

$$\mathcal{E}_r = (C_{\text{б}} + E_{\text{н}} K_{\text{б}}) - (C_{\text{н}} + E_{\text{н}} K_{\text{н}}), \quad (3.25)$$

где $C_{\text{б}}, C_{\text{н}}$ - себестоимость продукции (работы) по базовому и новому вариантам, рассчитанная на годовой объем производства в новых условиях, руб.; $K_{\text{б}}, K_{\text{н}}$ - капитальные вложения по тем же вариантам, руб.; $E_{\text{н}} = 0,15$ - нормативный коэффициент эффективности капитальных вложений.

Зададимся исходными данными для нового варианта. $K_{\text{н}} = 360000$ руб. – стоимость покупки одного экземпляра САПР с функциями моделирования в сфере электроники и электротехники. $C_{\text{н}}$ включает в себя затраты, связанные с выплатой зарплаты работникам, занятым в сфере компьютерного моделирования $C_{\text{зпп}}$, а также затраты на электроэнергию,

потребляемую ЭВМ при составлении моделей и производстве расчетов на них $C_{\text{ээн}} \cdot C_{\text{зпп}}$ складывается из ежемесячной зарплаты в 13000 руб. одного инженера, непосредственно занятого составлением компьютерных моделей и расчетами по ним, доли в 5000 руб. в ежемесячной зарплате начальника сектора, осуществляющего постановку задач и контроль их выполнения, а также начислений на заработную плату в размере 30,2 %. Длительность выполнения работ составляет 6 месяцев. Отсюда $C_{\text{зпп}} = 6 \text{ мес}(13000 \text{ руб/мес} + 5000 \text{ руб/мес})1,302 = 140616 \text{ руб.}$ Пусть потребляемая персональной ЭВМ мощность составляет $2,5 \text{ А} \cdot 220 \text{ В} = 550 \text{ Вт} = 0,55 \text{ кВт}$. Машинное время, затрачиваемое на решение задач моделирования по конкретной тематике составляет по 5 ч в день 3 дня в неделю. В месяце 4 недели. Т.е. всего за 6 месяцев получаем $5 \text{ ч} \cdot 3 \cdot 4 \cdot 6 = 360 \text{ ч}$. Стоимость 1 кВтч электроэнергии примем равной 3 руб. Тогда $C_{\text{ээн}} = 360 \text{ ч} \cdot 3 \text{ руб./кВтч} \cdot 0,55 \text{ кВт} = 594 \text{ руб.}$ $C_{\text{н}} = C_{\text{зпп}} + C_{\text{ээн}} = 140616 + 594 = 141210 \text{ руб.}$ По опыту проведенной работы можно констатировать, что были построены 50 вариантов имитационных моделей ЭП для различных условий питания и дефектов обмотки ротора.

Зададимся исходными данными для базового варианта. Длительность выполнения работ также составляет 6 месяцев. Непосредственно работы, связанные с проведением испытаний в сумме занимают 1 месяц. Капитальные затраты K_6 в этом случае складываются из стоимости одного АД НВА-55 и нескольких сменных роторов для проведения экспериментов в условиях различного количества разрывов стержней короткозамкнутой обмотки ротора, причем по завершении программы экспериментов потребуются затраты на капитальный ремонт сменных роторов с полной заменой листов магнитопровода и перезаливкой беличьей клетки. Пусть требуется 50 вариантов проведения испытаний. При этом для физической имитации дефектов обмотки ротора нужны сменные роторы с различными комбинациями разрывов стержней беличьей клетки от одного до 13 дефектных стержней при 38 пазах на роторе. Рисунок 3.77 демонстрирует некоторые возможные варианты расположения разорванных стержней на окружности ротора АД НВА-55.

Если ограничиться лишь этими вариантами, то для испытаний потребуется 5 сменных роторов. Так как наиболее вероятным способом имитации разрыва стержня обмотки при испытаниях будет его распиливание дисковой фрезой, то неизбежно повреждение листов магнитопровода. Технология сборки магнитопровода электрической машины допускает использование лишь листов из одной партии, поэтому потребуется полная замена листов магнитопроводов на сменных роторах после завершения испытаний.

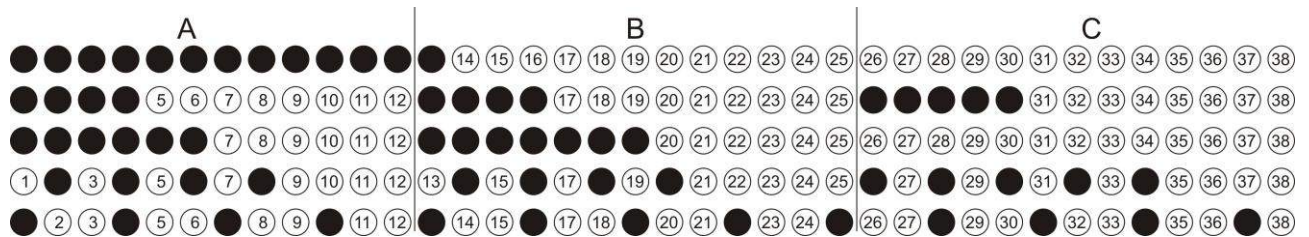


Рисунок 3.77 - Некоторые возможные варианты расположения разорванных стержней на окружности ротора АД НВА-55. Нумерованные кружки - условное изображение стержней короткозамкнутой обмотки ротора. Зачерненные кружки символизируют стержни с разрывами. Буквы А, В, С символизируют условную округленную до целого числа принадлежность стержней фазам обмотки статора при приведении обмотки ротора к статорной обмотке. В любом из пяти представленных вариантов показано 13 разрывов стержней из 38, то есть одна треть. В зависимости от группировки дефектных стержней на окружности ротора предотказное состояние может быть диагностировано при разрывах не менее 21 - 33% стержней [6, 275 - 277]

Стоимость одного НВА-55 составляет 260000 руб. Стоимость одного ротора НВА-55 115400 руб. Стоимость капитального ремонта одного ротора - 48835 руб. При этом $K_6 = 260000 + 5(115400 + 48835) = 1081175$ руб.

C_6 включает в себя затраты, связанные с выплатой зарплаты работникам $C_{зпб}$, а также затраты на электроэнергию, потребляемую при проведении испытаний и вспомогательных операциях $C_{эб}$. В состав $C_{зпб}$ входит доля в 5000 руб. в ежемесячной зарплате начальника сектора, осуществляющего постановку задач и контроль их выполнения в течение 6 месяцев, зарплата сотрудников испытательной станции в течение 1 месяца: начальник – 30000 руб., инженер-технолог – 20000 руб., два рабочих-испытателя по 15000 руб., заработная плата в размере 5000 руб за выполнение слесарных и погрузочно-разгрузочных операций со сменными роторами, а также начисления на заработную плату в размере 30,2 %. Таким образом, $C_{зпб} = (6 \cdot 5000 + (30000 + 20000 + 2 \cdot 15000 + 5000))1,302 = 149730$ руб.

Пусть АД НВА-55 потребляет при испытаниях мощность 39 кВт. Пусть требуется 50 опытов длительностью по 10 минут (1/6 ч) каждый. Примем коэффициент увеличения затрат электроэнергии на испытания равным 1,5 (включает затраты электроэнергии на подготовку АД к испытаниям: погрузочно-разгрузочные работы, механическая обработка роторов). $C_{эб} = 1,5(50 \cdot 1/6 \text{ ч} \cdot 3 \text{ руб./кВтч} \cdot 39 \text{ кВт}) = 1462,5$ руб.

То есть, получим $C_6 = C_{зпб} + C_{эб} = 149730 + 1462,5 = 151192,5$ руб.

С учетом вышеприведенных расчетов годовой экономический эффект от использования компьютерного моделирования в рассматриваемом случае составит $\mathcal{E}_r = (151192,5 + 0,15 \cdot 1081175) - (141210 + 0,15 \cdot 360000) = 313368,75 - 195210 = 118158,75$ руб.

На самом деле САПР обладает избыточной функциональностью, т.е. может быть использована для решения других задач кроме компьютерного моделирования, а также иных задач моделирования, что увеличит экономический эффект от ее использования [307].

3.10.2. ОБ ЭКОНОМИЧЕСКОМ ЭФФЕКТЕ ОТ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ВСПОМОГАТЕЛЬНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ЭЛЕКТРОВОЗОВ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ НАЙДЕННОГО РЕШЕНИЯ В ЭКСПЛУАТАЦИИ ЛОКОМОТИВОВ

Авторы [60] сообщают, что на электровозе: «В настоящее время уже применяется так называемая интеллектуальная защита АД. Суть её в том, что в непрерывном режиме измеряются фазные токи и линейные напряжения двигателя. Данные передаются на бортовой компьютер, который анализирует полученную информацию. По заложенным критериям он принимает решение о продолжении работы двигателя, если тот исправен, или об отключении, если сам дви-

гатель или схема его питания неисправна. Такая защита защищает двигатели, но и позволяет диагностировать систему в целом. Разработка компьютерной программы диагностики представляет отдельную задачу».

Автору настоящей работы не известно, используются ли выводы [6, 275 - 277] при функционировании описанной в [60] интеллектуальной защиты АД. Будем считать, что в настоящий момент не используются, но может быть использованы за счет внесения добавлений в программное обеспечение интеллектуальной защиты АД, упомянутой в [60].

Если выразить в выражении (3.25) показатели нового варианта через показатели базового как

$$C_n = C_6 + \Delta C, \quad (3.26)$$

$$K_n = K_6 + \Delta K, \quad (3.27)$$

где ΔC и ΔK могут принимать как положительные, так и отрицательные значения.

Критерием экономической полезности какого-либо нововведения можно считать выполнение неравенства $\Theta_r \geq 0$, что будет иметь место при выполнении неравенства

$$\Delta C \leq -E_n \Delta K. \quad (3.28)$$

Воспользуемся статистикой ОАО «РЖД» по отказам электровозов типа «Ермак» и типов ЭП1М и ЭП1П (на них эксплуатируются АД НВА-55) за 2014 год (совокупный парк упомянутых локомотивов составил на апрель 2015 г. 1300 шт.). Всего зафиксирован 6821 отказ. Из них в эксплуатации произошли 27% отказов (не детализированы причины), остальные 5009 отказов выявлены на технических обслуживаниях и текущих ремонтах. Среди последних 4,3 % составляют отказы, связанные со вспомогательным ЭП (216 шт.), из которых, в свою очередь, 10,6 % - документированные отказы по причине выплавления, выгорания короткозамкнутой обмотки ротора или разрыва ее стержней (23 шт.) или 0,5 % от совокупного числа отказов, выявленных на технических обслуживаниях и текущих ремонтах.

Пусть относительное количество отказов вспомогательных АД по причине выплавления, выгорания короткозамкнутой обмотки ротора или разрыва ее стержней от совокупного числа отказов, происшедших в эксплуатации, также составляет 0,5 %. Тогда суммарно за год можно предположить $6821 \cdot 0,5/100 = 34$ отказа АД по причине выплавления, выгорания короткозамкнутой обмотки ротора или разрыва ее стержней. Пусть половина из них (17 шт.) за счет использования в бортовой интеллектуальной защиты АД разработок [6, 275 - 277] может

быть диагностирована до поездки электровоза, предотвратив тем самым внезапный отказ в поездке. Так как неспособность мотор-вентиляторов или мотор-компрессоров выполнять свои функции в ходе поездки ведет к необходимости вызова вспомогательного локомотива, то можно считать, что ущерб от отказов вспомогательных АД по причине серьезных дефектов короткозамкнутой обмотки ротора (приводят к невозможности пуска, остановке вращения, пониженной производительности ЭП – в конечном итоге перегреву тяговых электродвигателей, невозможности функционирования тормозов) выражается в затратах на работу вспомогательных локомотивов.

Примем среднюю стоимость работы вспомогательного локомотива за одну поездку равной 20000,00 руб. То есть, может быть предотвращен годовой ущерб в размере 340000,00 руб., что соответствует $\Delta C = -340000,00$ руб. При этом для достижения положительного экономического эффекта нужно, чтобы дополнительные капитальные вложения (затраты на доработку программного обеспечения, его тиражирование и установку на локомотивы эксплуатируемого парка) были менее $\Delta K = 340000 / 0,15 = 2266667,00$ руб., т.е. в расчете на 1 локомотив менее $2266667 / 1300 = 1743,59$ руб., что выглядит практически достижимым.

ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 3

I. Разработаны оригинальные имитационные модели электротехнических комплексов и систем ЭП на железнодорожном транспорте, а именно:

1. Предложены варианты имитационной модели вспомогательного асинхронного ЭП электровоза с конденсаторной системой расщепления фаз, пригодные, в том числе, для моделирования динамики тепловых процессов в конструктивных элементах АД. Рассчитан экономический эффект от использования модели.
2. Предложена имитационная модель разомкнутого ЧРЭП с трёхфазными АД и АИН (двух-уровневым) со скалярным управлением.
3. Предложена компьютерная модель системы стабилизации тока возбуждения КТЭД.
4. Предложены имитационные модели вариантов ПСН с одно- и трёхфазным трансформаторами.

II. Проведено компьютерное моделирование электромагнитных процессов в вышеперечисленных электротехнических системах и комплексах, а также проведено сравнительное исследование характеристик ТТ при различных вариантах питания от параллельно работающих 4QS преобразователей.

III. На основании имитационного моделирования тепловых процессов в АД, работающего в составе вспомогательного ЭП электровоза с конденсаторной системой расщепления фаз, вы-

явлен индикатор, критерий опасных по нагреву режимов, вызванных дефектами стержней беличьей клетки ротора - коэффициент небаланса междуфазных напряжений АД.

IV. Компьютерные модели, обладая свойствами допустимости двунаправленного прохождения сигнала, опробованы не только в режиме решения прямой задачи (подаются известные воздействия на вход модели с целью получения отклика на выходе, то есть решается задача исследования результатов на выходе при различных воздействиях на входе), но и обратной задачи (на выход подаются известные воздействия с целью получения отклика на входе, то есть, решается задача, какой должен быть входной сигнал, чтобы получить желаемый сигнал на выходе). Обратная задача решалась на компьютерных моделях ТТ при питании от параллельно работающих 4QS преобразователей и ПСН с однофазным трансформатором.

V. По результатам исследования процессов на компьютерных моделях электротехнических систем и комплексов сделаны следующие выводы и рекомендации:

1. Одним из способов снижения потерь энергии в ТТ при питании статических преобразователей, является обеспечение формы тока СО близкой к синусоидальной посредством программной реализации алгоритмов управления нагрузками, например, рациональной организации параллельной работы 4QS преобразователей. При этом значение суммарных потерь ТТ находится в обратной зависимости от количества параллельно работающих 4QS преобразователей.
2. С помощью разработанной имитационной модели исследована схема устройства для питания трёхфазных и однофазных вспомогательных цепей электровоза постоянного тока на основе трёхфазного полумостового АИН и трёхфазного Т со схемой соединения обмоток Π/Y , обладающая следующими достоинствами: количество силовых транзисторов минимально, транзисторы относительно низковольтные (к электродам коллектор – эмиттер каждого транзисторного ключа прикладывается примерно треть входного постоянного напряжения U_d), что удешевляет устройство. В результате сравнительного анализа энергетических характеристик статического режима рекомендован рациональный способ управления транзисторными ключами устройства.
3. Добиться эффекта «мягкой» коммутации (а значит и высокой энергоэффективности ПСН) в условиях изменчивости U_d и необходимости стабилизации U_{load} посредством использования только пассивных средств не представляется возможным.
4. Выбранная система стабилизации тока возбуждения в ОВ КТЭД успешно выполняет возложенные на нее функции: при спаде тока якоря I_a ток возбуждения I_e поддерживается за счёт роста тока подпитки от ВУВ I_{rectif} .
5. Индикатором, критерием опасных по нагреву режимов, вызванных дефектами стержней беличьей клетки ротора, является коэффициент небаланса междуфазных напряжений АД, который целесообразно периодически контролировать в процессе эксплуатации по показаниям бор-

товой микропроцессорной системы локомотива. Коэффициент небаланса междуфазных напряжений АД изменяется в зависимости от количества дефектных стержней беличьей клетки ротора. Критическое значение этого коэффициента может быть установлено по результатам сопоставления измерений в процессе эксплуатации со статистикой отказов вспомогательных АД. Таким образом, критерий может быть использован при безразборной диагностике АД.

6. Подтверждена эффективность двухступенчатой компенсации реактивной мощности во вспомогательном ЭП с АД батареями конденсаторов за счёт уменьшения тока, потребляемого от ПЧ.

7. Выявлена большая «мобильность» мгновенных значений тока АД при питании от ПЧ, полученных опытным путём, по сравнению со всеми методами расчёта вне зависимости от принимаемых допущений (учёт эффекта вытеснения тока в проводниках для разных гармоник, учёт ёмкостной ветви сопротивления АД). Сделан вывод о том, что причина явления кроется в неучёте в математических и компьютерных моделях АД насыщения магнитной цепи по путям рассеяния. При использовании результатов моделирования для выбора полупроводниковых приборов по току рекомендовано умножить амплитуду тока, полученного в результате моделирования, на коэффициент, равный 1,3 – 1,35 с целью учёта «большей мобильности» тока, регистрируемого в экспериментах, по сравнению с током, получаемым при моделировании.