## Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования

«Ульяновский государственный технический университет»

На правах рукописи

#### СТАРОСТИНА Ярослава Константиновна

### РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ УНИФИЦИРОВАННОГО ТРАНСФОРМАТОРНО-ТРАНЗИСТОРНОГО МОДУЛЯ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ РЯДА ЭНЕРГОСБЕРЕГАЮЩИХ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

Специальности: 05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

> Научный руководитель: кандидат технических наук, доцент Сидоров Сергей Николаевич

Ульяновск – 2019

#### ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	6
ГЛАВА 1 ОБЗОР СУЩЕСТВУЮЩИХ РЕШЕНИЙ В ОБЛАСТИ	
РЕГУЛИРОВАНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ СТАТОРНЫХ ОБМОТОК	
АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ	15
1.1 Применение регуляторов переменного тока в составе асинхронных	
электроприводов	15
1.2 Схемотехнические решения регуляторов на базе вольтодобавочных	
трансформаторов, работающие в режиме стабилизации переменного	19
напряжения	
1.3 Трансформаторно-тиристорные устройства для регулирования	
напряжения асинхронных двигателей средней мощности	22
1.4 Принципы широтно-импульсного регулирования напряжения в	
соответствии нормативным требованиям к уровню электромагнитной	
совместимости электропривода с питающей сетью и нагрузкой	27
1.5 Выводы к первой главе	34
ГЛАВА 2 ПРИНЦИПЫ МОДУЛЬНОГО ПОСТРОЕНИЯ ПРИ РАЗРАБОТКЕ	
УНИФИЦИРОВАННОГО ТРАНСФОРМАТОРНО-ТРАНЗИСТОРНОГО	
МОДУЛЯ	36
2.1 Модульное исполнение полупроводниковых маловентильных	
коммутирующих элементов как средство их унификации	36
2.2 Транзистор типа IGBT как ключевой элемент моновентильного	
коммутирующего устройства	42
2.3 Анализ гармонического состава выходного напряжения модульного	
моновентильного коммутирующего устройства	45
2.4 Обоснование применения вольтодобавочного трансформатора в	
составе регулирующих устройств для асинхронных двигателей	52
2.4.1 Вольтодобавочный трансформатор: принцип работы и	
конструктивные особенности	52

2.4.2 Использование регулирующих устройств в качестве	
стабилизатора напряжения квазисинусоидальной формы в установившихся	
режимах работы асинхронных двигателей	53
2.4.3 Анализ магнитного состояния сердечника вольтодобавочного	
трансформатора в схеме регулирующего устройства при равноинтегральных	
переключениях	60
2.5 Разработка и исследование энергетически эффективной цепи	
защиты трансформаторно-транзисторного модуля от коммутационных	
перенапряжений	65
2.6 Выводы ко второй главе	68
ГЛАВА 3 ПОСТРОЕНИЕ РЯДА ЭНЕРГОСБЕРЕГАЮЩИХ	
АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ НА ОСНОВЕ	
УНИФИЦИРОВАННОГО ТРАНСФОРМАТОРНО-ТРАНЗИСТОРНОГО	
МОДУЛЯ	71
3.1 Одновентильная схема трансформаторно-транзисторного модуля	
для управления режимом плавного пуска асинхронного двигателя	71
3.1.1 Принципы построения асинхронного электропривода на базе	
одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля	72
3.1.2 Амплитудное регулирование одновентильной схемой	
трансформаторно-транзисторного модуля статорного напряжения	
асинхронного двигателя	76
3.1.3 Оценка энергетической эффективности трансформаторно-	
транзисторного модуля в составе асинхронного электропривода	80
3.1.4 Система управления скоростью асинхронного электропривода,	
построенного на базе одновентильной схемы трансформаторно-	
транзисторного модуля	97
3.2 Четырёхквадрантный электропривод, построенный на базе	
двухвентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля с	
импульсным регулированием статорного напряжения асинхронного	

двигателя	110
3.3 Частотно-регулируемый асинхронный электропривод, построенный	
на основе трёхвентильного трансформаторно-транзисторного модуля с	
комбинированной фазо-широтно-импульсной модуляцией	118
3.4 Выводы к третьей главе	124
ГЛАВА 4 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ АСИНХРОННЫХ	
ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ, ПОСТРОЕННЫХ НА БАЗЕ	
УНИФИЦИРОВАННОГО ТРАНСФОРМАТОРНО-ТРАНЗИСТОРНОГО	
МОДУЛЯ	127
4.1 Математическая модель асинхронного двигателя как объекта	
управления	127
4.2 Экспериментальное исследование одновентильной схемы	
трансформаторно-транзисторного модуля при управлении режимом	
плавного пуска асинхронного двигателя	133
4.2.1 Построение математической модели для экспериментального	
исследования одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного	
модуля при управлении режимом плавного пуска асинхронного двигателя	133
4.2.2 Исследование статических и динамических характеристик	
асинхронного электропривода, построенного на базе одновентильной схемы	
трансформаторно-транзисторного модуля	138
4.2.3 Анализ гармонического состава выходного напряжения с	
одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля и оценка	
энергетических показателей асинхронного электропривода	142
4.2.4 Исследование системы управления скоростью асинхронного	
электропривода, построенного на базе одновентильной схемы	
трансформаторно-транзисторного модуля	146
4.3 Экспериментальное исследование четырёхквадрантного	
электропривода, построенного на базе двухвентильной схемы	
трансформаторно-транзисторного модуля с импульсным регулированием	

напряжения статорных обмоток асинхронного двигателя	148
4.4 Экспериментальное исследование трёхвентильного	
трансформаторно-транзисторного модуля с комбинированной фазо-	
широтно-импульсной модуляцией	155
4.5 Выводы к четвертой главе	157
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	159
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	164
Приложение А Акт о внедрении ООО "УАЗ-Автокомпонент"	181
Приложение Б Акт о внедрении АО "Авиастар-СП"	182
Приложение В Акт о внедрении ООО "Контакт-М"	183
Приложение Г Технический отчет №1/19 электролаборатории ООО	
"Энергомониторинг"	184

#### **ВВЕДЕНИЕ**

разработанности Актуальность степень исследования. И темы Асинхронные двигатели достаточно широко используются и эксплуатируются в промышленности различных отраслей. По различным статистическим данным, асинхронный электропривод переменного тока занимает от 70 до 90% в общем Применяемые промышленных электроприводов. двигатели, наибольшая доля которых имеет короткозамкнутый ротор, имеют номинальное напряжение 0,4 кВ и номинальную мощность в диапазоне до 100 кВт. Важно иметь в виду, что включение асинхронных электроприводов напрямую к трехфазной питающей сети приводит к трем опасным последствиям:

- 1. Негативное воздействие на асинхронный двигатель, так как токи во время пуска и торможения двигателя, достигают 5,5-7,0 кратного от номинального значения тока статора, что в свою очередь отрицательно влияет на изоляцию статорных обмоток, при этом вызывая её преждевременный физический износ и старение изоляции, приводящее к уменьшению её сопротивления и увеличивая токи утечки. Данный недостаток связан с перегревом и нарушением крепления обмоток во время возникновения электродинамических усилий.
- 2. Отрицательное воздействие на питающую сеть, так как достаточно большие броски пускового тока, вызывают кратковременные глубокие посадки напряжения в сети питания, что приводит к нарушению в работе всех электроприемников, запитанных от этой электрической сети. Особо чувствительно воспримут на себя такие токоприемники, которые подключены к системам электроснабжения с ограниченной мощностью.
- 3. Пагубное воздействие на механические передачи технологических агрегатов, так как во время электромагнитных переходных процессов формируются электромагнитные моменты знакопеременного значения с амплитудой, в несколько раз превышающей номинальное значение.

В последние годы в связи с усовершенствованием знаний в области силовой преобразовательной полупроводниковой техники появилась возможность для

уменьшения опасных воздействий на асинхронный электропривод и систему электроснабжения в целом, возникающих в режимах пуска и торможения асинхронных двигателей, вследствие применения пуско-регулирующих устройств, построенных на данной элементной базе. Широкое распространение получили устройства, управляющие и регулирующие напряжение питания статорных обмоток асинхронного двигателя. В области таких устройств, а также разработки устройств управления асинхронными электроприводами на основе полупроводниковой техники можно выделить работы следующих ученых: Браславский И.Я., Донской Н.В., Зиновьев Г.С., Иванов А.Г., Кобзев А.В., Осипов О.И., Розанов Ю.К., Соколовский Г.Г., Терехов В.М., Толстов Ю.Г. и другие. При построении высокоэффективных, энергосберегающих асинхронных электроприводов, надлежит применять теорию управления ПО критерию минимума мгновенной потребляемой мощности.

Важно отметить, что также актуальной проблемой является унификация оборудования. При достижении высокой степени унификации оборудования открывается возможность сократить финансово-экономические и трудовые затраты на производство дорогостоящих устройств и оборудования в целом. Процедура унификации в асинхронных электроприводах может быть реализована при применении одинаковых, подобных типов комплектующих элементов, входящих в состав оборудования, например, полупроводниковых приборов. Если говорить про устройства управления электроприводами грузоподъёмных и турбомеханизмов, вопрос перехода К использованию ΤΟΓΟ унифицированного оборудования будет решаться исходя из требований по ограничению максимальных токов режимах пуска, торможения И позиционирования.

Отличающиеся друг от друга принципиальные требования управления и регулирования напряжения статорных обмоток асинхронного двигателя различных типов и назначений промышленных установок, повлияли на создание устройств регулирования существенно различающихся друг от друга, что в свою очередь приводит к определенным трудностям начиная со стадии изготовлении, а

затем при наладке и эксплуатации оборудования. Предпосылки унификации силового и преобразовательного оборудования, выполненных на единой полупроводниковой аппаратурной базе, открывают возможность для разрешения такого рода трудностей и проблем.

#### Целями диссертационной работы являются:

- разработка и исследование, унифицированного трансформаторнотранзисторного модуля, пригодного для построения ряда энергосберегающих асинхронных электроприводов малой и средней мощности, конкурирующего с аналогами и ликвидирующего отрицательные качества существующих альтернативных технических решений в плане энергосбережения и сохранения качества потребляемой электроэнергии;
- построение ряда маловентильных электроприводов на основе унифицированного регулятора напряжения и частоты в статорных обмотках асинхронного двигателя, соответствующего требованиям национальных стандартов, а также типовым требованиям, предъявляемым к статическим и динамическим свойствам общепромышленных механизмов, и обеспечивающего работу асинхронного двигателя в тех или иных квадрантах механической характеристики.

**Объектом исследования** являются электротехнические системы и комплексы, имеющие в своем составе асинхронные двигатели малой и средней мощности с короткозамкнутым ротором.

**Предметом исследования** является унифицированный трансформаторнотранзисторный модуль, применяемый для построения ряда малоэлементных энергосберегающих асинхронных электроприводов.

#### Задачи научного исследования:

- 1. Провести обзор и анализ существующих устройств управления и принципов стабилизации с их помощью трёхфазного напряжения статорных обмоток асинхронного двигателя.
- 2. Выявить основные принципы, достоинства и новые возможности модульного построения маловентильных регуляторов напряжения и регуляторов

частоты при разработке унифицированных систем асинхронного электропривода на базе трансформаторно-транзисторного модуля.

- 3. Разработать и исследовать схему унифицированного трансформаторнотранзисторного модуля.
- 4. Разработать и провести исследование асинхронного электропривода на базе одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля в режиме амплитудного пуска двигателя и стабилизации напряжения питания в пределах двух квадрантов механической характеристики асинхронного двигателя.
- 4. Разработать и провести исследование асинхронного электропривода на базе двухвентильной схемы трансформаторно-транзисторного регулятора напряжения в пределах четырехквадрантной механической характеристики.
- 5. Разработать и провести исследование частотно-регулируемого асинхронного электропривода на базе трансформаторно-транзисторного модуля со свойствами циклоконвертора с комбинированной модуляцией.

#### Научная новизна работы заключается в следующем:

- 1. Разработана схема унифицированного трансформаторно-транзисторного модуля, применяемого для построения ряда маловентильных энергосберегающих асинхронных электроприводов малой и средней мощности.
- 2. Разработан новый способ амплитудного управления статорного напряжения асинхронного двигателя в пусковых, установившихся и тормозных режимах работы с применением трансформаторно-транзисторного регулятора напряжения.
- 3. Разработан новый способ амплитудно-частотного регулирования асинхронным электроприводом основе трёхвентильного регулятора с на комбинированной фазо-широтно-импульсной модуляцией статорного напряжения.

Теоретическая значимость диссертационной работы определяется разработанной широкими возможностями использования схемы унифицированного трансформаторно-транзисторного модуля, находящей применение построении энергосберегающих В ряда асинхронных

электроприводов с различными функциональными свойствами и улучшенной формой потребляемого тока.

Практическая ценность работы. В соответствии с «Энергетической стратегией Российской Федерации», главным направлением государственной энергетической политики является повышение энергоэффективности промышленных объектов, таким образом конечные результаты диссертационного исследования могут быть применены в низковольтных сетях переменного тока при регулировании статорного напряжения асинхронного короткозамкнутого двигателя средней мощности в режимах пуска, торможении и позиционирования.

**Область исследования:** принципы и устройства управления электротехническими комплексами и системами.

Методы и методология исследования: для решения поставленных задач использовались законы электротехники, электромеханики, теории автоматического управления, численного решения дифференциальных уравнений и проведения математических моделирований с использованием программноматематических средств (пакеты программ MathCad, MatLab, MBTУ), а также проведение анализа существующих теоретических и практических результатов учёных в данной области.

**Достоверность результатов** подтверждается согласием результатов аналитического исследования, математического моделирования и экспериментальной проверки полученных результатов.

Соответствие паспорту специальности 05.09.03 — электротехнические комплексы и системы. Объект изучения специальности: электротехнические комплексы и системы генерирования электрической энергии, электропривода, электроснабжения, электрооборудования. Область исследований специальности: по п.3 паспорта - разработка, структурный и параметрический синтез электротехнических комплексов и систем, их оптимизация, а также разработка алгоритмов эффективного управления; по п.4 паспорта - исследование работоспособности и качества функционирования электротехнических комплексов и систем в различных режимах, при разнообразных внешних

воздействиях.

#### Основные положения, выносимые на защиту следующие:

- 1. Схема унифицированного трансформаторно-транзисторного модуля, применяемого для построения ряда асинхронных электроприводов малой и средней мощности с использованием предельно минимального количества управляемых полупроводниковых вентилей в силовой схеме регулирующего Модульный принцип выполнения простота И предлагаемых устройств, позволяют реализовывать малогабаритные и недорогие При этом обеспечиваются значительно устройства управления. энергопотребление и меньшая величина коэффициента несинусоидальности напряжения статора асинхронного электропривода большинства общепромышленных механизмов.
- 2. Способ амплитудного управления статорного напряжения с применением унифицированного трансформаторно-транзисторного модуля, обеспечивающий минимальные значения мгновенной потребляемой мощности при пусковом, тормозном режимах работы, а также режиме позиционирования асинхронного двигателя, с повышенной надёжностью и большим сроком безаварийной эксплуатации, за счет минимальных электрических потерь и предельно высокого коэффициента полезного действия регулирующих устройств. Высокочастотный принцип импульсной модуляции напряжения в статорных обмотках двигателя, обеспечивает квазисинусоидальность и отсутствие фазового сдвига кривой потребляемого тока, гарантирующее приближение коэффициента мощности к единице.
- 3. Результаты теоретических исследований и компьютерного моделирования унифицированного трансформаторно-транзисторного модуля, а также построенных на его основе ряда маловентильных электроприводов, подтверждающие достижение высокого уровня энергетических показателей (минимальные значения мгновенной потребляемой мощности и коэффициента несинусоидальности статорного напряжения).

Апробация работы. Основные положения диссертационной работы

сообщались в качестве докладов и выступлений на следующих научнотехнических конференциях:

- 1-я Крымская научно-техническая конференция, г.Севастополь,
   2014г.;
- Международная научно-техническая конференция «Проблемы повышения эффективности электромеханических преобразователей в электроэнергетических системах», г. Севастополь, 2014, 2015 гг.;
- VIII Международная (XIX Всероссийская) конференция по автоматизированному электроприводу «АЭП-2014», г. Саранск, 2014 г.;
- IX Международная (XX Всероссийская) конференция по автоматизированному электроприводу «АЭП-2016», г.Пермь , 2016 г.;
  - III Международный молодёжный форум, г. Томск, 2015г.;
- V Молодежный инновационный форум Приволжского федерального округа, г. Ульяновск, 2016 г.;
- 19-й Всероссийская молодежная научная школа-семинар: "Актуальные проблемы физической и функциональной электроники", г.Ульяновск, 6-8 декабря 2016г.;
- XVI Международная научно-практическая конференция "Энерго- и ресурсосбережение XXI век" (МИК-2018), г.Орел, июль 2018г. и др.

По результатам производственного семинара на ООО "Ульяновский механический завод" был получен отзыв на диссертационную работу.

Результаты диссертационного исследования были представлены на следующих конкурсах:

- Региональный этап Всероссийского конкурса «Инженер года 2018» по направлению "Инженерное искусство молодых", г.Ульяновск. Награждена дипломом победителя;
- Всероссийский конкурс «Инженер года 2018» по направлению "Инженерное искусство молодых". Получен сертификат и знак «Профессиональный инженер России», а также как победитель конкурса

награждена дипломом и памятной медалью «Лауреат конкурса» и занесена в реестр профессиональных инженеров России по версии «Инженерное искусство молодых»;

– Региональный этап Всероссийского конкурса «Премия ВОИР - 2018» по направлению "Лучшее изобретение", г.Ульяновск. Награждена дипломом финалиста.

#### Внедрение результатов работы. Результаты работы использованы:

- OOO "УАЗ-Автокомпонент" при разработке вытяжной системы газоочистки для внутриковшевого модифицирования (Приложение A);
- АО "Авиастар-СП" в метталлургическом производстве для построения системы управления краном-штабелером (Приложение Б);
- OOO "Контакт-М" при разработке проекта "Двухуровневой транспортной системы секции подъема крана-штабелера грузоподъемностью 100 кг на Производстве окончательной сборки" (Приложение В).

Результаты диссертационного исследования использованы при выполнении научно-исследовательской работы на тему «Разработка энергосберегающего малоэлементного устройства для асинхронных электроприводов средней мощности грузоподъемных механизмов» (2016-2018гг.) по договору о предоставлении гранта № 9533ГУ2015 от 01.02.2016г. по программе «Участник молодежного научно-инновационного конкурса» (УМНИК) при поддержке Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере.

**Личный вклад автора.** Цели и задачи диссертационного исследования были сформулированы научным руководителем работы, который в процессе выполнения работы осуществлял верификацию результатов и оказывал консультативное содействие. Общая концепция диссертации, ее структура, уровень понимания рассматриваемых в ней проблем, сформулированные основные результаты и выводы работы, положения, выносимые на защиту, отражают конкретный творческий вклад автора и исключительно его точку зрения на рассматриваемую проблематику. В совместных работах с Розановым

Ю.К. и Сидоровым С.Н. автор принимала участие в проведении аналитических расчетов, интерпретации, систематизации И обобщении полученных отборе материала и публикации. результатов, написании Результаты, приведенные в данной диссертационной работе, неоднократно докладывались автором на международных и всероссийских конференциях. Личный вклад автора в исследование составляет более 85%.

**Публикации.** По теме диссертационного исследования опубликовано 32 научные работы, в том числе 3 статьи в изданиях, рецензируемых Высшей аттестационной комиссией при Министерстве науки и высшего образования Российской Федерации и 2 статьи в электронном издании IEEE, рецензируемом наукометрической базой Scopus, 2 охранных документа - патент на изобретение, 1 заявка на получение охранного документа - патент на изобретение [43, 55, 71-74, 77, 85-108, 133, 134].

Структура и объем диссертации. Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, выводов по каждой главе, заключения, списка литературы, включающего 135 наименований и 4 приложений, приведенных на 27 страницах. Рукопись содержит 160 страниц основного текста, 77 рисунков и 1 таблицу.

# ГЛАВА 1 ОБЗОР СУЩЕСТВУЮЩИХ РЕШЕНИЙ В ОБЛАСТИ РЕГУЛИРОВАНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ СТАТОРНЫХ ОБМОТОК АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

### 1.1 Применение регуляторов переменного тока в составе асинхронных электроприводов

Широкое внедрение применение асинхронных двигателей И В автоматизированном электроприводе является особой тенденцией на сегодняшний день. Положительные качества этих двигателей, проявляемые в эксплуатации, это: простота конструкции (для их изготовления требуется меньше цветных металлов, двигатели имеют меньшие массогабаритные показатели и меньшую стоимость); надежность; высокие энергетические ввиду ЭТОГО показатели; возможность длительной работы при повышенных скоростях и температурах, агрессивных и взрывоопасных средах. Благодаря особенностям асинхронные двигатели занимают лидирующее положение среди электродвигателей во всех отраслях промышленности [20, 22, 32, 42, 47, 118]. Поэтому главным объектом управления в диссертационном исследовании был принят асинхронный двигатель.

Однако, необходимость в регулировании, стабилизации, повышении переменного напряжения остается актуальной качества ДЛЯ двигателей переменного тока, что в свою очередь требует разработки необходимых устройств силовой электроники на базе полупроводниковых элементов. Но известные в настоящее время такие устройства громоздкие и имеют высокую стоимость (многозатратные), так в своих схемах имеют большое как полупроводниковых элементов (многовентильные). К тому же сложность сбора конструкции и, следовательно, большие массогабаритные показатели обостряют проблемы с устранением последствий аварий в этих звеньях, а так же ремонтопригодность таких устройств и эксплуатацию в целом.

Находящие в настоящее время в массовом производстве устройства плавного пуска двигателей переменного напряжения, созданные на тиристорах, включенных встречно-параллельно в каждой фазе, решают проблему больших бросков пусковых токов двигателей, возникающих в пусковых режимах двигателей, и приводящих к большому падению (просадкам) напряжения в питающей сети. Принимая во внимание, что эти устройства способны снизить в 2-3 раза пусковой ток асинхронных двигателей, все таки нельзя забывать о существенно искаженной форме этого напряжения, и прерывистой форме тока. Так же эти устройства в составе выходного тока формируют ненужную дополнительную составляющую, реактивного характера.

Негативные последствия работы тиристорных устройств плавного пуска объясняются тем, что регулирование напряжения в каждой фазе, осуществляется при помощи изменения угла задержки включения/выключения тиристорных ключей. Типовые решения устройств плавного пуска асинхронных двигателей [20, 24, 25, 28, 48, 122], определяются двумя принципиально важными особенностями:

- энергетические показатели во время пуска ниже допустимого уровня, по причинам того, что:
  - ✓ форма входных и выходных токов и выходных напряжений несинусоидального характера;
  - ✓ наличие сдвига фазы тока по отношению к напряжению, возрастающего по мере регулирования по нисходящей выходного напряжения;
- значение коэффициента преобразования по напряжению максимально может быть равен единице, при этом, на выходе устройства плавного пуска при уменьшении входного напряжения, данное значение этого коэффициента не предоставляет возможность сохранить номинальное напряжение.

Тиристорные преобразователи напряжения вместе с тиристорными устройствами плавного пуска характеризуются достаточно неплохими эксплуатационными и технико-экономическими показателями. Однако, и те, и

другие обладают рядом недостатков или своего рода особенностями, которые приводят к плохим энергетическим показателям комплектного электропривода "тиристорный преобразователь-асинхронный двигатель" в целом.

Альтернативным решением вышеуказанных проблем в сетях переменного тока является применение устройств регулирования и стабилизирования переменного напряжения, устройств регулирования реактивной мощности, устройств сглаживания (активных фильтров гармоник), устройств компенсации провалов (просадок) в кривой напряжения, устройств симметрирования в многофазных сетях и тому подобное [23, 77, 79, 80, 113], выполненных на базе конверторов тип АС-АС, циклоконверторов и матричных конверторов.

Важнейший вклад в разработку и исследование регуляторов переменного напряжения внесли такие ученые: Браславский И.Я., Герман-Галкин С.Г., Глазенко Т.А., Донской Н.В., Жарский Б.К., Зиновьев Г.С., Кобзев А.В., Мыцык Г.С., Осипов О.И., Розанов Ю.К., Терехов В.М., Толстов Ю.Г., Фираго Б.И. Шрейнер Р.Т. и др [4, 8, 9, 10, 15, 16, 20, 24, 25, 33, 34, 36, 37, 50, 53, 54, 56, 58, 110, 112, 123].

Успешное решение вышеописанных проблем можно достичь необходимостью наличия эффективных регуляторов переменного напряжения. По причине появления искажений в формах входных и выходных токов, а также из-за возникающих при регулировании в процессе естественной коммутации, пауз, рассмотренные ранее тиристорные регуляторы с фазовым регулированием не очень хорошо подходят для устранения этих проблем. В середине 90-х годов XX века появились транзисторные регуляторы переменного напряжения с накопительными реакторами и конденсаторами в своем составе. Данные транзисторные регуляторы имеют несколько отличительных характеристик:

- форма токов на входе и выходе с таких регуляторов близка к синусоидальной;
- при переключении транзисторов на высоких частотах, эти регуляторы выдают хорошие динамические характеристики [44].

В диссертационной работе рассмотрена разработка теоретических научнотехнических решений и экспериментальные исследования результатов разработки для создания энергосберегающих регуляторов переменного напряжения с практически синусоидальными формами входных и выходных токов на базе унифицированного трансформаторно-транзисторного модуля.

Важно отметить основные требования предъявляемые к таким устройствам:

- 1. Надежность и простота управления. Максимальная простота достигается минимальным количеством полупроводниковых ключевых элементов, использованием простых и однотипных модулей для построения ряда электроприводов переменного тока различного назначения.
- 2. Удобство и гибкость управления. Ускорение и упрощение работы операторов, позволяя быстро переводить электропривод из одного режима работы в другой и устранять повреждения.
- 3. Доступный контроль работоспособности схемы и легкое нахождение повреждений.
  - 4. Простота монтажа, эксплуатации и ремонта.
- 5. Минимальные массогабаритные показатели и стоимость устройств управления [35].

В диссертационной работе приводятся некоторые основные свойства асинхронного двигателя и асинхронного электропривода в целом в статических и динамических режимах работы, а также требования, которые предъявляет двигатель к трансформаторно-транзисторному модулю. Выполняя и соответствуя этим требованиям в асинхронном электроприводе будут реализованы по максимуму положительные и исключены или сведены к минимуму отрицательные свойства режимов работы асинхронного двигателя на сеть переменного тока.

## 1.2 Схемотехнические решения регуляторов на базе вольтодобавочных трансформаторов, работающие в режиме стабилизации переменного напряжения

В настоящее время, по причине увеличения электрических нагрузок на электрические сети, для повышения номинального напряжения, широкое применение получили вольтодобавочные трансформаторы, главной функцией которых является автоматическое поддержание нормального уровня напряжения вольтодобавочных электропередач. Установка трансформаторов, линии продольного принципа регулирования, В непосредственной близости потребителя не требует столь больших капитальных затрат по сравнению с реконструкцией всей линии электропередач, а также уменьшают потери электроэнергии.

Учитывая столь положительные показатели применения вольтодобавочных трансформаторов в электрических сетях, на базе этих устройств изготавливаются и локальные стабилизаторы напряжения. В данном разделе рассмотрены основные схемы стабилизаторов напряжения, производством которых занимается компания N-Power (Россия-Италия) [109]. Самыми распространенными схемами стабилизаторов, производимые компания N-Power (Россия-Италия) являются электродинамические, как однофазные, так и трехфазные стабилизаторы. Трехфазные стабилизаторы изготавливаются как с независимой регулировкой по каждой фазе, так и с регулировкой по среднефазному напряжению.

На рисунке 1.1 представлена блок-схема электродинамического однофазного стабилизатора напряжения. Электронная плата управления (С) осуществляет контроль за выходным напряжением и отправляет команды сервомотору (М) на необходимое изменение положения токосъемных контактов регулятора напряжения (R).

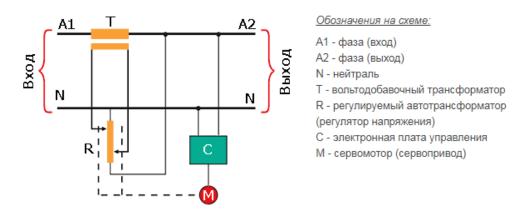


Рисунок 1.1 - Схема однофазного стабилизатора [109].

Данный стабилизатор работает по принципу прямой зависимости таких величин, как расстояние между контактами и значение добавочного напряжения. Существует зависимость фазы добавочного напряжения от взаимного положения контактов (правый выше левого или наоборот). При совпадении фазы с фазой входного напряжения, появляется синфазный режим работы, то напряжения на вольтодобавочном трансформаторе (Т) будут суммироваться и стабилизатор будет работать в повышающем режиме. Если возникает противоположность в фазах, то добавочное напряжение будет вычитаться из сетевого и стабилизатор перейдет в понижающий режим [109].

Следующей к рассмотрению на рисунке 1.2 представлена блок-схема трехфазного электродинамического стабилизатора с регулированием по среднефазному выходному напряжению.

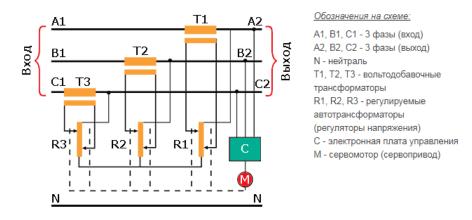


Рисунок 1.2 - Схема трехфазного стабилизатора с регулировкой по средфазному напряжению [109].

Этот стабилизатор имеет в своей конструкции 3 вольтодобавочных трансформатора (Т1, Т2, Т3) в каждой фазе и 3 регулятора напряжения (R1, R2, R3). Общий сервоприводом (М) осуществляет одновременное управление данными регуляторами. Контроль за точностью стабилизации среднефазного выходного напряжения во всех трех фазах и отправкой соответствующих команд сервомотору (М) отвечает электронная схема управления (С).

Описанное устройство предназначено для питания симметричных трехфазных нагрузок. Важно отметить, что нейтральный провод в схеме не используется. Он имеет сквозное прохождение с выхода на вход.. В связи с этим, данный стабилизатор имеет возможность работать с трехфазными сетями построенными по схеме "треугольник" (без нейтрали) [109].

Заключительной в данном разделе рассмотрена блок-схема (рисунок 1.3) электродинамического трехфазного стабилизатора с независимой регулировкой по каждой фазе. Это наиболее распространенная схема трехфазных стабилизаторов.

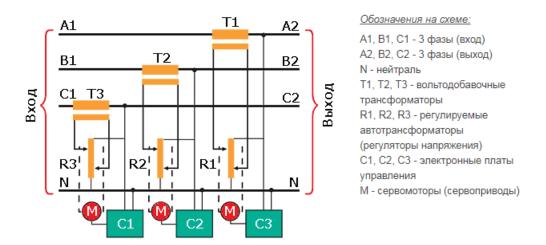


Рисунок 1.3 - Схема трехфазного стабилизатора с независимой регулировкой по каждой фазе [109].

Стабилизатор состоит из трех независимых однофазных стабилизаторов в каждой фазе, каждый из которых имеет в составе своей конструкции вольтодобавочный трансформатор (Т1, Т2, Т3), регулятор напряжения (R1, R2,

R3), сервомотора (М) и независимую электронную плату управления (С1. С2, С3). Такие конструкции стабилизаторов подходят для работы с любым видом трехфазных нагрузок, а также имеют возможность работать с нагрузкой, имеющую существенную разбалансровку [109].

Рассмотренные стабилизаторы напряжения применяются для защиты коттеджей, загородных домов, офисов, административных зданий, серверных комнат, вычислительных залов, а также промышленных объектов (заводов, предприятий, автоматизированных производственных линий, участков, цехов) и любой другой нагрузки, критичной к качеству электропитания.

Однако, существующие схемы имеют ряд недостатков:

- достаточно сложны в схемотехническом исполнении;
- имеют высокие массогабаритные показатели;
- имеют сложности в техническом обслуживании, ремонтопригодности и т.д.

### 1.3 Трансформаторно-тиристорные устройства для регулирования напряжения асинхронных двигателей средней мощности

Разработке исследованию импульсно-дискретных И систем управления посвящено достаточно большое количество научных и патентных работ Асабин А.А., Верховский С.Я., Коломойцев К.В., Петров Ю.Н. [12, 38, 49], и других, а также работы зарубежных ученых. В данном параграфе приведены и рассмотрены схемотехнические решения импульсно-дискретных трансформаторно-тиристорных устройств для регулирования напряжения, при работе на основной частоте, как наиболее значимые и применяемые в системах электроэнергетики, разрабатываемого a также являющихся аналогами унифицированного модуля.

Существует несколько различных направлений разработок импульснодискретных трансформаторно-тиристорных регуляторов напряжения (ТТРН), одним из которых является применение вольтодобавочного трансформатора как регулирующего органа. Напряжение на первичной обмотке данного трансформатора регулируется при помощи тиристорных ключей, а вторичная обмотка включается последовательно с сетью [12].

Рассматриваемые в данном параграфе трансформаторно-тиристорные устройства для регулирования напряжения называются многоэлементными трансформаторно-тиристорными регуляторами напряжения с разделением мощности на регулируемую и нерегулируемую (ТТРН РМ).

Минимальную рабочую мощность вольтодобавочного трансформатора, которая по долевому соотношению составляет приблизительно половину от максимального значения всей регулируемой мощности, является возможным добиться при работе в режиме реверсирования регулируемого напряжения.

Трехфазные РМ разрабатываются, как правило, схемы ТТРН на базе однофазных схемотехнических решений. Чтобы осуществить режим реверсирования напряжения при минимальной габаритной вольтодобавочного трансформатора, необходимо применить особенную схему первичной обмотки вольтодобавочного трансформатора, в виде замкнутого шестиугольника (рисунок 1.4).

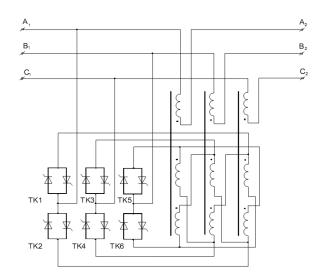


Рисунок 1.4 – Принципиальная схема трехфазного трансформаторно-тиристорного регулятора напряжения с реверсивным вольтодобавочным трансформатором.

Соединение первичных обмоток вольтодобавочного трансформатора имеет вид замкнутого соразмерного шестиугольника. Эти обмотки разделены на две равноценные части, что в свою очередь позволяет осуществить преобразование сети трехфазного напряжения в соразмерную систему секций шестифазного напряжения. Для наведения э.д.с. во вторичных обмотках вольтодобавочного трансформатора, их соединяют последовательно с питающей сетью. Величина и фаза этих э.д.с. определяются включенным или отключенным состоянием тиристорного ключа (ТК).

При нахождении тиристорных ключей нечетных позиций (ТК1, ТК3, ТК5) в открытом состоянии, а тиристорных ключей четных позиций (ТК2, ТК4, ТК6) в закрытом состоянии, э.д.с. вторичных обмоток вольтодобавочного трансформатора находятся в противоположной фазе с подобными фазами напряжения сети, что приводит к возникновению режима уменьшения фазного сетевого напряжения на величину э.д.с.. При нахождении тиристорных ключей четных позиций (ТК2, ТК4, ТК6) в открытом состоянии, а тиристорных ключей нечетных позиций (ТК1, ТК3, ТК5) в закрытом состоянии, э.д.с. во вторичных обмотках вольтодобавочного трансформатора находятся в фазе одинаковой с подобными фазами напряжения сети, таким образом появляется режим напряжения на величину э.д.с.. Плавное увеличения фазного сетевого регулирование между двух практически синусоидальных уровней напряжений на осуществляется импульсно-фазовым управлением тиристорными ключами ТК2, ТК4, ТК6 [12].

Недостатком рассмотренной системы на базе ТТРН является то, что возникает необходимость применения специальных дополнительных мер для обеспечения независимой коммутации ТК в каждой фазе.

Возможны тиристорные устройства управления, не вызывающие затруднений в реализации плавных пусковых и тормозных режимов [38].

Часто используются схемы включения асинхронных электродвигателей с короткозамкнутым ротором, позволяющие реализовать некоторые специальные режимы (например, кратковременное получение низкой устойчивой «ползучей»

скорости при одновременном питании статорных обмоток постоянным и переменным током).

Основным вопросом при построении силовой схемы тиристорного управления асинхронным электродвигателем является получение низких скоростей движения. Здесь имеются три принципиально различных варианта:

- а) включение в схему безвибрационной ползучей скорости;
- б) включение двигателя в схему для шагового движения;
- в) включение двигателя в замкнутую систему автоматического регулирования.

Шаговый режим может быть получен при питании двигателя от источника постоянного тока через кольцевой тиристорный коммутатор или поочередном включении тиристоров треугольного тиристорного элемента [49].

Более широкие возможности по формированию различных траекторий останова при том же количестве вентилей появляются при включении асинхронного двигателя через промежуточный трехфазный трансформатор.

Основные варианты силовых схем и возможные траектории останова показаны на рисунке 1.5

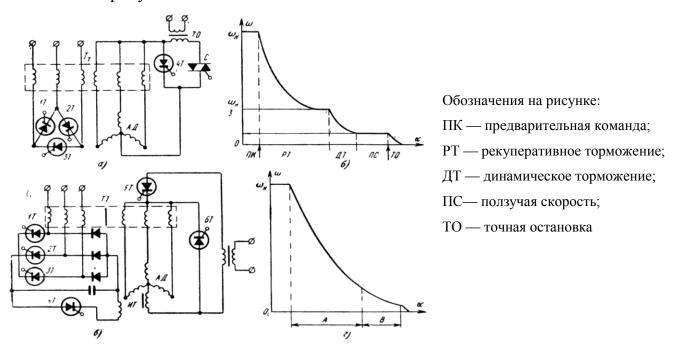


Рисунок 1.5 – Схемы с формированием оптимальной фазовой траектории с трехступенчатой диаграммой скорости (а, б) и непрерывной диаграммой скорости (в, г) [49].

Схема на рисунке 1.5 (а) позволяет формировать трехступенчатый график останова, изображенный на рисунке 1.5 (б). При полном открытии тиристоров 1Т—3Т двигатель вращается с номинальной скоростью  $\omega_{\scriptscriptstyle H}$ . При отключении тиристоров 1Т—3Т и включении симистора С в оба направления двигатель переходит на скорость  $\omega_{\scriptscriptstyle H}/3$ .

Затем при включении симистора только в прямом направлении и неполном открытии тиристоров 1Т—3Т двигатель переходит на ползучую скорость. Включение тиристора 4Т увеличивает постоянную составляющую тока в обмотках двигателя и обеспечивает торможение двигателя при отключении тиристоров 1Т—4Т, чем уменьшается выбег с ползучей скорости.

Протекание постоянной составляющей тока по вторичным обмоткам трансформатора не вызывает его насыщения; так как в трехфазном трехстержневом трансформаторе магнитные потоки от крайних стержней направлены навстречу друг другу и магнитному потоку среднего стержня [38].

Недостатком схемы на рисунке 1.5 (а) является то, что время отключения тиристоров зависит от момента снятия управляющих импульсов и достигает полупериода питающего напряжения, что приводит к увеличению разброса выбега двигателя за счет неодновременности отключения тиристоров 1Т—3Т.

Схема на рисунке 1.5 (в) позволяет отключать все тиристоры сразу. Триристорный коммутатор в первичной обмотке трансформатора ТТ представляет собой полууправляемый мост, в диагональ которого включен тиристор 4Т. При включении тормозного тиристора 5Т через импульсный трансформатор ИТ подается гасящий импульс, который гасит тиристор 4Т, обрывая ток одновременно во всех фазах двигателя.

Фазовое управление тиристорами позволяет осуществлять регулирование как в процессе торможения (участок A на рисунке 1.5 (г)), так и при движении с ползучей скоростью (участок B на рисунке 1.5 (г)).

Помимо основных положительных характеристик схем, рассмотренных в данном разделе, необходимо отметить и их недостатки, которые имеют место быть:

- применение ТРН пагубно влияет на форму тока, ухудшая её делая прерывистой, что в дополнении приводит к уменьшению пускового момента и к увеличению общих потерь электроэнергии;
- тиристор, как и мощный полевой транзистор, конечно может коммутировать значительные токи, но имеет значительное время выключения, соответственно присутствует ограничение по быстродействию;
- необходимость применения системы импульсно-фазового регулирования углами открытия тиристоров;
- большое количество коммутационных полупроводниковых элементов в силовой схеме, что приводит к увеличению массогабаритных показателей и т.д.

## 1.4 Принципы широтно-импульсного регулирования напряжения в соответствии нормативным требованиям к уровню электромагнитной совместимости электропривода с питающей сетью и нагрузкой

В настоящее время проблема электромагнитной совместимости (ЭМС) является важнейшей в электроэнергетике не только в теоретическом, но и в практическом плане. Эта проблема столь же значима, как и известные проблемы энергоресурсосбережения, экологии и энергетической безопасности [51, 125]. В результате несоблюдения требований ЭМС, возникают огромные убытки, носящие экономический характер.

Решению вопросов теории и практики ЭМС посвящены работы известных ученых и практиков. Широко известные в странах СНГ монографии и другие труды, относящиеся, главным образом, к концу прошлого века, таких специалистов в области ЭМС, как Жежеленко И.В., Зюзев А.М., Карташев И.И., Шидловский А.К., и др [27, 124]. Необходимо отметить основные определения понятий и соответствующих им терминов, для последующего исследования вопросов ЭМС.

В практике европейских стран применяются определения и термины в области ЭМС, изложенные в международном электротехническом словаре (МЭК 60050)101)) и техническом докладе (МЭК 61000-1-1) [130]. На территории Российской Федерации действуют различные нормативные документы, например ГОСТ 32144—2013 "Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения" [19, 57].

На сегодняшний день существует огромное количество технических решений, обеспечивающие возможностью регулирования статорного напряжения асинхронного двигателя, в последнее время из которых наиболее применяемыми стали устройства регулирования по принципу широтно-импульсной модуляции. Среди данных устройств наиболее многообещающими являются преобразователи переменного напряжения с высокочастотной широтно-импульсным модуляцией (принцип регулирования основывается на изменении времени протекания импульса неизменной импульсов). Эти при частоте появления ЭТИХ преобразователи обладают несколькими столь важными преимуществами такие как:

- электромагнитная совместимость асинхронного двигателя с питающей сетью улучшена и близка к нормативным стандартам;
  - энергетические показатели на достаточно высоком уровне;
- форма выходного напряжения близка синусоидальной, имеет достаточно высокое качество с практически отсутствующими гармоническими составляющими низких частот;
  - потери в переходных процессах снижены;
- диапазон регулирования расширен, плавность регулирования на высоком уровне;
  - значение коэффициента мощности близко единице;
- существует возможность компенсирования искажений и колебаний напряжения сети питания [18, 126, 127, 128, 132].

Все эти преимущества, дают возможность осуществить стабильную и надёжную работу системы, что в свою очередь является главным достоинством устройств этого класса.

При широтно-импульсной модуляции периодическая последовательность прямоугольных импульсов применяется в качестве несущего колебания, а длительность этих импульсов является задающим сигналом. При выборе широтно-импульсной модуляции необходимо учитывать важное преимущество, как система управления с отсутствием высших гармоник на выходе регулирующего устройства. Благодаря применению такой системы управления широтно-импульсной модуляции, снижается электромагнитный момент в колебаниях вала, что в свою очередь, устраняет возможность появления дополнительного нагрева двигателя. Особый интерес вызывает исследование электромагнитной совместимости широтно-импульсной модуляции, как системы управления регулирующих устройств с питающей сетью.

Основное требование, при применении устройства широтно-импульсной модуляции при регулировании работы асинхронного двигателя, предъявляется к току на выходе с устройства [18, 126, 127, 128, 132], спектральный анализ гармонического состава этого тока зависит от формы кривой напряжения на выходе с устройства. По причине того, что асинхронный двигатель относится к нагрузкам индуктивного характера, в структуре напряжения на выходе с устройства происходит возрастание количества высокочастотных гармоник с увеличением значения этих частот, что, безусловно, приводит к снижению амплитуды гармоник тока двигателя. Важно отметить, что с энергетической точки зрения, увеличение количества коммутационных потерь в коммутирующем возникает из-за увеличения частоты коммутации элементов, что в свою очередь, является нежелательным для работы всей системы в целом. Учитывая выше отмеченное, основным достоинством широтноимпульсной модуляции является возможность изменения и регулирования выходного напряжения по различным законам. Это регулирование напряжения осуществляется для достижения цели, которая заключается в

количества высших гармонических составляющих с наименьшей частотой, которые главным образом отрицательно влияют на качество тока двигателя, не смотря на те же потери при коммутации в устройстве регулирования.

Высокочастотные преобразователи в своей конструкции имеют, в качестве элементов коммутации, биполярные и полевые транзисторы, которые работают в режиме ключа. Это значит, что часть периода транзистор полностью открыт, а часть периода — полностью закрыт.

Анализ амплитудного спектра входного тока широтно-импульсной модуляции также показывает содержание высших гармоник, хотя, уровни этих гармоник в амплитудном спектре входного тока регулирующего устройства на базе широтно-импульсной модуляции ниже, по сравнению с неиспользованием рассмотренного метода задания сигнала управления транзисторным ключом.

Широтно-импульсная модуляция обеспечивает формирование импульсного сигнала постоянной частоты и изменяемого коэффициента заполнения, так называемую скважность - отношение длительности импульса к периоду следования [18, 126, 127, 128, 132].

Появление на практике полупроводниковых приборов нового поколения (MOSFET, IGBT), возможность применения дало транзисторных преобразователей в электроприводах переменного напряжения мощностью от долей ватта до сотен киловатт, с диапазоном регулирования скорости до 100000 и 100 Ги. Чтобы полосой пропускания свыше достичь максимального использования допустимой мощности вентиля, в ЭТИХ преобразователях транзисторы работают в ключевом режиме [13], следовательно, обосновано применение широтно-импульсных регуляторов в электроприводах с высокой точностью регулирования и быстродействием.

Однако, при использовании широтно-импульсной модуляции, действующие значения высших гармоник уменьшаются в среднем в 1,5-3,0 раза. Таким образом, применение широтно-импульсной модуляции существенно уменьшает уровни высших гармоник (таблица 1.1).

Таблица 1.1 Сравнение действующих значений параметров входного тока регулятора без широтно-импульсной модуляции (верхние значения) и с широтно-импульсной модуляцией (нижние значения)

Параметр	Выходная частота, Гц									
входного тока, %	15	18	25	31	35	40	45	50	55	60
Основная гармоника	100									
Действующее значение высшей	77,6	78,2	86,8	82,1	79,4	77,9	75,2	71,4	72,1	72,5
гармоники	26,8	39,2	50,2	40,5	38,2	36,2	34,2	33,8	34,2	34,2

Устройства на базе широтно-импульсной модуляции позволяют осуществить снижение амплитуд высших гармоник напряжения, улучшая при этом форму выходного тока.

При применении специальных алгоритмов широтно-импульсной модуляции в устройствах на базе широтно-импульсной модуляции с коммутирующими элементами, реализовывают регулирование фазного сдвига между сетевым напряжением и током [18, 126, 127, 128, 130, 131, 132].

В настоящее время предложенные схемы трёхфазных широтно-импульсных преобразователей переменного напряжения имеют ряд недостатков, выраженных в следующем:

- низкий коэффициент полезного действия;
- искажение фазных напряжений двигателя;
- влияние характера и величины нагрузки на формируемое напряжение;
- большое количестве ключевых полупроводниковых элементов;
- сложность и ненадёжность в реализации порядка коммутации полупроводниковых ключей и др.

Учитывая вышеизложенное, до сих пор остаётся актуальной задачей выбор устройства на базе широтно-импульсной модуляции с минимальным количеством полупроводниковых ключей, а также самого способа работы широтно-импульсной модуляции коммутирующего устройства, осуществляющего высокое качество регулирования.

На рисунке 1.6 приведена функциональная схема устройства широтно-импульсной модуляции.

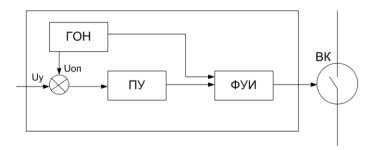


Рисунок 1.6 – Функциональная схема устройства широтно-импульсной модуляции.

В своей конструкции широтно-импульсная модуляция имеет (рисунок 1.6):

- ГОН генератор опорного напряжения, на выходе которого образуется напряжение пилообразной формы  $U_{OH}$  с частотой  $f_k = 1/T_k$ ;
- ПУ пороговое устройство, (при  $U_{\rm on}-U_{\gamma}>0$  выдает нулевой сигнал а при  $U_{\rm on}-U_{\gamma}<0$  единичный);
- ФУИ формирователь управляющих импульсов это блок, который преобразовывает сигналы, полученные от блоков ГОН и ПУ, в импульсы управления для силового вентиля ВК (транзистор);
- BK реализует при операции включения и выключения заданную скважность широтно-импульсной модуляции.

В течение работы силовых полупроводниковых ключей генерируются узкополосные и широкополосные электромагнитные помехи, распространяющиеся через выходные цепи или по шинам питания.

Снижение влияния такого рода помех возможно лишь при управлении временем коммутации или оптимизации, с точки зрения достижения улучшенной электромагнитной совместимости, формы фронта сигнала переключения (рисунок 1.7). Минимальный уровень излучаемых помех, возможен при большем времени переключения, в свою очередь это ведет при переключении к большим потерям мощности, связанных со снижением крутизны фронта сигнала переключения [18, 126, 127, 128, 130, 131, 132].

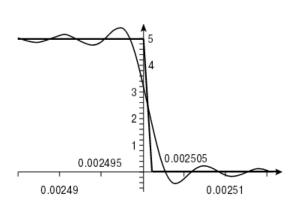


Рисунок 1.7 - Реальная и идеальная формы фронта сигнала переключения

Существует и другой путь снижения влияния помех широтно-импульсной модуляции, заключающийся в разработке схем с селективной коррекцией формы фронта сигнала переключения тока или напряжения, чтобы при переключении сигналов в их спектре не появлялись гармоники высокой частоты. С точки зрения электромагнитной совместимости, идеальный процесс переключения сигналов имеет максимальную скорость коммутации и малые потери при переключении, с отсутствием превышения заданного значения уровня излучаемых помех [18, 126, 127, 128, 130, 131, 132].

Существует возможность рассчитать параметры идеального процесса переключения, зная мощность схем в режиме широтно-импульсной модуляции при напряжении питания, таким образом время переключения, соответствующее теоретически реализуемому пределу уменьшения уровня излучаемых помех, составляет около 10 мкс, а частота широтно-импульсной модуляции — около 1 кГц. Затем в момент перехода от статического к динамическому режиму происходит сглаживание фронтов, принимая во внимание то, что при достаточно высоких частотах переключения широтно-импульсной модуляции и более резких фронтах сигнала переключения, возникает необходимость применения внешних фильтрующих компонентов для того, чтобы уровень излучаемых помех не был выше заданных значений.

В зависимости от времени переключения и тока нагрузки, для снижения уровня помех в цепях питания, возникающие в результате коммутационных процессов при работе схем в режиме широтно-импульсной модуляции, могут

быть применены такие внешние фильтрующие компоненты, как накопительные конденсаторы, включаемые в цепь защиты от коммутационных перенапряжений.

#### 1.5 Выводы к первой главе

- 1. Широкое внедрение и применение асинхронных электродвигателей в особой автоматизированном электроприводе тенденцией является сегодняшний день. Благодаря положительным особенностям асинхронные двигатели занимают лидирующее положение среди электродвигателей во всех отраслях промышленности. Поэтому главным объектом управления диссертационном исследовании был принят асинхронный двигатель.
- 2. Необходимость в регулировании, стабилизации, повышении качества переменного напряжения остается актуальной для двигателей переменного тока, что в свою очередь требует разработки необходимых устройств силовой электроники на базе полупроводниковых элементов. Но известные в настоящее время такие устройства громоздкие и имеют высокую стоимость, так как в своих конструкциях имеют большое количество полупроводниковых элементов.
- 3. По причине появления искажений в формах входных и выходных токов, а также из-за возникающих при регулировании в процессе естественной коммутации, пауз, тиристорные регуляторы с фазовым регулированием не очень хорошо подходят для устранения этих проблем. В середине 90-х годов XX века появились транзисторные регуляторы переменного напряжения с накопительными реакторами и конденсаторами в своем составе. Данные транзисторные регуляторы имеют несколько отличительных характеристик: форма токов на входе и выходе с таких регуляторов близка к синусоидальной; при переключения транзисторов на высоких частотах, эти регуляторы выдают хорошие динамические характеристики.
- 4. В настоящее время, по причине увеличения электрических нагрузок на электрические сети, для повышения номинального напряжения, широкое

применение получили вольтодобавочные трансформаторы, главной функцией которых является автоматическое поддержание нормального уровня напряжения в линии электропередач. Установка вольтодобавочных трансформаторов, продольного принципа регулирования, в непосредственной близости от потребителя не требует столь больших капитальных затрат по сравнению с реконструкцией всей линии электропередач, а также уменьшают потери электроэнергии. Учитывая столь положительные показатели применения вольтодобавочных трансформаторов в электрических сетях, на базе этих устройств изготавливаются и локальные стабилизаторы напряжения.

- 5. Существует несколько различных направлений разработок импульснодискретных ТТРН, одним из которых является применение вольтодобавочного трансформатора, выполняющего функции регулирующего органа, напряжение первичной обмотки данного трансформатора регулируется при помощи тиристорных ключей, а вторичная обмотка включается последовательно с сетью.
- 6. В настоящее время проблема электромагнитной совместимости является важнейшей в электроэнергетике не только в теоретическом, но и в практическом плане. Эта проблема столь же значима, как и известные проблемы энергоресурсосбережения, экологии и энергетической безопасности. В результате несоблюдения требований ЭМС, возникают огромные убытки, носящие экономический характер.
- 7. Снижение влияния помех широтно-импульсной модуляции возможно при управлении временем коммутации или оптимизации, с точки зрения достижения улучшенной электромагнитной совместимости, формы фронта сигнала переключения, чтобы в их спектре не появлялись гармоники высокой частоты. В зависимости от времени переключения и тока нагрузки, для снижения уровня помех в цепях питания, возникающие в результате коммутационных процессов при работе схем в режиме широтно-импульсной модуляции, могут быть применены такие внешние фильтрующие компоненты, как накопительные конденсаторы, включаемые в цепь защиты от коммутационных перенапряжений.

# ГЛАВА 2 ПРИНЦИПЫ МОДУЛЬНОГО ПОСТРОЕНИЯ ПРИ РАЗРАБОТКЕ УНИФИЦИРОВАННОГО ТРАНСФОРМАТОРНО-ТРАНЗИСТОРНОГО МОДУЛЯ

### 2.1 Модульное исполнение полупроводниковых маловентильных коммутирующих элементов как средство их унификации

Существуют различные выпрямительные трехфазные схемы статических неуправляемых преобразователей мощности, напряжения, тока, выполненных на основе полупроводниковых диодов. Трехфазные выпрямители применяются при различных мощностях, создавая равномерную нагрузку на все три фазы сети; позволяют уменьшить расчетную мощность трансформатора; снизить пульсации выпрямленного напряжения, а также повысить коэффициент мощности [21, 52, 65].

В преобразовательной технике широкое применение находит трехфазный мостовой выпрямитель (схема Ларионова) (рисунок 2.1) [21, 52, 65].

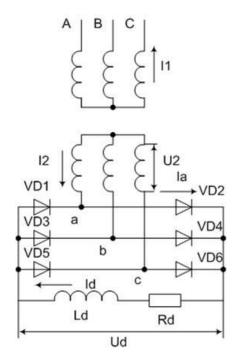


Рисунок 2.1 - Трехфазная мостовая схема выпрямителя на неуправляемых вентилях

Графики зависимостей для токов и напряжений цепей схемы выпрямления представлены на рисунке 2.2 [21, 52, 65].

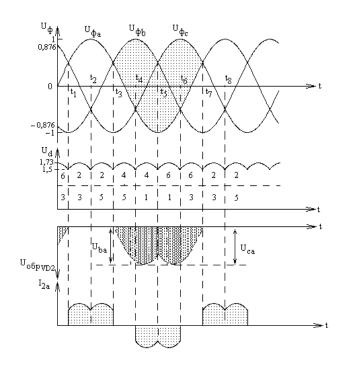


Рисунок 2.2 - Графики зависимостей для токов и напряжений цепей в схеме выпрямления

Площадь под интегральной кривой равна:

$$S = 12(\int_{\pi/3}^{\pi/2} E_{\rm m} \sin(\omega t) d(\omega t) + \int_{\pi/6}^{\pi/3} E_{\rm m} \sin(\omega t) d(\omega t)) =$$
$$= 12 \frac{\sqrt{3}}{2} E_{m} = 6\sqrt{3} E_{\rm m}.$$

Средняя ЭДС равна:  $E_{\rm sr}=\frac{6\sqrt{3}E_{\rm m}}{2\pi}=\frac{3\sqrt{3}E_{\rm m}}{\pi}=1,65E_{\rm m}=2,34E_{\rm 2eff}$ .

Частота пульсаций равна 6f, где f — частота сети.

Абсолютная амплитуда пульсаций равна:

$$(\sqrt{3} - 1.5)E_{\rm m} = (1.73 - 1.5)E_{\rm m} = 0.23E_{\rm m}$$

Относительная амплитуда пульсаций равна 0,23/1,65 = 0,14 (14 %).

Схема Ларионова имеет целый ряд положительных свойств, таких как:

• Использование схемы при высоких уровнях напряжения из-за малого уровня обратного напряжения и высокого значения коэффициента выпрямления.

- Частота пульсаций выпрямленного напряжения в 6 раз превышает частоту питающего напряжения, что ведет к снижению массогабаритных и уж тем более стоимостных показателей сглаживающего фильтра.
- Существует возможность применения разнообразных типов соединения вторичных обмоток трансформатора.
- По причине того, что ток во вторичных обмотках трансформатора является двухполярным, отсутствует одностороннее намагничивание магнитопровода трансформатора.
- Увеличение коэффициента полезного действия системы, из-за того, что протекание тока вторичных обмоток трансформатора происходит в 2/3 периода, происходит достаточно эффективное использование трансформатора (установленная мощность трансформатора всего на 5% больше мощности в нагрузке) [21, 52, 65].

Предполагая, что к асинхронному двигателю специального исполнения, имеющего дополнительную контактную коробку со вторичными выводами статорной обмотки, к которым через резисторы равного номинала, можно подключить схемой звезды трёхфазный диодный мост, таким образом, чтобы дополнительный резистор между выводами постоянного тока диодного моста создавал нулевую точку вторичной обмотки асинхронного двигателя. На рисунке 2.3 представлена данная схема подключения.

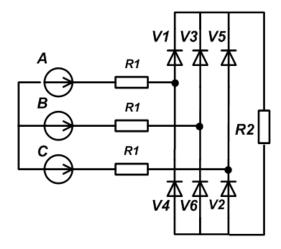
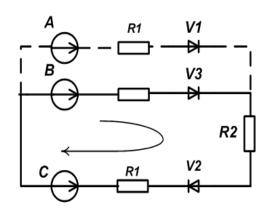
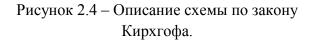


Рисунок 2.3 - Схема подключения к асинхронному двигателю трёхфазного диодного моста через резисторы.

Особенностью данной схемы подключения является то, что при особом управлении отношением номинала первого резистора к номиналу второго резистора можно переводить диодный мост из одного режима работы в другой. Первым режимом работы является описанный ранее трёхфазный неуправляемый выпрямитель, с известной попеременной работой диодов, а вторым режимом работы схемы, указанной на рисунке 2.3, является нулевая точка, когда исчезают вентильные свойства диодов, и мост в каждой фазе создаёт идеальный синусоидальный ток.

Исходя из условия работы диодного моста в режиме выпрямителя, когда работают попеременно два накрест лежащих диода, для того, чтобы перевести диодный мост в режим нулевой точки, необходимо обеспечить проводимость всех диодов одновременно в любой период времени. Для этого, по закону Кирхгофа описывается работа схемы в режиме "нулевой точки" (рисунок 2.4) статорной обмотки асинхронного двигателя, можно вычислить граничное отношение первого резистора ко второму при котором диодный мост переходит в режим нулевой точки:  $R_2$ =0,07 $R_1$ . Данное отношение применимо и в случае включения совместно с резистором индуктивного элемента (рисунок 2.5)





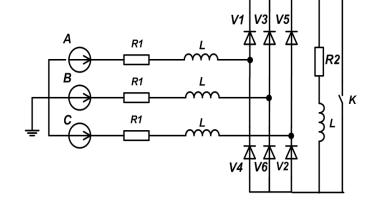
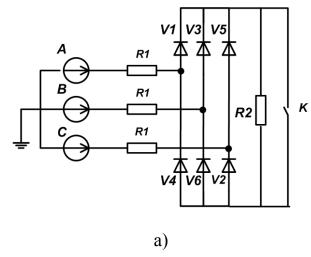


Рисунок 2.5 - Схема подключения к асинхронному двигателю трёхфазного диодного моста через резисторы и индуктивные элементы.

Схема коммутационного аппарата ДЛЯ регулирования напряжения статорной обмотки асинхронного двигателя на основе неуправляемого выпрямителя имеет вид рассмотренной схемы на резисторах первого и второго номинала, однако, в данном случае вместе с резистором второго номинала используется коммутационный ключ, схема и графики работы данного аппарата представлены на рисунке 2.6.



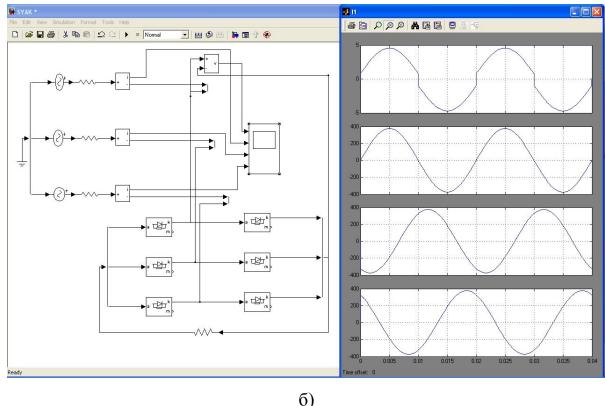


Рисунок 2.6 – Схема (а), модель и графики (б) работы коммутационного аппарата для регулирования напряжения статорной обмотки асинхронного двигателя на основе неуправляемого выпрямителя.

В случае соединения фаз по схеме звезды местом нахождения данного регулирующего органа может служить нулевая точка статорных обмоток электродвигателя или установленного на сетевом входе вольтодобавочного трансформатора, при этом отмечается наличие нескольких положительных свойств моновентиля (рисунок 2.7).

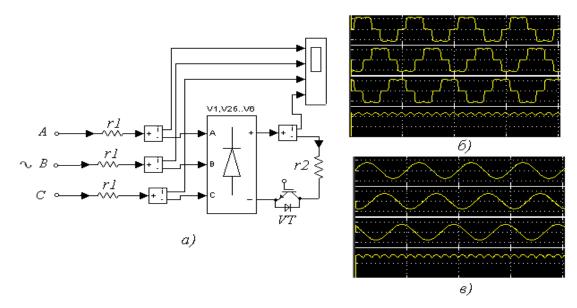


Рисунок 2.7 - Моновентильный ключ трёхфазного тока (a) при соотношениях активного сопротивления входных и выходных цепей диодного моста r1=0.07 Ом, r2=1 Ом ( $\delta$ ); r1=1 Ом, r2=0.07 Ом ( $\epsilon$ ).

Из схемы на рисунке 2.7 (а) видна возможность импульсного регулирования 3-ëx фазного напряжения помощью установленного на выходе вспомогательного диодного моста V1,...V6 транзисторного ключа VTбез традиционно возникающих при r2 > r1искажениях потребляемого тока. Знакомая каждому несинусоидальная форма тока на сетевом входе 3-ёх фазного моста представлена на рисунке 2.7 (б).

В случае использования данной схемы в качестве моновентиля установка транзисторного ключа на выходе моста меняет соотношение указанных сопротивлений r1>r2. Известно, что эквивалентное сопротивление транзистора в режиме насыщения достаточно мало, позволяя принять r1=1 Ом; r2=0.07 Ом.

Из рисунка 2.7 (в) видно, что коммутации регулирующего транзистора в этом случае не ведут к искажениям потребляемого тока, в связи с чем его кривая на сетевом входе совпадает с синусоидальной формой напряжения. Это свойство делает моновентиль чрезвычайно привлекательным не только в целях упрощения регулятора, но и для достижения электромагнитной совместимости асинхронного привода с трёхфазной питающей сетью.

Покажем, что моновентильные ключи могут служить средством унифицированного исполнения целого ряда асинхронных электроприводов с улучшенной электромагнитной совместимостью. Объединяющим элементом этих приводов является импульсный регулятор в виде трансформаторнотранзисторного модуля с полупроводниковыми ключами в первичных обмотках трёхфазного вольтодобавочного трансформатора, число которых обуславливает возможность работы в одном или нескольких квадрантах механических характеристик.

## 2.2 Транзистор типа IGBT как ключевой элемент моновентильного коммутирующего устройства

Основу силовой схемы моновентильного коммутирующего устройства образует транзисторный ключ постоянного тока. В связи с отсутствием промышленного выпуска транзисторных ключей специально для работы в цепях переменного тока, был произведен анализ возможных схемных решений данных устройств. С учетом оптимизации и уменьшения массогабаритных показателей схемы был выбран однотранзисторный вариант построения ключа с выпрямительным диодным мостом. Достоинством данного варианта является сравнительная простота как самой схемы, так и цепей управления, а также уменьшения потерь из-за уменьшения общего количества полупроводниковых элементов в токоведущих цепях. В данных схемах не требуется специального согласования частотных характеристик применяемых элементов. Поэтому выбор

полупроводниковых приборов производился лишь с учетом возможной токовой загрузки и максимальных напряжений. Для построения ключей были выбраны транзисторы типа IGBT (Insulation Gate Bipolare Transistor - "биполярный транзистор с изолированным затвором") фирмы IR (International Rectifier, США) в сочетании с отечественными силовыми диодами. Предусмотрена установка данных приборов на алюминиевых охладителях с общей приточной вентиляцией.

Выбор IGBT объясняется такими решающими преимуществами по сравнению с обычными биполярными транзисторами, как высокое сопротивление входной управляющей цепи, исключающее предварительное усиление управляющего сигнала по току, малые остаточные параметры в ключевом режиме работы, высокое быстродействие и надежность в режимах с возможными перегрузками и перенапряжениями [13, 21, 29, 52].

Структурно IGBT выполнен по псевдо- составной схеме Дарлингтона и представляет собой PNP - транзистор VT4, управляемый от сравнительно низковольтного МОП VT1 с индуцированным каналом через высоковольтный N - канальный полевой транзистор VT3 (рисунок 2.8).

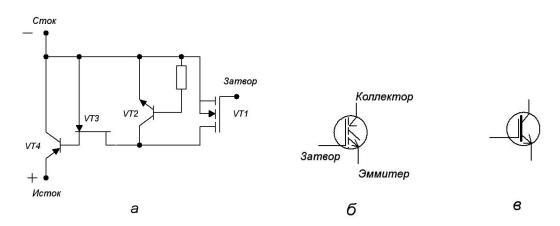


Рисунок 2.8 - Внутренняя структура транзистора типа IGBT (a) и примеры условного графического обозначения (б, в)

Не останавливаясь подробно на внутреннем устройстве, проведем сравнительную характеристику данного прибора с другими подобными устройствами. Таковыми на сегодняшний день являются силовые MOSFET -

транзисторы с так называемой гексагональной структурой кристалла. По сравнению с ними IGBT имеет следующие особенности и преимущества:

- высокую плотность тока, доступную только в биполярных транзисторах и, соответственно, небольшую площадь кристалла и меньшую стоимость, близкую к биполярному транзистору;
- такую же простоту и экономичность управления, какую имеет указанный MOSFET -транзистор при более низкой емкости затвора, а значит, при меньших динамических потерях на управление;
- практически прямоугольную область безопасной работы на плоскости выходных вольт-амперных характеристик, исключающую необходимость в дополнительных цепях формирования траектории переключения;
- более низкие потери в режимах импульсных токов (потери в IGBT пропорциональны току, так как этот прибор работает на неосновных носителях заряда; в MOSFET токи образуются движением основных носителей, поэтому потери, как и во всех проводниках, пропорциональны квадрату тока);
- динамические характеристики приближаются к MOSFET, в результате частотная полоса простирается до 50 кГц;
- возможность параллельного соединения на общую нагрузку без специальных токовыравнивающих устройств [13, 29].

Частота переключений IGBT на уровне 40 - 50 кГц, что в данном случае удовлетворяет требованиям.

Предельные параметры одиночных транзисторов фирмы IR лежат в пределах: максимальный постоянный (средний) ток на выходе от 7 до 50 Ампер; максимально-допустимое напряжение сток-исток от 500 до 1600 Вольт. Для устройств большой мощности транзисторы выпускаются в модульном исполнении на токи до 800 Ампер.

Предельный средний ток транзистора:

$$I_{n.cp.} = k_i k_B I_n \frac{T_k}{(\frac{2\pi}{m\omega})}$$

где  $k_i = 1$  – коэффициент допустимой перегрузки по току;

 $k_B$ =0.33 – коэффициент среднего тока транзистора;

 $T_k \ge 2t_B$ , где  $t_B = 5 \cdot 10^6$  с — время выключения транзистора;

$$I_{n.cp.} = \frac{1 \cdot 0.33 \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{0.0003} = 22 \, A$$

Максимальное напряжение на транзисторе:

$$U_M = k_{3M} \cdot U_{2M} = 1,05 \cdot \sqrt{3} \cdot 260 = 473 \, B$$

где  $k_{3u}$ =1,05 — коэффициент запаса.

Выбор транзисторов осуществляется, исходя из условий:

$$\begin{cases} I_n \ge I_{n cp} \\ U_n \ge U_M \end{cases}$$

 $\Gamma$ де  $I_n$  — классификационное значение предельно допустимого тока транзистора;

 $U_n$  – классификационное значение предельно допустимого напряжения.

В качестве транзисторных ключей были выбраны IGBT-транзисторы фирмы IR с изолированным затвором, что объясняется некоторыми преимуществами их по сравнению с аналогами МОП-транзисторами.

Параметры выбранного транзистора:

- Тип IRG4PH50U;
- Предельный средний ток -27 A;
- Максимально допустимое напряжение 1200 В;
- Время включения 35 нс;
- Время отключения 200 нс.

## 2.3 Анализ гармонического состава выходного напряжения модульного моновентильного коммутирующего устройства

Производство, преобразование, распределение и потребление электроэнергии влекут за собой искажения синусоидальных форм токов и

напряжений, основной причиной которых являются вентильные преобразователи. Основной или первой гармоникой называется гармоническая синусоидальная составляющая, период которой равен периоду периодической величины, имеющую несинусоидальную форму сигнала [31, 45, 118]. Высшими гармониками называют другие гармонические составляющие синусоиды с частотами со второй по *n*-ую.

Гармонические составляющие напряжения обусловлены, согласно ГОСТ 32144-2013 "Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения", нелинейными нагрузками потребителей электрической энергии, подключенных к электрическим сетям различного номинала напряжения.

Основными показателями качества электроэнергии, имеющее отношение к гармоникам, входящие в состав напряжения являются:

- значения коэффициентов гармоник, входящие в состав напряжения до 40-го номера  $K_{Un}$  в процентах от значения напряжения основной гармоники в конкретной точке передачи электрической энергии;
- значение суммарного коэффициента гармоник, входящие в состав напряжения (среднеквадратическое значение суммы всех гармоник до 40-го номера деленное на среднеквадратическое значение первой гармоники)  $K_U$ , % в конкретной точке передачи электрической энергии.

Значение коэффициента искажения синусоидальной формы сигнала напряжения  $K_U$  находится по следующей формуле и выражается в % :

$$K_u = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{N} U_{(n)}^2}}{U_{(1)}} 100$$

где  $U_{(n)}$  – действующее значение n-ой гармонической составляющей в составе напряжения, B;

n – порядок гармонической составляющей напряжения;

N = 40 — принимаемый ГОСТом порядковый номер последней из исследуемых гармонических составляющих напряжения;

 $U_{(I)}\,$  – действующее значение напряжения основной частоты равной частоте сети питания, В.

Также позволительно  $K_U$  находить по формуле, %:

$$K_{u} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{N} U_{(n)}^{2}}}{U_{nom}} 100$$

где  $U_{\text{ном}}$  — значение номинального напряжения сети питания, В [19].

Проанализировав гармонический состав выходного напряжения модульного моновентильного коммутирующего устройства, рассмотренного в параграфе 2.1, при широтно-импульсном регулировании на высокой частоте (1кГц) переключений, получены следующие результаты.

На полупериоде сетевого напряжения выбрано 24 переключения, таким образом на полном периоде сетевого напряжения - 48 переключений.

Напряжение управление коммутационным ключом и результирующее выходное напряжение моновентильного устройства представлены на рисунке 2.9.

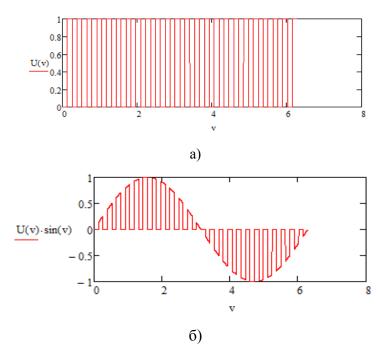


Рисунок 2.9 — График напряжения управления коммутационным ключом (a) и график результирующего выходного напряжения моновентильного устройства (б).

Оценка искажений формы напряжения и тока, вызванных дискретным принципом действия импульсного стабилизатора осуществлена методом компьютерного моделирования (рисунок 2.10).

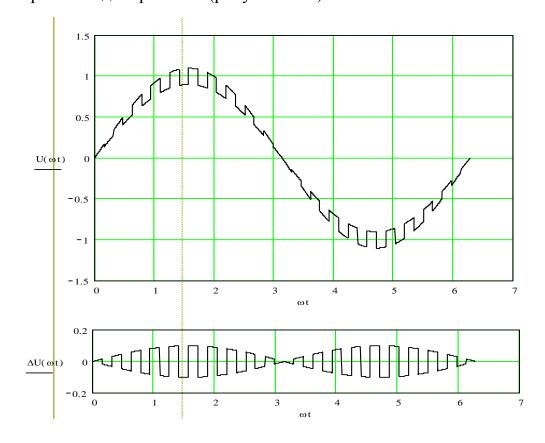


Рисунок 2.10 - Графики  $Uh(\omega t)$ ,  $\Delta U(\omega t)$  при скважности импульсов 0,5, частоте модуляции  $F_T = 1 \kappa \Gamma u$ , амплитуде добавочного напряжения  $\Delta = 0, 1$ 

Для этого, задаваясь тактовой частотой переключения транзисторов  $F_T$ = 1000  $\Gamma$ ц, показано влияние амплитуды добавочного напряжения  $\Delta U_m$  на качество результирующего напряжения на выходе стабилизатора.

Достаточно большие колебания и отклонения напряжения в питающих работы сетях отрицательно отражаются на качестве асинхронных электроприводов. Для устранения указанных недостатков питание асинхронных электроприводов осуществляют через регуляторы переменного напряжения, как содержащие своих силовые трансформаторы правило, схемах вольтодобавочные трансформаторы, переключение первичной обмотки которых осуществляется с помощью полупроводниковых ключей.

Реальное представление о форме добавочного напряжения  $\Delta U(\omega t)$  и напряжения на выходе установки  $U + (\omega t)$  при частоте переключений 1 к $\Gamma$ ц дают кривые, построенные в компьютерной системе MATCAD с помощью уравнений :

$$U_{_{H}} = U_{_{m}}(1 + \Delta \frac{|\sin(20\omega t)|}{\sin(20\omega t)})\sin \omega t, \quad \Delta U = \Delta U_{_{m}} \cdot \frac{|\sin(20\omega t)|}{\sin(20\omega t)} \cdot \sin \omega t;$$

где  $\Delta = \Delta U_m/U_m$  - относительная амплитуда добавочного напряжения, приведенная к амплитудному значению напряжения питания  $U_m$ .

По величине "коэффициента искажений" производится при оценко несинусоидальности периодических кривых напряжений:

$$K_{u} = \frac{U_{H1}}{U_{u}},$$

где  $U_{_{H1}} = \sqrt{(a_{_{1}}^{\ 2} + b_{_{1}}^{\ 2})/2}$  - действующее значение основной гармонической составляющей напряжения нагрузки, выраженное через коэффициенты Фурье

$$a_1 = \frac{2}{\pi} \sum_{k=0}^{19} \int_{k\pi/20}^{(k+1)\pi/20} (1 + \Delta \frac{|\sin 20\omega t|}{\sin 20\omega t}) \sin \omega t \cdot \cos \omega t d\omega t;$$

$$b_{1} = \frac{2}{\pi} \sum_{k=0}^{19} \int_{k\pi/20}^{(k+1)\pi/20} (1 + \Delta \frac{|\sin 20\omega t|}{\sin 20\omega t}) \sin \omega t \cdot \sin \omega t d\omega t;$$

$$U_{_{_{\it H}}} = \sqrt{\frac{1}{\pi}} \sum_{k=0}^{19} \int_{k\pi/20}^{(k+1)\pi/20} (1 + \Delta \frac{|\sin 20\omega t|}{\sin 20\omega t} \sin \omega t)^2 d\omega t}$$
 - действующее значение

выходного напряжения нагрузки.

В свою очередь, содержание высших гармоник оценивается с помощью "коэффициента несинусоидальности"

Результаты расчета зависимостей  $U_{\scriptscriptstyle H}$  ,  $U_{\scriptscriptstyle HI}$  ,  $K_{\scriptscriptstyle U}$  ,  $K_{\scriptscriptstyle HC}$  в функции относительной амплитуды добавочного напряжения  $\Delta$  при тактовой частоте модуляции 1к $\Gamma$ ц приведены на рисунке 2.11. Расчеты проведены для начальной

части диапазона регулирования напряжения при скважности импульсов 0.5, когда относительное содержание высших гармоник наибольшее (рисунок 2.11 (a)) и средней части диапазона при скважности импульсов 3/4 (рисунок 2.11 (б)), когда содержание высших гармоник становится меньше.

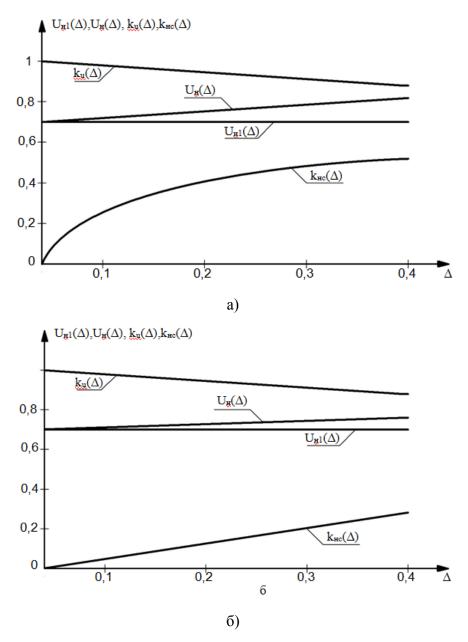


Рисунок 2.11 - Графики зависимостей  $U_{H}(\Delta), U_{HI}(\Delta), K_{u}(\Delta), K_{uc}(\Delta)$  при частоте модуляции 1к $\Gamma$ ц и скважности импульсов 0.5 (a) 3/4 (б)

Анализируя данные зависимости можно сделать вывод о том, что во всем интервале возможных приемлемых значений вольтодобавок  $\Delta \leq 0.1$ , значение коэффициента искажения синусоидального выходного напряжения сохраняется на нормативно допустимом уровне  $K_u \geq 0.95$ . Важно отметить, что только при

допустимо малых значениях амплитуды добавочного напряжения  $\Delta \langle 0.1,$  коэффициент искажения синусоидального выходного напряжения принимает значение, удовлетворяющее нормативным требованиям ГОСТ 32144-2013  $K_{HC} \leq 0.05$ .

Полученный спектральный анализ выходного напряжения, показанный на рисунке 2.12, свидетельствует о наличии в составе выходного напряжения 23 и 25 гармоники, что недопустимо современным стандартам качества.

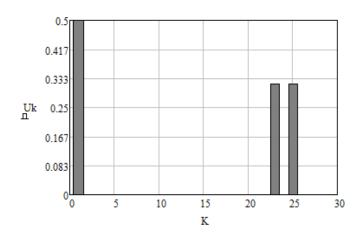


Рисунок 2.12 - Спектральный анализ выходного напряжения

Однако, если модуляционным изменениям подвергать не полное сетевое напряжение, а его часть, как показано на рисунке 2.13, то можно достичь отсутствия высших гармоник как таковых (рисунок 2.14).

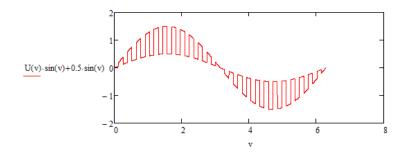


Рисунок 2.13 - график результирующего выходного напряжения частичной модуляции моновентильного устройства

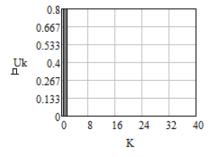


Рисунок 2.14 - Спектральный анализ выходного напряжения частичной модуляции

Учитывая, что искажения, создаваемые трансформаторами, достаточно малы и не существенного влияют на работу электроприемника, применение вольтодобавочного трансформатора в составе разрабатываемого устройства регулировании напряжения нагрузки обосновано и приведено в следующем параграфе.

## 2.4 Обоснование применения вольтодобавочного трансформатора в составе регулирующих устройств для асинхронных двигателей

### 2.4.1 Вольтодобавочный трансформатор: принцип работы и конструктивные особенности.

В наши появилось совершенно новое отечественное ДНИ электрооборудование, решающее проблемы сохранения показателей качества электроэнергии на нормативном уровне, к таким устройствам можно отнести TBMΓ, вольтодобавочные трансформаторы, выпускаемые серией ПОД предназначенные к установке в электрических сетях 0,4, 6 и 10кВ, а также так называемые бустеры, различных фирм-производителей. Данные устройства обеспечивают:

- регулирование напряжения в пределах ±20%;
- исключение асимметрии за 1-2 периода;
- достижение нормативного уровня напряжения, при времени стабилизации уровня напряжения составляет 200-300мс [38].

Важно отметить, что данные устройства компактны - габариты не более 500x400x1000 (Шх $\Gamma$ хВ) и имеют массу не более 170кг. Установка вольтодобавочного трансформатора предполагает монтаж обходного разъеденителей обеспечения последовательного ДЛЯ непрерывности

электроснабжения потребителей при регламентном обслуживании оборудования, а также для перевода устройства в режим байпаса.

Принцип работы вольтодобавочного трансформатора основан на принципе автотрансформатора или магнитного усилителя. Для наведения увеличивающей уменьшающей вторичных обмотках вольтодобавочного или Э.Д.С. BO трансформатора, их соединяют последовательно с питающей сетью. При согласном включении обмоток имеют место положительные добавки напряжения, а при противовключении - отрицательные добавки напряжения. Переключение полярности может осуществлять реверсивный переключатель, при осуществляется ступенчато. Отличительной регулирование особенностью вольтодобавочного трансформатора является то, что величину положительной или отрицательной добавки напряжения можно осуществить с помощью полупроводниковых элементов [38].

Таким образом, можно сделать вывод о том, что вольтодобавочный трансформатор - это надежное и высокотехнологичное оборудование, которое решает вопрос об увеличении пропускной способности линий электропередач с оптимальными временными и финансовыми затратами, а также снижает суммарные нелинейные искажения (уменьшает число гармоник).

# 2.4.2 Использование регулирующих устройств в качестве стабилизатора напряжения квазисинусоидальной формы в установившихся режимах работы асинхронных двигателей

На интервалах работы в установившемся режиме применение регулирующего устройства может быть ориентировано на симметрирование и стабилизацию питающего асинхронный двигатель напряжения [34, 60, 61, 72, 82]. Квазисинусоидальная форма тока статорных обмоток асинхронного двигателя, содержащая минимальное количество гармоник высших частот, является

важнейшим условием сохранения энергетических показателей на высоком уровне. Если изменениям в процессе регулирования подлежит некоторая часть напряжения статорных обмоток, при помощи положительного добавляемого напряжения, величина которого модулируется широтно-импульсным способом, то можно выполнить задачу сохранения энергетических показателей на высоком уровне.

На рисунке 2.15 представлена схема, отвечающая данному принципу. В процессе работы эта схема обеспечивает во вторичной обмотке *w*2 вольтодобавочного трансформатора широтно-импульсное регулирование положительной и отрицательной полуволны периода каждой фазы напряжения в отдельности на высокой частоте.

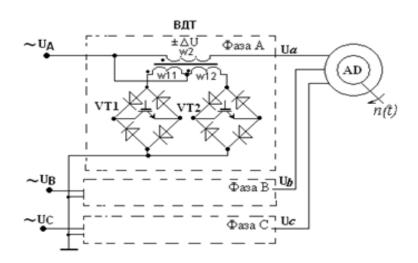


Рисунок 2.15 — Схема регулятора импульсного принципа работы с вольтодобавочным трансформатором [34].

Это преобразование осуществляется с помощью регулятора, работающего в два такта, и построенного на диодно-транзисторных модулях VT1, VT2, которые подключаются по схеме звезды с нулевой точкой в первичной обмотке, расщепленной на две составляющие w11,w12, вольтодобавочного трансформатора. Отыскание амплитуды положительного добавляемого напряжения  $\Delta U_{\scriptscriptstyle M}$ имеющего возможность скомпенсировать отклонения напряжения И тока питающих нагрузку, является начальным этапом проектирования регулирующего устройства [61, 72].

Важно помнить и иметь возможность обеспечивать гарантии того, что изменения напряжения питания, образованные импульсным регулированием, будут находится на нормативном уровне, обозначенном стандартами в области качества напряжения.

Результаты (рисунок 2.16), полученные в процессе исследования показали, что в интервале существующих значений частоты  $f_T \ge l$  к $\Gamma$ ц и величины положительного добавляемого напряжения  $\Delta U^* \le 0.5$ , значение коэффициента несинусоидальности (искажения) напряжения сохраняется на допустимом уровне  $K_u = (U_{cn} + \Delta U)_{l9\phi}/(U_{cn} + \Delta U)_{9\phi} \ge 0.95$ , при положительном добавляемом напряжении со скважностью импульсов 0.5. Однако, лишь при допустимо малых амплитудах напряжения добавки  $\Delta U^* < 0.1$ , коэффициент искажения (несинусоидальности)  $K_{nc} = \sqrt{\Delta U^2 - \Delta U^2}_1 / U_1$  удовлетворяет требованиям ГОСТ 32144-2013  $K_{nc} \le 0.12$ . При расчете коэффициента трансформации вольтодобавочного трансформатора  $W_2/W_{11} = \Delta U_M/U_M$ , необходимо учитывать данный вывод [72].

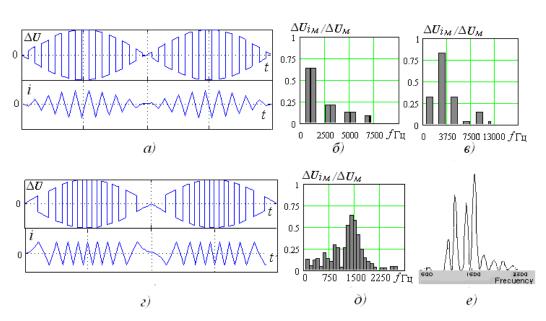


Рисунок 2.16 — Диаграммы тока i(t), диаграммы напряжения  $\Delta u(t)$  и спектральные диаграммы напряжения, отображающие работу компьютерной модели регулирующего устройства при переключениях равных интервалов (a),  $(\delta)$ ,  $(\epsilon)$  и при переключениях равноинтегральных  $(\epsilon)$ ,  $(\delta)$ ,  $(\epsilon)$  [72].

У варианта, указанного на рисунке 2.16 (a,6,8) существует главный недостаток - наличие в напряжении сетевой огибающей низкой частоты. Однако, существует возможность модуляционным способом устранить влияние данной сетевой огибающей низкой частоты на форму тока. Эта возможность заключается в том, что разностное уравнение получается методом припасовывания. Данное уравнение определяет зависимость значения тока активно-индуктивной цепи, которое пребывает в начале и в конце n-го периода под указанным напряжением несущей частоты. Рассмотренный метод описывается следующим уравнением:

$$i[n+1] = i[n] \cdot e^{-(\Delta \Delta t_2/\tau_2 + \Delta \Delta t_1/\tau_1)} + e^{-\Delta \Delta t_2/\tau_2} \cdot \sin(\omega t_{1n} - \varphi) - \Longrightarrow$$

$$\Rightarrow -e^{-(\Delta \Delta t_2/\tau_2 + \Delta \Delta t_1/\tau_1)} \cdot \sin(\omega t_n - \varphi),$$
(2.1)

где  $t_n=nT$ ,  $t_{In}=0 \div nT+\Delta t_{In}$  — границы длительности n=0,1..N-1 -го импульса напряжения, начинающего отсчет с первой полуволны напряжения сети (t=0);

 $\Delta t_{In}$ ,  $\Delta t_{2n}$  — время продолжительности импульса напряжения и паузы;

 $\tau_{\it I}, \ \tau_{\it 2}$  — временные постоянные цепи на принимаемых интервалах;

T — период такта несущей частоты;

 $\varphi$  – угол фазы нагрузки;

 $\omega$ — круговая сетевая частота.

Если на определенных границах рассматриваемого промежутка времени приравнять значения тока i[n+1]=i[n], то можно получить необходимое требование, соответствовать которому должны временные интервалы между процессами коммутации, приводящие в свою очередь в установившемся режиме к неизменности мгновенных значений тока:

$$\lim i[n] = \frac{e^{-\Delta t_{2n}/\tau_2} S_n}{1 - e^{-\Delta t_{2n}/\tau_2}}, \quad \text{при } \tau_1 \to \infty; \quad \varphi \to \pi/2.$$
 (2.2)

Из приведенного уравнения (2.2) можно сделать вывод о том, что приведенную неизменность значений i[n]=const возможно воспроизвести, в интервале времени всей полуволны напряжения сети  $T_0 = \pi/\omega$ , обеспечивая

равенство не только импульсных вольт-секундных площадей, но и пауз между этими импульсами:  $S_n = \int_{\omega_n}^{\omega_{1n}} \sin(\omega t) dt = \cos(\omega t_n) - \cos(\omega t_{1n}) = const;$   $\Delta t_{2n} = const$  (2.3).

Имеет место указать то, что данные меры будут максимально эффективными тогда, когда в составе общего сопротивления цепи  $\tau_1 \rightarrow \infty$ ;  $\varphi \rightarrow \pi/2$  присутствует достаточно большая составляющая реактивного характера. Причем, если временные постоянные цепи на принимаемых интервалах будут стремиться к нулю ( $\tau_1 \rightarrow 0$ ,  $\tau_2 \rightarrow 0$ ), то это приведет к тому, что отсутствует единственное решение указанного под номером (2.1) уравнения, так как оно имеет всего лишь один корень, равный нулю [72].

Из рассмотренных выше методов выявлено, что процесс уменьшения в цепи индуктивного сопротивления может преобразовать достаточное действие над нахождением одинаковых вольт-секундных площадей импульсов напряжения в единственное, необходимое для решения поставленной задачи требование [72].

Известный при широтно-импульсной модуляции способ задания на выходе регулирующего устройства импульсов, отвечающих за коммутацию транзисторов заключается в том, чтобы определить моменты времени, в которых сигналов управления x(t) равен опорному сигналу  $x_{on}(t)$ , изменяющегося по циклическому закону [68, 81, 84, 108]. Если сигнал  $x_{on}(t)$  будет создаваться постоянным интегрированием напряжения сети с изменением его знака в выходной сигнал интегратора достигает моменты времени, в которых максимального порогового уровня  $x_{on}(t) \ge x_{on(MAKC.)}$ , то можно получить неизменное равенство вольт-секундных импульсных площадей [72, 85-97]. На рисунке 2.17 представлены диаграммы, иллюстрирующие процесс получения в схеме импульсного регулятора равноинтегральных переключений. На рисунке 2.17 также видно, что по причине автоматического изменения частоты опорного сигнала, возникающего сразу же за переменами в огибающей линии сигнала напряжения сети, достигается равенство импульсных площадей [72, 85-97].

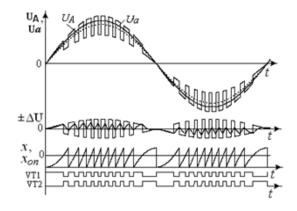


Рисунок 2.17 - Диаграммы работы импульсного регулятора напряжения с вольтодобавочным трансформатором в режиме равноинтегральных переключений [34].

Результатами анализа гармонического состава напряжений, происходит подтверждение этих выводов. Гармонический состав напряжения, указанного на рисунке 2.17 определяется умножением напряжения сети на коммутационную функцию, переменного знака, при обязательном условии того, что отношение модуляционной частоты к сетевой частоте имеет место четное значение k=f/50 = 2,4,...

$$\Delta u(t,k) = h(t,k) \cdot \sin(\omega t), \tag{2.4}$$

$$_{\Gamma \text{Де}} \qquad h(t,k) = rac{4}{\pi} \sum_{i=1,2,3,1}^{\infty} rac{1}{2i-1} \sin((2i-1)\omega kt)$$
 - переключательная функция,

представленная в виде ряда Фурье;

 $sin(\omega t)$  – выраженное в относительных единицах напряжение сети.

Произведя математические операции над выражением (2.4), получим следующее:

$$\Delta u(t,k) = \frac{2}{\pi} [\cos(k-1)\omega t - \cos(k+1)\omega t + \frac{1}{3}\cos(3k-1)\omega t - \frac{1}{3}\cos(3k+1)\omega t + \dots].$$

Следовательно, полученное напряжение имеет в своем составе боковые комбинационные гармонические составляющие нечетного порядкового номера с частотами равные соотношению  $((2i-1)k\pm 1)\omega$ , где i=1,2,3,... – порядковый номер гармонической составляющей.

Существует обратно пропорциональная зависимость между значениями амплитуд указанных гармоник и средним порядковым номером каждой пары.

Если при наличии нечетного значения соотношения между частотой модуляции и частотой сети k=1,3,..., то в гармоническом составе напряжения кроме указанных боковых комбинационных гармонических составляющих, появляются такие гармоники как: основная составляющая с несущей частотой  $k\omega$ , и кратные ей нечетные гармоники  $(2i-1)k\omega$  порядка (рисунок 2.16 (в)). Негативное воздействие на качество выходных напряжения и тока, пульсациями с частотой сети, выражается изменением огибающей сигнала модуляции низкой частоты.

Эти изменения, в соответствии с теорией амплитудно-импульсной модуляции, представляют собой результат геометрического попарного сложения боковых гармонических составляющих. Таким образом, ликвидировать пульсации низких частот можно снижением количества указанных пар гармоник. В процессе амплитудно-импульсной модуляции присутствует наличие всех комбинационных гармонических составляющих, тем самым препятствуя решению этой задачи при применении избирательных фильтров. Однако, результаты компьютерного моделирования (рисунок 2.16 (г)) указывают на то, что одновременное применение способов время-импульсной и амплитудной модуляции, дает предпосылки в решении данной задачи. Спектральный анализ гармонического состава напряжения, проведенный в программном пакете пакета SPTool (MatLab), подтвердил, что в составе напряжения  $\Delta U(t)$  отсутствуют гармоническая сетевая составляющая и указанные выше гармонические пары, при работе в режиме равноинтегральных переключений (рисунок 2.16 (е)) [72].

Из результатов математического расчета и представленной спектрограммы, полученной в процессе моделирования(рисунок 2.16 (д)), видно, что гармоническая составляющая с наиболее низкой частотой изображенного спектра не достигает превышения 10% значения амплитуды напряжения сети, в связи с этим с постоянным значением амплитуды происходят изменения тока i(t) на высокой частоте [72, 85-97].

Также важной задачей является снижение массогабаритных показателей вольтодобавочного трансформатора. Бесспорным фактом является то, что эти

показатели имеют обратную зависимость от частоты изменений тока и напряжения в первичной обмотке вольтодобавочного трансформатора.

Мощность трансформатора, который используется для создания положительного добавляемого напряжения, в несколько раз меньше мощности нагрузки. Определяется она по формуле:

Sbt=Shom· $\Delta$ U/U1 (BA),

где Sвт - мощность трансформатора, используемого для создания добавочного напряжения, BA;

Sном - полная мощность нагрузки, BA;

ΔU - величина необходимого добавочного напряжения, В;

U1 - напряжение сети, к которой подключается вольтодобавочный трансформатор, В.

Например, при необходимой величине положительного добавляемого напряжения  $\Delta U$ =22 В, мощности нагрузки Shom=1000 ВА и напряжении сети U1=220 В, мощность вольтодобавочного трансформатора составит всего Sвт=100 ВА, т.е. в 10 раз меньше мощности нагрузки. Следовательно, габариты, масса и стоимость такого вольтодобавочного устройства относительно невелики.

Важно отметить, что габаритная мощность вольтодобавочного трансформатора будет меньше чем у обычного трёхфазного трансформатора, рассчитанная на одинаковую нагрузку.

## 2.4.3 Анализ магнитного состояния сердечника вольтодобавочного трансформатора в схеме регулирующего устройства при равноинтегральных переключениях

Существенно снизить значения массогабаритных показателей, предоставляется реальным при полученных в результате проведенного исследования, изменений гармонического состава напряжения первичной

обмотки вольтодобавочного трансформатора, поскольку параметры магнитопровода этого трансформатора определяются исходя из модулирования на высокой несущей частоте. Несомненно также появляются предпосылки для увеличения надёжности регулятора, импульсного принципа работы, при этом повышая его перегрузочную способность. Учитывая известный факт о том, что импульсная форма питающего напряжения и прямоугольная форма гистерезисной петли намагничивания трансформаторов пульсирующими схемах cпереключениями, приводят к большей возможности перехода в область насыщения рабочей точки [34, 41]. Продемонстрируем, что в рассматриваемом режиме риск возможной аварии сводится к нулю, поскольку изменение значения индукции в заданном диапазоне, имеющая зависимость от значения питающего напряжения, гарантируется выравниванием интегральных значений импульсов этого питающего напряжения квазисинусоидальной формы. Для определения величины B в каждый момент времени, необходимо проинтегрировать все значения питающего напряжения и привести к параметрам магнитопровода:

$$B_{m} = \frac{1}{w_{1}S} \int_{nT}^{nT + \Delta t_{u}} U_{m} \sin \omega t d\omega t \leq B_{S},$$

где  $w_{I}$ , - количество витков первичной обмотки вольтодобавочного трансформатора;

s -площадь сечения магнитопровода вольтодобавочного трансформатора.

Необходимо провести анализ магнитного состояния сердечника с учетом петли гистерезиса и привести исходные уравнения Т-образной схемы замещения, работающей в два такта, рассматриваемого вольтодобавочного трансформатора для получения подтверждения этого свойства:

$$\begin{cases} e(t) - w_{1} \frac{d\Phi}{dt} = i_{1}r_{1} + L_{s1} \frac{di_{1}}{dt}; \\ w_{1} \frac{d\Phi}{dt} = i'_{2} (r'_{2} + r'_{H}) + (L'_{s2} + L'_{H}) \frac{di'_{2}}{dt}; \\ i_{0} = i_{1} + i'_{2}; \end{cases} \begin{cases} w_{1} \frac{d\Phi}{dt} = w_{1}s \frac{dB(H)}{dt}; \\ H = \frac{w_{1}}{l}i_{0}, \end{cases}$$
(2.5)

где  $\Phi$  - главный магнитный поток в сердечнике вольтодобавочного трансформатора;

B — магнитная индукция;

H - напряженность магнитного поля;

 $L_{sl}$ , - индуктивность рассеяния первичной обмотки

 $L'_{s2}$ ,  $L'_{\scriptscriptstyle H}$  - приведенные значения индуктивности вторичной обмотки и нагрузки;

 $r_{l}, r'_{2}, r'_{H}$  - активные сопротивления указанных цепей;

l - длина средней линии магнитопровода;

 $e(t) = h(t) \cdot sin(\omega t)$  – питающее напряжение первичных обмоток;

 $h(t) = \pm 1 - функция коммутации.$ 

Кривую намагничивания B(t)=f(H(t)) можно извлечь из процедуры аппроксимации одним уравнением восходящей (при h(t)=-1) и нисходящей (при h(t)=+1) ветвей гистерезисной петли намагничивания. Функция гиперболического тангенса является базой для этого уравнения:

$$B(t) = B_{S} \cdot th(\frac{H(t) \pm H_{C}}{H_{C}}) = B_{S} \frac{\exp(\frac{H(t) + h(t) \cdot H_{C}}{H_{C}}) - \exp(\frac{H(t) + h(t) \cdot H_{C}}{H_{C}})}{\exp(\frac{H(t) + h(t) \cdot H_{C}}{H_{C}}) + \exp(\frac{H(t) + h(t) \cdot H_{C}}{H_{C}})}, \quad (2.6)$$

где  $H_C$  – коэрцитивная сила, соответствующая техническими условиям по предельной гистерезисной петли намагничивания при B=0.

Описанная выше задача разрешается, при нахождении решения полной системы уравнений вольтодобавочного трансформатора, которая приведена ниже в виде ряда Коши:

$$\begin{cases}
\frac{di_{1}}{dt} = -i_{1}(a + \frac{bL'_{s2}f_{2}}{f_{3}}) - i'_{2}c + i_{0} \frac{L_{s1}L'_{s2}r'_{2}f_{2}}{f_{3}} + h(t) \cdot \sin(\omega t) \cdot (\frac{1}{L_{s1} + L'_{s2}} - \frac{{L'_{s2}}^{2}f}{f_{3}}); \\
\frac{di'_{2}}{dt} = -i_{1}(a + \frac{bL_{s1}f_{2}}{f_{3}}) - i'_{2}c + i_{0} \frac{L_{s1}^{2}r'_{2}f_{2}}{f_{3}} + h(t) \cdot \sin(\omega t) \cdot (\frac{1}{L_{s1} + L'_{s2}} - \frac{L'_{s2}L_{s1}f}{f_{3}}); \\
\frac{di_{0}}{dt} = i_{1} \frac{bf_{2}}{f_{3}} - i_{0} \frac{L_{s1}r'_{2}f_{2}}{f_{3}} + h(t) \cdot \sin(\omega t) \cdot \frac{L'_{s2}f_{2}}{f_{3}},
\end{cases} (2.7)$$

где 
$$a = \frac{r_1}{L_{s1} + L'_{s2}};$$
  $b = r'_2 L_{s1} - r_1 L'_{s2};$   $c = \frac{r'_2}{L_{s1} + L'_{s2}};$   $\alpha = \frac{4w_1^2 s}{H_C l};$   $f_3 = (L_{s1} + L'_{s2})\alpha f_1 + L_{s1} L'_{s2} f_2.$ 

При подставлении в систему  $H(t)=w_1i_0(t)/l$  и проведении дифференцирования уравнения (2.6), можно в функции тока намагничивания вывести зависимость ЭДС индукции, участвующую в анализе:

$$E = w_1 \frac{d\Phi}{dt} = \frac{4w_1^2 s f_1}{H_C l f_2} \cdot \frac{di_0}{dt},$$
 (2.8)

где  $f_I(i_0) = exp2((w_Ii_0(t)/H_Cl)+h(t))$ ;  $f_2(i_0) = (1+f_I)^2$ .

Полученные в ходе математических выкладок выражения открывают возможность для анализирования в базисе переменных "напряжённость/индукция", при этом необходимо определить (H) за аргумент, а функцией принять (B). Предполагая, что импульсное регулирующее устройство с вольтодобавочным трансформатором работает в режиме источника тока, можно определить в функции тока намагничивания закон изменения напряженности  $H(i_0)$ , после чего, подставить в (2.6)  $B_S = B_m$ , все эти действия позволяют выяснить с помощью (2.5), (2.6) характер изменения во времени индукции B(H) (рисунок 2.18) [61].

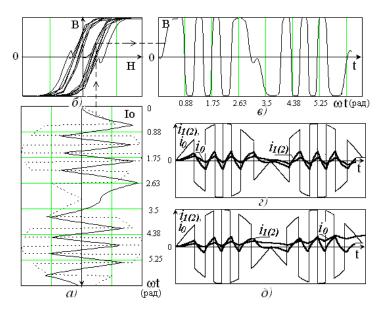


Рисунок 2.18 – Графики для анализирования магнитного состояния сердечника вольтодобавочного трансформатора в схеме импульсного регулирующего устройства [72].

На рисунке 2.18 (б) представлены графики в виде частных циклов гистерезисной петли намагничивания, а на рисунке 2.18 (в) временные графики B(t), полученные в результате расчётов, проведённых в пакете MathCad.

Анализируя полученные графики, можно получить представление магнитном состоянии вольтодобавочного трансформатора меняющемся в процессе пуска с нулевых начальных условий [61]. Из графиков, приведенных на рисунке 2.18 можно выявить то, что изменения тока намагничивания  $i_0(t)$ протекают одновременно с корректировкой гистерезисной петли, при этом выход рабочей точки за пределы области линейного участка характеристики не происходит. Поэтому на графиках нет наличия каких-либо доказательств перенасыщения - интервалов с постоянным значением индукции B(t) = const, и возрастаний значений токов намагничивания  $i_0(t)$  на графиках также нет. В результате исследования графиков токов  $i_1(i_2), i_0$ , указанных на рисунке 2.18 (г), даются предпосылки раскрыть такую способность вольтодобавочного трансформатора, возможность сохранять как различных условиях расшатывающих факторов систему (например: несимметрия электрических параметров двухтактной схемы замещения, резкие изменения амплитуды напряжения сети и др.) симметричный режим перемагничивания. Представить воздействие наибольшего количества из расшатывающих факторов систему, достигается в виде эквивалентной несимметрии вольт-секундных площадей питающего напряжения вольтодобавочного трансформатора. Эта нессиметрия пытается достичь нулевого значения в приведенных условиях. Проведенными математическими расчетами, а также на базе них проведенными компьютерными моделированиями, получено доказательство того, что всем известное явление «накапливание индукции» не возникает, пока несимметрия вольт-секундных напряжения вольтодобавочного трансформатора площадей питающего не превысит определённого уровня пороговых значений.

Для параметров магнитопровода, применяемых в компьютерном моделировании, был принудительно создан уровень пороговых значений, которые находились в диапазоне от 1 до 1,5%. Не менее 1-1,5 мкс. составило это пороговое

значение несимметрии управляющих импульсов при частоте модулирования равной 600 Гц. Выход за пределы указанного порогового диапазона, предоставляет возможность к выходу рабочей точки в область насыщения гистерезисной петли насыщения и, в свою же очередь, привести к аварийному возрастанию токов  $i_0(t)$  и  $i_1(t)$ , данная зависимость отражена на рисунке 2.18 (д) [61].

Примечание. Параметры магнитопровода:  $H_c$ =40 A/м;  $w_I$  = 100; s=  $4 \cdot 10^{-4}$   $m^2$ ; l=0.125 м;  $r_I$ =  $r^{'}_2$ =  $7 \cdot 10^{-3}$  Ом;  $r_{_H}$  =1 Ом;  $L_{_SI}$  = $L^{'}_{_{_S2}}$  =  $0.2 \cdot 10^{-6}$  Гн;  $L_{_H}$ =0.

Надобность раздельного регулирования напряжения каждой фазы в отдельности в статорных обмотках асинхронного двигателя пропадает, обеспечивая достижимую вероятность максимально допустимого снижения массогабаритных показателей и минимизации общей схемы регулирующего устройства в целом.

#### 2.5 Разработка и исследование энергетически эффективной цепи защиты трансформаторно-транзисторного модуля от коммутационных перенапряжений

Коммутационные перенапряжения возникают из-за э.д.с индукции, которая наводится в элементах индуктивного сопротивления регулятора, а также в сети питания в те моменты, когда силовой транзистор создает резкое прерывание тока Широко применяемой мерой нагрузки. защиты OT коммутационных перенапряжений транзисторных ключей является параллельное подключение резистивно-емкостной цепи (снаббер), работающая по принципу рассеивания избыточной электромагнитной энергии коммутации в резисторе. Однако, в виду значительности энергии коммутации, данное решение ведёт к предельно большим потерям электроэнергии и в свою же очередь заметному снижению коэффициента всего электропривода в целом. Техническая сущность полезного действия эффективной создания энергетически цепи трансформаторнозащиты

транзисторного модуля от коммутационных перенапряжений направлена на уменьшения коммутационных перенапряжений с отсутствием возможных коммутационных потерь электроэнергии и соответствующее ограничение в уменьшении коэффициента полезного действия.

Для достижения указанных целей в схему регулирующего устройства включается цепь защиты от коммутационных перенапряжений (рисунок 2.19), выполненная на базе фильтрующего полярного конденсатора, переключающего транзистора и двух разделительных диодов с объединёнными катодами.

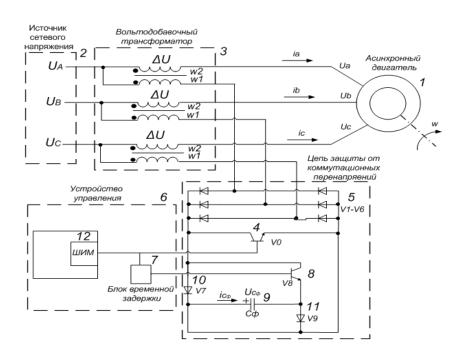


Рисунок 2.19 – Принципиальная схема регулирующего устройства с цепью защиты от коммутационных перенапряжений [55].

Указанные разделительные диоды предназначены для подключения полярного конденсатора фильтра параллельно к зажимам постоянного тока указанного трёхфазного диодного моста, при этом первый разделительный диод служит для присоединения положительной обкладки полярного конденсатора фильтра, а второй разделительный диод — для присоединения отрицательной обкладки полярного конденсатора фильтра в направлении тока заряда полярного конденсатора фильтра, при этом аноды указанных разделительных диодов соединены коммутирующим транзистором в направлении тока разряда

указанного фильтрующего полярного конденсатора. Также в состав схемы регулирующего устройства необходимо добавить для переключающего транзистора блок задержки управляющих импульсов [55, 108].

Как отмечалось, периодические переключения силового транзистора сопровождаются выделением на индуктивных элементах тока нагрузки значительных коммутационных перенапряжений. Традиционное ограничение этих перенапряжений осуществляется с помощью полярного конденсатора фильтра, подключаемого параллельно индуктивным элементам с помощью трёхфазного диодного моста.

Как показано на рисунке 2.20, повторяющийся односторонний процесс заряда конденсатора в данной схеме способен привести к накапливанию обкладках и, соответственно, к возрастанию уровня напряжения на его перенапряжений превышающих напряжение пробоя до величин, полупроводниковых приборов и изоляции обмоток трансформатора.

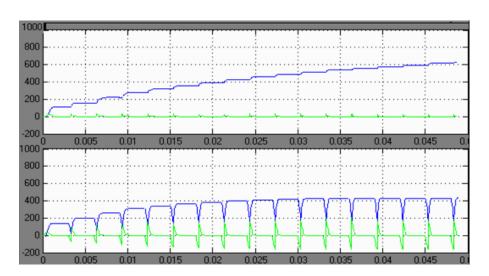


Рисунок 2.20 — Результаты компьютерного моделирования, подтверждающие эффективность предлагаемого исполнения энергетически эффективной цепи защиты трансформаторно-транзисторного модуля от коммутационных перенапряжений на основе полярного конденсатора фильтра [55].

Устранение накапливания заряда конденсатора осуществляется за счёт создания режима двухстороннего обмена энергией конденсатора с индуктивными элементами защищаемых цепей [108].

Представленные результаты компьютерного моделирования позволяют сравнить эффективность предлагаемого исполнения энергетически эффективной цепи защиты трансформаторно-транзисторного модуля от коммутационных перенапряжений на основе полярного конденсатора фильтра.

Доказывается то, что при периодическом переводе фильтрующего полярного конденсатора в режим «частичного разряда-заряда», обеспечивается возможность стабильного поддержания на заданном уровне коммутационных перенапряжений без необходимого процесса в разрядном резисторе рассеивания энергии [108].

Необходимо подчеркнуть, что в динамических режимах работы электропривода при применении предлагаемой цепи защиты трансформаторнотранзисторного модуля от коммутационных перенапряжений, повышаются перегрузочная способность и надёжность работы силового транзисторного ключа, а также в целом улучшаются энергетические показатели всего регулирующего устройства.

#### 2.6 Выводы ко второй главе

- 1. Местом нахождения коммутационного аппарата для регулирования напряжения на основе неуправляемого выпрямителя может служить нулевая точка статорных обмоток электродвигателя или установленного на сетевом входе вольтодобавочного трансформатора, при этом отмечается наличие нескольких положительных свойств моновентиля.
- 2. Моновентильные ключи могут служить средством унифицированного исполнения целого ряда асинхронных электроприводов с улучшенной электромагнитной совместимостью. Объединяющим элементом этих приводов является импульсный регулятор в виде трансформаторно-транзисторного модуля с полупроводниковыми ключами в первичных обмотках трёхфазного

вольтодобавочного трансформатора, число которых обуславливает возможность работы в одном или нескольких квадрантах механических характеристик.

- 3. Выбор IGBT объясняется такими решающими преимуществами по сравнению с обычными биполярными транзисторами, как высокое сопротивление входной управляющей цепи, исключающее предварительное усиление управляющего сигнала по току, малые остаточные параметры в ключевом режиме работы, высокое быстродействие и надежность в режимах с возможными перегрузками и перенапряжениями.
- 4. Вольтодобавочный трансформатор это надежное и высокотехнологичное оборудование, которое решает вопрос об увеличении пропускной способности линий электропередач с оптимальными временными и финансовыми затратами, а также снижает суммарные нелинейные искажения (уменьшает число гармоник).
- 5. Питание асинхронных электроприводов осуществляют через регуляторы переменного напряжения, как правило, содержащие в своих схемах силовые трансформаторы или вольтодобавочные трансформаторы, переключение первичной обмотки которых осуществляется с помощью полупроводниковых ключей. Анализируя данные зависимости можно сделать вывод о том, что во всем интервале возможных приемлемых значений добавочного напряжения, значение коэффициента искажения синусоидального выходного напряжения сохраняется на нормативно допустимом уровне.
- 6. На интервалах работы в установившемся режиме применение регулирующего устройства может быть ориентировано на симметрирование и стабилизацию питающего асинхронный двигатель напряжения. Квазисинусоидальная форма тока статорных обмоток асинхронного двигателя, содержащая минимальное количество гармоник высших частот, является важнейшим условием сохранения энергетических показателей на высоком уровне. Если изменениям в процессе регулирования подлежит статорных обмоток, при помощи добавочного напряжения напряжения

модулируемого широтно-импульсным способом, то можно выполнить эту задачу, сохранения энергетических показателей на высоком уровне.

- 7. Существенно снизить значения массогабаритных показателей, предоставляется реальным при изменении гармонического состава напряжения первичной обмотки вольтодобавочного трансформатора, поскольку параметры магнитопровода этого трансформатора определяются исходя из модулирования на высокой несущей частоте. Несомненно также появляются предпосылки для увеличения надёжности регулятора, импульсного принципа работы, при этом повышая его перегрузочную способность.
- 8. Коммутационные перенапряжения возникают из-за ЭДС индукции, которая наводится в элементах индуктивного сопротивления регулятора, а также в сети питания в те моменты, когда силовой транзистор создает резкое прерывание тока нагрузки. Техническая сущность создания энергетически эффективной цепи защиты трансформаторно-транзисторного модуля коммутационных перенапряжений направлена на уменьшения коммутационных перенапряжений c отсутствием коммутационных возможных потерь электроэнергии и соответствующее ограничение в уменьшении коэффициента полезного действия.

# ГЛАВА З ПОСТРОЕНИЕ РЯДА ЭНЕРГОСБЕРЕГАЮЩИХ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ НА ОСНОВЕ УНИФИЦИРОВАННОГО ТРАНСФОРМАТОРНО-ТРАНЗИСТОРНОГО МОДУЛЯ

#### 3.1 Одновентильная схема трансформаторно-транзисторного модуля для управления режимом плавного пуска асинхронного двигателя

С целью повышения технико-экономических показателей пускового режима асинхронного двигателя необходима разработка устройства с минимизированным количеством полупроводниковых элементов-вентилей И практически синусоидальной формой тока статорных обмоток. Чтобы достичь эти показатели необходимо построить схему регулирующего устройства на базе трехфазного вольтодобавочного трансформатора. Особенностью включения схему разрабатываемого регулятора этого трансформатора является то, что типом соединения между собой первичных обмоток является звезда, при этом клеммы первых выводов подключены к источнику напряжения, в данном случае представленного электрической сетью общего назначения. Важно отметить, что функции нулевой точкой этой звезды будет выполнять трехфазный диодный мост, к зажимам переменного тока которого подключены вторые выводы первичных обмоток вольтодобавочного трансформатора. При этом к зажимам постоянного тока трехфазного диодного моста в прямом направлении включен единственный в данной схеме полупроводниковый вентиль, выполняющий роль ключевого элемента. В качестве этого ключевого элемента представлен биполярный IGBTтранзистор, управление которым осуществляется широтно-модулированным импульсным сигналом высокой частоты, поступающего с выхода устройства широтно-импульсной модуляции. Что касается особенности включения вольтодобавочного трансформатора, вторичных обмоток TO ЭТИ обмотки

включены по отношению к статорными обмотками асинхронного двигателя встречно-последовательно и присоединены к той же электрической сетью общего назначения, создавая дополнительное напряжения отрицательного знака [55, 71-74, 77, 85-108, 133, 134].

## 3.1.1 Принципы построения асинхронного электропривода на базе одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля

Принципиальная схема асинхронного электропривода представлена на рисунке 3.1.

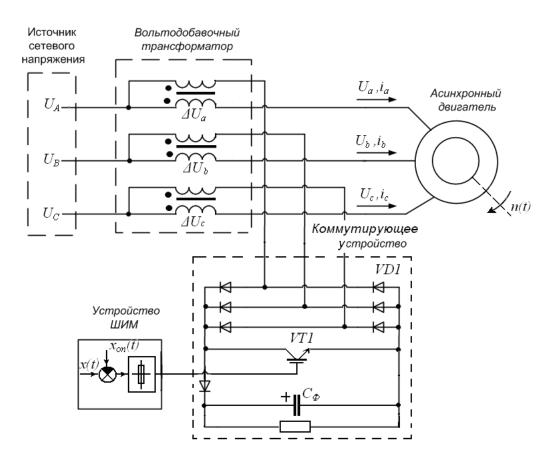


Рисунок 3.1 – Схема асинхронного электропривода на основе одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля.

В своем составе этот электропривод имеет предлагаемое регулирующее устройство, построенное по оптимизированной схеме на базе одного силового транзистора, включенный в цепь вольтодобавочного трансформатора и осуществляющего одновременное регулирование напряжение всех трех фаз. Этот транзистор VTI, присоединенный к зажимам постоянного тока диодного моста VDI, выполняет функции нулевой точки соединенных первичных обмоток вольтодобавочного трансформатора по схеме звезды.

В этой схеме можно увидеть, что коммутационные переключения состояний транзистора, обеспечивают трансформаторно-транзисторный модуль возможностью одновременного регулирования дополнительного напряжения отрицательного знака во всех трёх фазах обмоток статора асинхронного двигателя. Важно отметить, что данный процесс одновременного регулирования напряжения дополнительного напряжения отрицательного знака во всех трёх фазах осуществляется без образования пауз в форме кривой выходного напряжения, что в свою очередь обеспечивает создание практически идеальных форм токов как на сетевом входе, так и в обмотках статора асинхронного двигателя [55, 71-74, 77, 85-108, 133, 134].

Учитывая TOT факт, ЧТО переключений состояний В моменты транзисторного ключа VT1, возникают коммутационные перенапряжения, по появления которых В первичных обмотках вольтодобавочного трансформатора создается сверхдопустимая электромагнитная энергии. Для устранения отрицательных последствий коммутационных перенапряжений в схему трансформаторно-транзисторного модуля выводится схема защиты от коммутационных перенапряжений, представляющая собой RC-цепь, подключенная параллельно транзистору через разделительный диод. В цепи защиты от коммутационных перенапряжений конденсатор  $C_{\phi}$  выполняет роль демпфирующего фильтра.

Технико-экономический эффект при применении одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля в составе асинхронного электропривода достигается уменьшением количества силовых полупроводниковых элементов (в

известных схемах устройств, являющиеся аналогами разрабатываемого устройства, применяется как минимум шесть, а в схеме трансформаторнотранзисторного модуля — один), а также, образованием в процессе модуляции, происходящей на высокой частоте, беспрерывной практически синусоидальной формы кривой тока статорных обмоток. При том, что под воздействие высокочастотной модуляции попадает уменьшаемая в процессе пускового режима часть статорного напряжения асинхронного двигателя.

Важно отметить и другие положительные результаты, которые могут быть достигнуты применением трансформаторно-транзисторного модуля, в качестве пускового элемента для асинхронного двигателя, а так же элемента стабилизации напряжения питания:

- уменьшение броска пускового тока не менее чем на 50%;
- отказ от применения дорогостоящих устройств компенсации реактивной мощности, из-за существенного снижения потребляемой реактивной мощности асинхронным двигателем в режиме пуска;
- устранение падений напряжений в сети, за счет перевода трансформаторно-транзисторного модуля в режим стабилизации;
- снижение износа и увеличение срока службы электрической и механической части электропривода, за счёт снижения влияния больших пусковых токов и так далее.

Необходимость введения В схему регулирующего устройства вольтодобавочного трансформатора, который также является главным элементом разрабатываемого трансформаторно-транзисторного модуля, оправдана достаточно низким значением такого важного технического параметра, как габаритная мощность, а также коротким временным интервалом работы этого трансформатора. Повышение технико-экономических показателей асинхронного электропривода достигается при применении вольтодобавочного трансформатора [55, 71-74, 77, 85-108, 133, 134].

Асинхронный электропривод, построенный на базе одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля найдет применение во всех отраслях промышленности и сельского хозяйства в таких технологических агрегатах, как:

- центрифуги, обладающие достаточно большими инерционными массами, требуют определенного времени для набора необходимых оборотов, а применение одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля позволит плавно разогнать центрифугу, при этом защитит и двигатель, и механизм центрифуги от значительных динамических воздействий, передаваемые на вал двигателя [17];
- вентиляторы, по характеру работы подобны центрифугам, также как и центрифуги, вентиляторы имеют значительные инерционные массы, которые в свою очередь требуют длительного времени на разгона. Данные промышленные механизмы большую часть (больше 60%) от общего рабочего времени находятся длительно-продолжительного включения, режиме TO есть достаточно временной промежуток работа асинхронного двигателя промышленных механизмов происходит в режиме холостого хода или двигатель работает с коэффициентом мощности, находящегося на низком уровне. Этот режим работы не так часто объясняется технологической необходимостью, как чаще обычного обусловлен стремлением устранить отрицательные воздействия на качественные показатели электроэнергии И напряжения электрических распределительных сетей общего назначения, токов асинхронных двигателей возникающие в режиме его запуска. Учитывая указанное выше, предлагается длительно-продолжительного перевести работу асинхронного двигателя с повторно-кратковременный включения на режим работы, ДЛЯ работы асинхронного электропривода при минимальном энергопотреблении. При этом количество запусков асинхронного двигателя увеличится, однако, применение одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля обеспечит плавность этих запусков [17];
- ткацкие станки, швейные машины, металлообрабатывающие станки, станки деревообрабатывающей промышленности, и другие станки и механизмы,

похожие по характеру нагрузки, в которых применение одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля с функцией энергосбережения в таких механизмах обеспечит существенно уменьшить количество потребляемой электроэнергии двигателями этих станков и механизмов, а также распределить нагрузку на электрические сети и снизить потребление реактивной мощности на предприятии;

- при пуске от сети ограниченной мощности одновентильная схема трансформаторно-транзисторного модуля осуществит запуск двигателя с ограничением пускового тока, при этом не перегружая электрическую сеть общего назначения даже при одновременном запуске нескольких станков или механизмов.

## 3.1.2 Амплитудное регулирование одновентильной схемой трансформаторно-транзисторного модуля статорного напряжения асинхронного двигателя

процессе осуществления регулирования образом, чтобы таким происходило монотонное снижение встречного напряжения обмоток вольтодобавочного трансформатора до нулевого уровня, предоставляется возможным достичь плавного увеличения величины напряжения в статорных обмотках асинхронного двигателя, с нуля до номинального значения  $U_{ch}$ .

$$U_{a(e,c)}(t) = U_{A(B,C)}(t) - \Delta U_{a(e,c)}(t) \rightarrow U_{cH}$$
 при  $\Delta U_{a(e,c)}(t) \rightarrow 0$ .

Необходимый закон регулирования напряжения статорных обмоток асинхронного двигателя определяется формой сигнала управления x(t) на входе с устройства широтно-импульсного модулирования. Этот сигнал в данном случае позволяет осуществить в начальный пусковой момент времени небольшой по длительности скачек статорного напряжения, с последующим монотонным возрастанием по линейному закону этого же напряжения.

Регулирование происходит за счет изменения времени длительности включенного и отключенного состояния транзисторного ключа в процессе каждого такта модуляции. Преимуществом трансформаторно-транзисторного модуля при регулировании напряжения статорных обмоток асинхронного двигателя является то, что существует возможность задать любую зависимость изменения дополнительного встречного напряжения, реализовать который может транзисторный ключ, получая ту или иную форму сигнала управления Uy с входа устройства широтно-импульсного модулирования. На рисунке 3.2 показана форма широтно-импульсного сигнала, получаемая на выходе с устройства широтно-импульсного модулирования [55, 71-74, 77, 85-108, 133, 134].

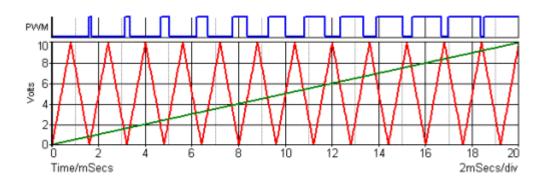


Рисунок 3.2 — Форма широтно-импульсного сигнала, получаемая на выходе с устройства широтно-импульсного модулирования.

Изменение значения встречного напряжение происходит по линейному монотонному закону на основном участке разгона, что в свою очередь обеспечивает такое же линейное монотонное увеличение значения результирующего статорного напряжения асинхронного двигателя.

В первый начальный момент запуска двигателя резкое нарастание управляющего сигнала Uy с нулевого значения необходимо для того, чтобы осуществить кратковременный скачкообразный сигнал напряжения и тока на статорных обмотках асинхронного двигателя, для обеспечения гарантированного сохранения быстродействия электропривода на уровне не ниже среднего.

При пуске увеличение значения напряжения в статорных обмотках асинхронного двигателя приведет к тому, что его электромагнитный момент будет плавно увеличиваться до номинального. На рисунке 3.3 представлены механические характеристики асинхронного двигателя, полученные в результате математического моделирования в программном пакете МАТСАD. Предельные характеристики 1 и 4 соответствуют соответственно минимальному и максимальному значению напряжения на статоре асинхронного двигателя, а характеристики 2 и 3 являются промежуточными.

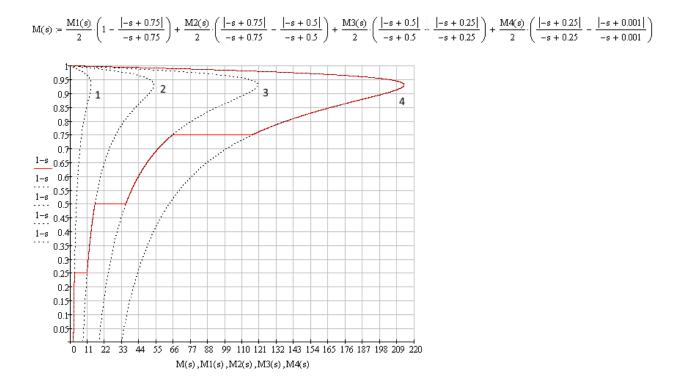


Рисунок 3.3 - Механическая характеристика асинхронного двигателя.

Изменение статорного напряжения асинхронного двигателя вызывает изменение его электромагнитного момента, что в свою очередь приводит к изменению угловой скорости двигателя. Данный вид регулирования скорости асинхронного двигателя в разомкнутой системе применим для электроприводов, не предъявляемых жёсткие требования к ширине диапазона регулирования, а точнее сказать, довольствуются малым диапазоном регулирования. Расширения функциональных возможностей принципа амплитудного регулирования можно достичь в замкнутых системах асинхронных электроприводов, с использованием,

в зависимости от технических требований, различные виды обратных связей (по скорости, по напряжению или по току статора асинхронного двигателя).

Одним из положительных результатов применения одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля было отмечено - устранение падений напряжений в сети, за счет перевода трансформаторно-транзисторного модуля по окончанию режима плавного пуска асинхронного двигателя в режим стабилизации сетевого напряжения питания двигателя.

В случаях, когда мощность нелинейных электропотребителей не превышает 10-15 %, каких-либо особенностей в эксплуатации системы электроснабжения не возникает. При превышении указанного предела появляются различные проблемы в эксплуатации. На рисунке 3.4 показана реальная часто встречающаяся искаженная форма напряжения в одной фазе в сравнении с синусоидальной.

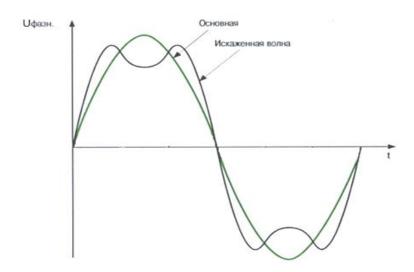


Рисунок 3.4 - Искажение синусоидального напряжения и появление гармонических составляющих в одной из фаз сети.

При переводе трансформаторно-транзисторного модуля режим В стабилизации, изменение сетевого напряжения вольтодобавочным трансформатором и транзисторным ключом будет производиться только в коридоре значений от -10(15) до +10(15) % от номинального значения сетевого напряжения. Работа трансформаторно-транзисторного модуля режиме периодической стабилизации необходима В периоды максимального

электропотребления всеми электроприемниками на промышленном объекте, либо в режиме постоянной стабилизации, когда промышленный объект слишком удалён от центра питания и имеет низкое качество сетевого напряжения.

Самым главным преимуществом стабилизатора на базе одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля является плавность регулировки напряжения и высокая точность стабилизации с сохранением квазисинусоидальной формы напряжения, данный стабилизатор может работать при больших перегрузках, недоступных другим стабилизаторам напряжения, и имеют широкий диапазон возможной регулировки.

## 3.1.3 Оценка энергетической эффективности трансформаторнотранзисторного модуля в составе асинхронного электропривода

Асинхронные двигатели, входящие В состав промышленных электроприводов, ежегодно за время своей работы потребляют около 75% всей вырабатываемой электрической энергии, процедура оценки И эффективности использования которой имеют огромное значение с технической и экономической точки зрения. В процессе анализа и оценки эффективности промышленного объекта с точки зрения энергопотребления, необходимо отделять энергетической эффективности самого технологического комплекса в совокупности с электроприводом, эффективность отдельного электропривода, основным энергетическим показателем которого является коэффициент полезного действия [17, 32, 33].

В настоящее время в развитии регулируемого асинхронного электропривода, по-прежнему остаются приоритетными и актуальными следующие направления:

- использование потенциальных конструктивных возможностей асинхронного двигателя на максимальном уровне;

- обеспечение соответствия асинхронного двигателя требованиям по качеству и диапазону регулирования;
- повышение энергетической эффективности применения асинхронного электропривода, а также улучшение его электромагнитной совместимости с питающей сетью.

Что касается повышения эффективности асинхронных электроприводов общепромышленных объектов, с точки зрения энергопотребления, то данное направление связано с уменьшением потерь мощности в приводе при осуществлении им заданных технологических операций по заданным графикам нагрузки, что в свою очередь связано с сохранением коэффициента полезного действия (КПД) на достаточно высоком уровне. К таким технологическим объектам можно отнести асинхронные электроприводы, работающие пускотормозных режимах (лифты, краны, вспомогательные позиционные механизмы прокатных станов и т.д.) или так называемых длительных режимах (вентиляторы, компрессоры, насосы, конвейеры и т.д.), при которых нагрузка имеет медленно изменяющиеся во времени значения. Важно отметить, что в длительном режиме отклонение нагрузки асинхронного электропривода от номинального значения приводит к снижению энергетической эффективности электропривода. В связи ЭТИМ возникает необходимость специальных технических средств, функцией которых является снижение потерь мощности в электроприводе, а также обладающие не менее важными функциями управления режимами пуска и торможения, то есть улучшающие технические характеристики привода в целом [51, 59].

В данном параграфе приведена оценка энергетической эффективности асинхронного электропривода с регулятором статорного напряжения, построенного на базе трансформаторно-транзисторного модуля.

На рисунке 3.5 приведена структурная схема энергетического баланса в асинхронном электроприводе, основанного на одновентильной схеме трансформаторно-транзисторного модуля, из которой видно, что

$$P_{
m BЫX} = P_{
m BX} - \Delta P_{
m TTM} - \Delta P_{
m AД}$$

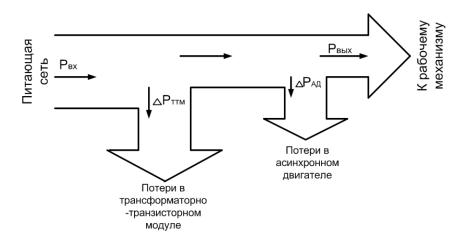


Рисунок 3.5 - Структурная схема энергетического баланса в асинхронном электроприводе, основанного на одновентильной схеме трансформаторно-транзисторного модуля.

Далее приведено более подробное рассмотрение каждой части. Потери в асинхронном двигателе  $\Delta P_{\rm AД}$  включают в себя постоянные (магнитные) потери ( $\Delta P_{\rm noct}$ ) и переменные (электрические) потери ( $\Delta P_{\rm nep}$ ). Потери мощности в асинхронном двигателе выражаются формулой:

$$\Delta P_{\rm AJI} = \Delta P_{\rm noct} + \Delta P_{\rm nep}$$

К постоянным потерями асинхронного двигателя относят потери, не зависящие от нагрузки:

- потери на возбуждение ( $\Delta P_{\text{воз}}$ ), возникающие в обмотке статора в процессе протекания по нему тока намагничивания;
- механические потери ( $\Delta P_{\text{мех}}$ ), которые можно разделить на потери трения ( $\Delta P_{\text{трения}}$ ), возникающие по причине трения в подшипниках, и вентиляционные потери ( $\Delta P_{\text{вен}}$ ), возникающие вследствие трения ротора и охлаждающего вентилятора электродвигателя о воздух. Постоянные потери мощности в асинхронном двигателе выражаются формулой:

$$\Delta P_{\text{пост}} = \Delta P_{\text{воз}} + \Delta P_{\text{мех}} = \Delta P_{\text{воз}} + \Delta P_{\text{трения}} + \Delta P_{\text{вен}}$$

Переменные потери ( $\Delta P_{\text{пер}}$ ) асинхронного двигателя зависят от нагрузки, к ним относятся электрические потери в статоре ( $\Delta P_{\text{ст}}$ ) и роторе ( $\Delta P_{\text{p}}$ ), возникающие из-за протекания тока в обмотках статора и ротора, соответственно,

и добавочные потери ( $\Delta P_{\text{доб}}$ ), возникающие по причине пульсаций индукции. Переменные потери в асинхронном двигателе выражаются формулой:

$$\Delta P_{\text{nep}} = \Delta P_{\text{cr}} + \Delta P_{\text{p}} + \Delta P_{\text{доб}}$$

Электрические потери в статоре определяются по формуле:

$$\Delta P_{\rm cT} = 3I_{\rm cT}^2 R_{\rm cT} \quad ,$$

где  $I_{\rm ct}$  - ток статора;  $R_{\rm ct}$  - активное сопротивление обмоток статора.

Электрические потери в роторе определяются как

$$\Delta P_{\rm p} = 3I_{\rm p}^2 R_{\rm p} = 3(I_{\rm p}')^2 R_{\rm p}'$$

где  $I_{\rm p}$  - ток ротора;  $R_{\rm p}$  - активное сопротивление обмоток ротора;  $I_{\rm p}'$  - приведенное значение тока ротора к току статора;  $R_{\rm p}'$  - приведенное значение активного сопротивления ротора к активному сопротивлению статора [125, 126].

Однако, электрические потери в роторе прямо пропорциональны скольжению, из этого следует, что работа асинхронного двигателя при малых значениях скольжения более энергоэффективна, в связи с тем, что с увеличением скольжения растут электрические потери в роторе.

Электроприводы большого количества общепромышленных технологических объектов очень часто имеют завышенную установленную мощность, в 2–3 раза превышающую необходимую, хотя, электроприводы некоторых механизмов (кузнечного оборудования, прессов, металлургических агрегатов, станков и др.) вследствие технологического характера работы, большую часть времени производственного цикла работают с недозагрузкой. Таким образом, можно выявить зависимость полной мощности асинхронного двигателя от его коэффициента загрузки.

Указанные ранее особенности одновентильной схемы трансформаторнотранзисторного модуля позволяют снизить энергопотребление недогруженного асинхронного двигателя при работе в зоне номинальной скорости, переведя двигатель с естественной ( $U_1 = U_{1\text{ном}}$ ) на регулировочную ( $U_1 < U_{1\text{ном}}$ ), характеристику (где  $U_1$ — действующее значение 1-й гармоники статорного

напряжения на выходе с трансформаторно-транзисторного модуля;  $U_{1\text{ном}}$  – действующее значение номинального напряжения питающей сети) [125, 126].

Этот режим проиллюстрирован на рисунке 3.6, где изображены естественная и регулировочная характеристики асинхронного двигателя при питании от одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля:

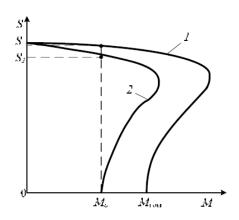


Рисунок 3.6 – Естественная (1) и регулировочная (2) характеристики асинхронного двигателя при питании от одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля.

Пояснения к рисунку: -  $M_{HOM}$  — номинальный момент двигателя;

-  $M_c$  – момент статической нагрузки;

- s1, s2 - скольжение на естественной и регулировочной характеристиках.

Важно иметь в виду то, что постоянные потери в асинхронном двигателе не зависят от нагрузки электропривода, а зависят от амплитуды и частоты питающего напряжения, величины магнитного потока и скорости вращения ротора, в свою же очередь, при изменении величины напряжения статора, значение переменных потерь также изменяется, по причине того, что изменяются значения токов в формулах для переменных потерь. Учитывая тот факт, что регулятор напряжения, построенного на базе одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля, на выходе имеет значение амплитуды и частоты питающего напряжения, равные значениям питающей сети. В момент пуска изменяемая высокочастотным широтно-импульсным способом форма выходного напряжения с трансформаторно-транзисторного модуля остается квазисинусоидальной, не приводящая к образованию пауз в форме тока статора.

Таким образом, учитывая выше изложенное можно сделать вывод о том, что при применении одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля, постоянные и переменные потери в асинхронном двигателе находятся на низком уровне.

Большинство современных асинхронных электродвигателей конструируется таким образом, чтобы максимальное значение коэффициента полезного действия ( $\eta_{max}$ ) достигалось при нагрузке, несколько меньшей номинальной, не смотря на это, в широком диапазоне нагрузок КПД двигателя остается на достаточно высоком уровне (80-95%) [125, 126].

Что касается потерь мощности в трансформаторно-транзисторном модуле, то суммарная мощность потерь составляет:

$$\Delta P_{TTM} = \Delta P_{BIIT} + \Delta P_B + \Delta P_{TK}$$
, где

 $\Delta P_{BJT}$  - потери мощности в вольтодобавочном трансформаторе,

 $\Delta P_B$  - потери в выпрямительном диодном мосте,

 $\Delta P_{TK}$  - потери в транзисторном ключе.

Потери мощности в вольтодобавочном трансформаторе ( $\Delta P_{BJT}$ ) включают в себя потери холостого хода ( $\Delta P_{XX}$ ), которые также называются магнитными, и потери короткого замыкания ( $\Delta P_{K3}$ ), которые также называются электрическими. Потери в вольтодобавочном трансформаторе можно выразить следующей формулой:

$$\Delta P_{B \Pi T} = \Delta P_{XX} + \Delta P_{K3}.$$

Потери холостого хода в трансформаторе не зависят от нагрузки и делятся на потери на вихревые токи ( $\Delta P_{XX1}$ ), и потери на гистерезис ( $\Delta P_{XX2}$ ):

$$\Delta P_{XX} = \Delta P_{XX1} + \Delta P_{XX2} .$$

Потери короткого замыкания в первичных ( $\Delta P_{K31}$ ) и вторичных ( $\Delta P_{K32}$ ) обмотках вольтодобавочного трансформатора можно представить следующей формулой:

$$\Delta P_{K3} = \Delta P_{K31} + \Delta P_{K32} = 3I_1^2 R_1 + 3I_2^2 R_2$$

где  $I_1$  и  $I_2$  - токи первичных и вторичных обмоток вольтодобавочного трансформатора, соответственно;  $R_1$  и  $R_2$  - активные сопротивления первичных и вторичных обмоток трансформатора, соответственно [125, 126].

На рисунке 3.7 изображена рабочая характеристика вольтодобавочного трансформатора, а именно зависимость  $\eta = f(P2)$ .

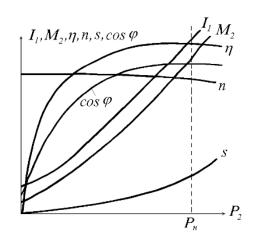


Рисунок 3.7 - Зависимость  $\eta = f(P2)$  вольтодобавочного трансформатора.

Зависимость  $\eta = f(P2)$  имеет обычный для электрических машин и трансформаторов вид, из этой зависимости следует то, что КПД принимает малые значения, при малых нагрузках, когда на общие потери мощности в трансформаторе сильное влияние имеют постоянные потери. Таким образом, коэффициент полезного действия вольтодобавочного трансформатора достигает максимума (80-96%), при равенстве значения переменных (тепловых) потерь значению постоянных потерь, что в свою очередь достигается с увеличением нагрузки.

Полупроводниковые диоды выпрямительного моста, входящего в состав трансформаторно-транзисторного модуля, могут находиться в трех состояниях:

- 1) в рабочем состоянии (диод включен в прямом направлении);
- 2) в закрытом состоянии (диод включен в обратном направлении);
- 3) в переходном состоянии (коммутационный режим) [52].

Таким образом, потери мощности в диодном выпрямителе трансформаторно-транзисторного модуля выражаются следующей формулой:

$$\Delta P_B = 6\Delta P_{\text{Д}} = 6(\Delta P_{\text{пр}} + \Delta P_{\text{обр}} + \Delta P_{\text{дин д}})$$
 ,

где  $\Delta P_{\rm Д}$  - потери мощности в одном диоде;  $\Delta P_{\rm пp}$  - потери мощности в проводящем состоянии;  $\Delta P_{\rm обр}$  - потери мощности в запертом состоянии;  $\Delta P_{\rm дин\ Д}$  - динамические (коммутационные) потери.

Потери мощности в рабочем состоянии (диод включен в прямом направлении) определяются формулой:

$$\Delta P_{\rm np} = 0.5 \Delta U_{\rm A} I_{\rm cp}$$

где  $\Delta U_{\rm d} = \Delta U_0 + I_{\rm cp} R_{\rm дин \, d}$  — падение напряжения на диоде;  $I_{\rm cp}$  - среднее значение выпрямленного тока через диод,  $\Delta U_0$ - пороговое напряжение диода;  $R_{\rm дин \, d}$  - динамическое сопротивление диода. Для инженерных расчетов пороговое напряжение германиевых диодов можно принять 0,5 B, а кремниевых-1 B. Динамическое сопротивление берется из паспортных данных диодов.

Потери мощности, возникающие в закрытом состоянии (диод включен в обратном направлении), можно определить следующей формулой:

$$\Delta P_{\text{ofp}} = 0.5 \Delta U_{\text{ofp}} I_{\text{ofp}}$$

где  $I_{\text{обр}}$  - ток, протекающий через диод в закрытом состоянии (ток утечки);  $\Delta U_{\text{обр}}$  - обратное напряжение диода.

Динамические потери мощности в диоде можно найти по следующей формуле:

$$\Delta P_{
m дин\ д} = 0$$
,5 $U_{
m ofp}I_{
m cp} au_{
m d}$ 

где  $\tau_{\rm д}$  - эффективное время жизни дырок в диоде. Для импульсных и высокочастотных диодов  $\tau_{\rm д}=(0.14$  - 0.3) мкс, для сплавных низкочастотных диодов  $\tau_{\rm d}=(10$  - 20) мкс.

Из приведенных выражений для определения мощности потерь в выпрямительном диодном мосте следует, что уменьшить мощность потерь в мостовом выпрямителе можно за счет уменьшения двух параметров: прямое падение напряжения при среднем токе нагрузки ( $\Delta U_{\pi}$ ) или ток утечки на

максимальном обратном напряжении ( $I_{\text{обр}}$ ), предварительно оценив их значимость в общих потерях [65].

В любом режиме работы электротехнического комплекса с регулируемым асинхронным электроприводом, транзисторные ключи регуляторов находятся в трех состояниях:

- 1) в полностью закрытом состоянии (режим отсечки);
- 2) в полостью открытом состоянии (режим насыщения);
- 3) в активном состоянии (режим коммутации) [29].

В различных режимах работы транзисторов, возникают соответствующие этим режимам потери мощности различные по величине. Таким образом, потери мощности в транзисторном ключе можно найти по приведенной формуле:

$$\Delta P_{TK} = \Delta P_{TK0} + \Delta P_{TKH} + \Delta P_{\text{дин }TK}$$

где  $\Delta P_{TK0}$  - потери мощности в транзисторном ключе в режим отсечки;  $\Delta P_{TKH}$  - потери мощности в транзисторном ключе в режим насыщения;  $\Delta P_{\text{дин }TK}$  - динамические (коммутационные) потери в транзисторном ключе.

Потери мощности, возникающие в транзисторном ключе, когда он находится в режим отсечки, находятся по формуле:

$$\Delta P_{TK0} = 0.5 I_{\kappa 0} U_{\kappa 9}$$

где  $I_{\kappa 0}$  - неуправляемый ток коллектора (ток утечки);  $U_{\kappa 9}$  - напряжение прикладываемое к запертому транзистору, напряжение между коллектором и эмиттером.

Потери мощности, возникающие в транзисторном ключе, когда он находится в режим насыщения, находятся по формуле:

$$\Delta P_{TK H} = 0.5 I_{\kappa HOM} U_{\kappa 9 ocm}$$

где  $I_{\kappa \, HOM}$  - номинальный ток, протекающий через транзистор;  $U_{\kappa 9 \, OCM}$  - остаточное напряжение на открытом транзисторном ключе, напряжение между коллектором и эмиттером.

В процессе работы транзисторного ключа, а именно в процессе переключения, коммутируются значительные токи, которые превышают

номинальные токи в несколько раз, приводящие к появлению динамических потерь. Данные потери в трансформаторно-транзисторном модуле являются самыми значимыми в виду того, что они выделяются в виде энергии тепла, могут вызвать перегрев и привести к пробою транзисторного ключа [13, 29].

В свою очередь динамические потери зависят от частоты коммутации, инерционных свойств транзистора, эти потери возникают как при включении, так и при выключении ключа. Важно отметить, что в момент включения транзистора, динамические потери принимают предельно минимальные значения, поэтому и при инженерных расчетах их можно не учитывать. В общем случае динамические потери в транзисторе выражаются в виде:

$$\Delta P_{\text{дин }TK} = I_{\kappa \text{ HOM}} U_{\kappa \ni \text{ OCM}} \tau_{TK} f_{\kappa}^{k}$$

где  $f_{\kappa}$  - частота коммутации; k - коэффициент динамических потерь, зависящий от режимов работы транзисторного ключа.

Температуру нагрева любого регулятора или преобразователя ( $\Delta \tau_{\rm TII}$ ), конструкция которых включает в себя транзисторные ключи, можно определить по величине общих потерь в этих транзисторах и тепловому сопротивлению ( $R_{\rm TK}$  — указывается в паспортных данных) по следующей формуле:

$$\Delta \tau_{\rm T\Pi} = K \Delta P_{TK} R_{\rm TK} \ ,$$

где K — количество транзисторов в конструкции регулятора и преобразователя.

Учитывая то, что разрабатываемый и исследуемый трансформаторнотранзисторный модуль в своей конструкции имеет единственный транзисторный ключ, таким образом можно сделать вывод об уменьшении массогабаритных показателей самого модуля и меньших размерах необходимого радиатора естественного охлаждения, по сравнению с известными схемами активных выпрямителей, автономных инверторов и преобразователей частоты, к тому же радиатор может быть воздухоохлаждаемым, в отличии от мощных гидравлических систем охлаждения электроприводов мощностью 100кВт.

Как работа коммутационных полупроводниковых уже отмечалось, элементов характеризуется прерываниями токов, а также сопровождается другими физическими явлениями, протекающими на разных частотах, данные особенности работы в совокупности приводят к многократным коммутационным перенапряжениям. Для снижения влияния этих перенапряжений на работу всего регулятора или преобразователя, необходимо применять различные схемы перенапряжений. коммутационных К широко применимым демпфирующим защиты от коммутационных перенапряжений с схемам наименьшими массогабаритными показателями относятся схемы, выполненные на базе полярных конденсаторов фильтра низких частот, принцип работы которых заключается при одностороннем ИЛИ двухстороннем обмене энергией коммутации.

Ha рисунке 3.8 представлена схема замещения трансформаторнотранзисторного модуля с цепью защиты от коммутационных перенапряжений, главным элементом этой цепи служит полярный демпфирующий конденсатор  $C_{\delta}$ , подключённый посредством разделительного В параллель диода К трансформаторно-транзисторному модулю, а именно к транзисторному ключу.

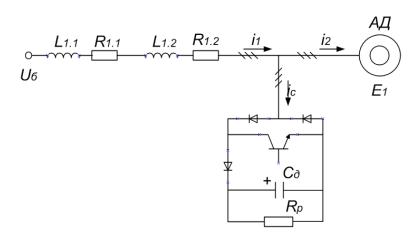


Рисунок 3.8 - Схема замещения трансформаторно-транзисторного модуля с цепью защиты от коммутационных перенапряжений, выполненной на базе полярного демпфирующего конденсатора.

В цепи защиты конденсатор работает в двух чередующихся между собой режимах: разряд с последующим зарядом, осуществляющийся под воздействием

тока включающейся в работу и выключающейся из работы, соответственно, фазы статорной обмотки асинхронного двигателя.

Учитывая общепринятые допущения можно записать исходные дифференциальные уравнения схемы, изображенной на рисунке 3.8, для временных интервалов:

- на интервале разряда полярного демпфирующего конденсатора и передачей своей энергии в цепь с балластным резистором  $R_p$  длительностью  $0 \le t \le t_p$ 

$$\frac{d}{\omega t}u_{c1} = -\frac{1}{R_{p}C_{0}}i_{c1} \; ; \tag{3.1}$$

- на интервале заряда полярного демпфирующего конденсатора в течение промежутка времени  $t_p \leq t \leq t_{\scriptscriptstyle V}$ 

$$\frac{d}{\omega t} \begin{bmatrix} i_{12} \\ u_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_1 & -1 \\ 1/C_0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{12} \\ u_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e \\ E \end{bmatrix} , \quad (3.2)$$

где  $i_{12}$ =  $i_{c2}$  - значение тока конденсатора, равное значению тока выходящей из работы фазы статорной обмотки асинхронного двигателя на интервале заряда;

 $t_y = t_p + t_3$  - общее время процесса коммутации, состоящее из времени разряда и последующего заряда полярного демпфирующего конденсатора.

В связи с тем, что напряжение  $u_c(t)$  и ток  $i_c(t) = C_{\partial} du_c(t)/dt$  конденсатора являются переменными состояниями, то целесообразнее перенести рассмотрение этого процесса на фазовую плоскость. Осуществив переход в систему относительных единиц  $t^* = \omega_0 t$ ;  $u_c^* = u_c/U_6$ ;  $i_c^* = i_c/I_6$ , исходным дифференциальным уравнениям схемы можно сопоставить уравнения изоклин  $N(u_c^*; i_c^*)$ :

$$\frac{di_c^*}{dt^*} = e^* - 2gi_c^* - u_c^*; \quad \frac{du_c^*}{dt^*} = i_c^*, \tag{3.3}$$

откуда  $N=di_c*/du_c*=(u_c*-e*)/(i_c*)-2g$ , где g -декремент затухания [3, 5].

Решением уравнения (3.3) на плоскости  $[u_c^*; i_c^*]$  рисунок 3.9 является логарифмическая спираль, фокус которой находится при построении нормали к оси напряжений из точки пересечения спирали с изоклиной N=0.

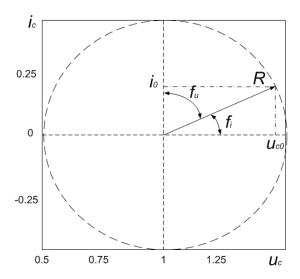


Рисунок 3.9 - Полная фазовая траектория заряда и разряда полярного демпфирующего конденсатора.

В связи с тем, что значение декремента затухания достаточно мало g<<1, рабочие участки фазовых траекторий между переключениями аппроксимируются дугами окружности с ошибкой, не превышающей долей процента. При этом центр окружности совпадает с фокусом спирали 0\*  $[e \ ; \ 0]$ , а радиус определяется соотношением:

$$R = (u_c^*(t_3) + u_c^*(t_3 + \pi))/2, \quad (3.4)$$

где  $t_3$  - время заряда конденсатора в системе относительных единиц. Аппроксимация существенно облегчает отыскание переменные состояния  $(u_c^*=e+R\cdot cost^*;\ i_c^*=R\cdot sint^*)$  и временных интервалов, переходя из анализа к простым графическим построениям и замерам, при этом демпфирующее устройство будет рассмотрено как объект энергетических взаимодействий [3, 5].

Рассмотрение энергетических процессов в демпфирующем устройстве ставит задачей обеспечить работу преобразователя при минимальных уровнях перенапряжений и суммарных коммутационных потерь мощности в резисторе  $R_{\rm p}$ , конденсаторе  $C_{\rm d}$  и силовых вентилях. Отражением происходящих процессов в демпфирующем устройстве служит пульсирующая форма кривой напряжения на обкладках конденсатора

$$u_c(t) = u_{c0} - \Delta u_{c1}(t) + \Delta u_{c2}(t - t_p),$$

где  $u_{c0}$  - постоянная составляющая;  $\Delta u_{c1}(t)$ ,  $\Delta u_{c2}(t-t_p)$  - приращения напряжения на интервалах частичного разряда и последующего заряда. Соответственно, баланс энергий, получаемых и отдаваемых конденсатором в течение периода повторяемости T в установившемся режиме, можно представить:

$$W_c = W_{c0} - \Delta W_{c1} + \Delta W_{c2}$$
, (3.5)

где  $W_{c0} = C_{\partial}u_{c0}^2/2$  - накопленная энергия, полученная конденсатором в переходных процессах;

 $\Delta W_{c1} = \frac{1}{\omega} \int_0^{t_p} u_{c1}(t) i_{c1}(t) dt$  — энергия, отдаваемая конденсатором на интервале частичного разряда в установившемся режиме;

 $\Delta W_{c2} = \frac{1}{\omega} \int_{t_p}^{t_p + t_3} u_{c2}(t) i_{c2}(t) dt$  — энергия, получаемая конденсатором на интервале заряда в установившемся режиме.

Можно заключить, что основные составляющие потерь находятся в прямой зависимости от амплитуды пульсаций  $\Delta u_c$  в то время как уровень перенапряжений определяется суммарным значением напряжения конденсатора  $u_{c_M} = u_{c0} + \Delta u_c$ . Минимизация энергетического функционала конденсатора:

$$\Delta P_c^* = \int_0^{T_n} P_c^*(u_c^*, i_c^*) dt^* = \int_0^{t_k^*} u_c^*(t^*) \cdot i_c^*(t^*) dt^* \to 0, \quad (3.6)$$

при граничных условиях  $u_c^*(0) = u_{c0}$ ;  $u_c^*(t_3) = u_{cM}^*$  и непрерывности производной  $u_c^*(t^*) = i_c^*(t^*)$  на каждом интервале между переключениями будет приводить баланс мощностей (3.6) к одновременной задаче минимизации потерь и перенапряжений.

Согласно вариационному методу оптимизации, функционал (3.6) принимает минимальное значение, если подынтегральная функция  $u_c^*(t^*)$  удовлетворяет уравнению Эйлера - Лагранжа

$$F = \frac{\partial P_c^*}{\partial u_c^*} - \frac{d}{dt^*} \frac{\partial P_c^*}{\partial u_c^*} = 0. \quad (3.7)$$

Для разработки демпфирующего устройства необходимо решить задачу, целью которой, исходя из заданного уровня перенапряжений и коммутационных потерь мощности в разрядном резисторе, является определение параметров демпфирующего устройства ( $R_p$ ,  $C_o$ ), способного ограничить перенапряжения на

уровне  $u_{c_M} \le 1.5e_0$ . По рисунку 3.8 в системе относительных единиц:  $R_I = R_{I.I} + R_{I.2} = 0,1$  *Ом;*  $L_I = L_{I.I} + L_{I.2} = 0,01$  *Гн;*  $i_o = 0.3$ .

При переходе от исходных уравнений демпфирующего устройства к эквивалентному дифференциальному уравнению второго порядка, получим следующую форму записи [3, 5]:

$$\frac{d^2 u_c^*}{dt^*} + 2g \frac{du_c^*}{dt^*} + u_c^* = e_0, (3.8)$$

где  $e_0=0.96$  - относительное напряжение питания асинхронного двигателя, так как  $E_{1\text{ном}}=4.44\cdot\omega_1\cdot k_{061}\cdot f_{1\text{ном}}\cdot\Phi_{\text{ном}}$ , поскольку все электрические машины имеют очень маленькие значения сопротивлений обмотки, для номинального режима работы можно считать  $E_{I\text{ном}}\approx 0.96\ U_I$ ;

 $u_c^*(t^*) = u_c \ (t^*)/U_{\rm f}$  - относительное напряжение конденсатора, где  $U_{\rm f}$ - базовое напряжение питания модуля;

 $\mathsf{g} = R_1 \sqrt{C_\partial}/2\sqrt{L_1}$  - коэффициент демпфирвания;

 $\omega_0=1/\sqrt{C_oL_1}$  - резонансная частота контура коммутации;

 $ho = \frac{U_6}{I_6} = \frac{1}{C_{\partial}\omega_0}$  - волновое сопротивление контура коммутации.

В системе относительных единиц  $u_c*(t*)=u_c(t*)/U\delta$ ;  $ic*(t*)=i(t*)/I\delta$ ,  $(I\delta=U\delta/\rho$  при начальных условиях  $u_c*(0)=u_{c0}$ ;  $ic*(0)=i_0$  решения уравнения (3.8) запишутся

$$u_{c}^{*}(t^{*}) = e_{0} + U_{M} \exp(-g\omega_{0}t) \cdot \sin(\omega_{0}t + f_{u}); \quad (3.9)$$

$$i_{c}^{*}(t^{*}) = I_{M} \exp(-g\omega_{0}t) \cdot \sin(\omega_{0}t - f_{i}).$$
Здесь 
$$U_{M} = ((u_{c0} - e_{0})^{2} + (i_{0} + g(u_{c0} - e_{0}))^{2})^{0.5};$$

$$I_{M} = (i_{0}^{2} + (gi_{0} + (u_{c0} - e_{0})(1 + g^{2}))^{2})^{0.5};$$

$$f_{u} = \operatorname{arct}g((u_{c0} - e_{0})/(u_{c0} - e_{0})g + i_{0});$$

$$f_{i} = \operatorname{arct}g(i_{0}/((u_{c0} - e_{0})(1 + g^{2}) + gi_{0}).$$

Определяем напряжение конденсатора в начальный момент коммутации  $u_0$ , для чего запишем уравнение (3.10) в предположении g=0

$$[(u_0-e_0)^2+i_0^2]^{0.5}=1.5e_0\;,$$
 откуда получаем  $u_0=2.3684$ 

С помощью (3.10) оцениваем в первом приближении фазовый угол

$$f_u = arctg\left(\frac{u_{c0} - e_0}{i_0}\right) = arctg\left(\frac{2.3684 - 0.96}{0.3}\right) = 77.98$$
.

Рассчитываем коэффициент демпфирования:

$$g = \frac{i_0 \cdot tgf_u - u_0 + e_0}{(u_0 - e_0) \cdot tgf_u} = \frac{0.3 \cdot tg(77.98) - 2.3684 + 0.96}{(2.3684 - 0.96) \cdot tg(77.98)} = 4.54 \cdot 10^{-5}$$

Определяем ёмкость конденсатора:

$$C_{\partial} = \frac{4g^2L_1}{R_1^2} = \frac{4 \cdot (4.54 \cdot 10^{-5})^2 \cdot 0.01}{0.1^2} = 82 \cdot 10^{-6} \, \Phi.$$

Отыскиваем время заряда конденсатора в относительной системе единиц:

$$t_3 = \pi + tgf_u = 3.14 + tg(77.98) = 7.84$$

Ввиду того, что значение коэффициента демпфирования достаточно мало g<<1, фазовая траектория достаточно точно аппроксимируется уравнением окружности  $R^2=i_c^{*2}+(u_c^*-e_0)^2$ , центр которой совпадает с фокусом  $0^*$  [ $e_0$ ; 0], а радиус удовлетворяет уравнению:

$$R = \frac{u_c^*(t_3) - u_c^*(t_3 + \pi)}{2} = U_m \exp(-\mathsf{g}t_3) \quad (3.11)$$

Из формулы (3.11) радиус аппроксимированной окружности равен:

$$R = \exp(-gt_3) \cdot ((u_{c0} - e_0)^2 + (i_0 + g(u_{c0} - e_0))^2)^{0.5} = 1.439$$

Проверяем соответствие максимального напряжения конденсатора заданному значению:

$$u_{cM} = R \le 1.5e_0$$
; 1.439  $\le$  1.5·0.96.

Замыкая фазовую тректорию, приравняем напряжения в точках  $u(0)=u(t_P)$ , получим условие, содержащее постоянную времени разряда:

$$T_p = t_p / [ln(u(0)/u(t_p))].$$

Принимая  $T_{\Pi} = 0.01c$ , то в абсолютной системе единиц:

$$t_p = T_{\Pi} - \frac{\pi - t_3}{\omega_0} = 0.0043 \text{ c};$$

$$u(0) = 2.3684; u(t_p) = 3.3086;$$

$$T_p = \frac{0.0043}{\left|\ln\frac{2.3684}{3.3086}\right|} = 0.013 c$$
;

получаем из  $T_P = R_P C$  искомое значение  $R_P = 0.16$  кОм.

Запишем выражение для энергии  $\Delta W_{C+}$  получаемой конденсатором в течение коммутации установившегося режима:

$$\Delta W_{C+} = \int_0^{t_3} u_c^*(t^*) \cdot i_c^*(t^*) dt^* = \int_0^{t_3} (e + R \cdot cost^*) \cdot sint^* dt^*.$$

Рассчитаем это выражение в системе абсолютных единиц:

$$\Delta W_{C+} = \frac{{U_6}^2}{\omega_0} \int_0^{t_3} (e + R \cdot cost^*) \cdot (\frac{1}{\rho} \cdot sint^*) dt^* = 5.7$$
 Дж.

Выражение для энергии рассеиваемой в разрядном резисторе в течение периода установившегося режима:

$$\Delta W_{C-} = \int_0^{t_p} u_c^*(t^*) \cdot i_c^*(t^*) dt^* = \int_0^{t_p} \frac{u_{\text{CM}}^2}{R_p} \exp\left(-\frac{2t}{T_p}\right) dt$$

ввиду равенства энергий заряда и разряда  $\Delta W_{C+} = |\Delta W_{C-}|$ , оценим КПД преобразователя, оснащённого пассивным демпфирующим устройством.

Для этого вычислим базовую мощность преобразователя:

$$I_6 U_6 = \frac{{U_6}^2}{\rho} = {U_6}^2 \sqrt{\frac{C_0}{L_1}} = 8765.61 \text{ BT}$$

и эквивалентную мощность рассеивания:

$$\Delta P = \frac{\Delta W_{C-}}{t_p} = 1 \ 326.43 \ \text{BT},$$

после чего максимальное значение КПД без учёта остальных составляющих потерь мощности определится  $K\Pi \mathcal{I} = \frac{I_6 U_6 - \Delta P}{I_6 U_6} = 0,85.$ 

Возвращаясь к вопросу общего КПД трансформаторно-транзисторного модуля, можно сделать вывод о том, что КПД модуля с учетом потерь рассеивания в демпфирующем устройстве цепи защиты от коммутационных перенапряжений, возникающих в транзисторном ключе, остается на достаточно высоком уровне (85-90)%, таким образом, доказана эффективность асинхронных электроприводов, построенных на базе одновентильной схемы трансформаторнотранзисторного модуля, общепромышленных объектов, с точки зрения энергопотребления.

## 3.1.4 Система управления скоростью асинхронного электропривода, построенного на базе одновентильной схемы трансформаторнотранзисторного модуля

Всем факт, что известный при изменении статорного напряжения асинхронного двигателя происходит изменение его электромагнитного момента и, угловая скорость претерпевает итоге, двигателя также изменения. двигателя Эффективность данного регулирования скорости вращения разомкнутой системе управления электропривода находится на среднем уровне, в виду того, что недостаточно широк диапазон устойчивых режимов работы асинхронного двигателя. Для расширения функциональных и технологических возможностей асинхронного двигателя, очень часто применяют замкнутые системы управления асинхронным электроприводом, отвечающие различным техническим требованиям и имеющие всевозможные виды обратных связей, например такие как: обратная связь по напряжению статора, обратная связь по току статора и обратная связь по скорости асинхронного двигателя [4, 7, 20].

Регулирование отклонению В замкнутой системе ПО управления электроприводом позволяет, при различных возмущениях и любом непостоянстве характеристик объектов системы, гарантировать необходимую регулировки. В замкнутой системе управления электроприводом регулирование ведущих параметров происходит поочередно, при условии, что структурная схема электропривода построена по принципу подчиненного регулирования, а именно каждому регулируемому параметру  $(x_1, x_2, x_3)$  соответствует свой собственный сигнал обратной связи  $(U_{\text{oc1}}, U_{\text{oc2}}, U_{\text{oc3}})$  и свой собственный регулятор (P1, P2, P3), в следствие ЭТОГО регулировка каждого параметра подчинена регулировке предшествующего. В данных системах управления настройка каждого контура осуществляется независимо от настройки внешнего контура, начиная с внутреннего, что тем самым облегчает, методом ограничения выходного

параметра предшествующего контура, ограничение значений характеристик последующего контура.

К другим положительным особенностям подчиненного регулирования можно отнести: уменьшение времени запуска технологических объектов, а также предоставлять широкие возможности в унификации отдельных узлов системы при управлении разными промышленными объектами. Не смотря на наличие такого недостатка подчиненного регулирования как, несколько меньшее быстродействие, вызванное поочередным влиянием на главный объект управления системы через определенную последовательность внутренних контуров, выше перечисленные положительные качества имеют более весомые значения при выборе принципа построения системы управления [22, 46, 113, 119].

На рисунке 3.10 приведена функциональная схема системы управления скоростью асинхронного электропривода, построенного на базе одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля.

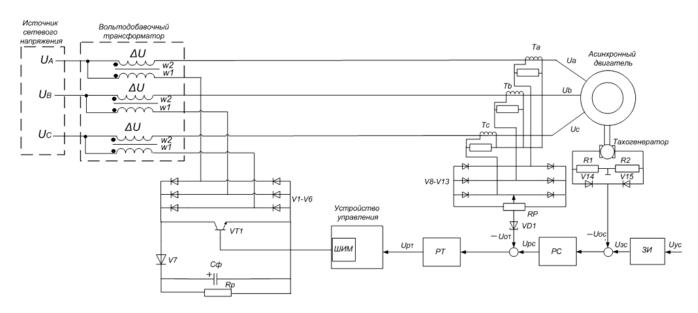


Рисунок 3.10 — Функциональная схема системы управления скоростью асинхронного электропривода, построенного на базе одновентильной схемы трансформаторнотранзисторного модуля.

Изменение действующего значения первой гармоники  $U_{I}$  статорного напряжения асинхронного двигателя с частотой питающей сети  $f_{c}$  осуществляется

изменением высокочастотным широтно-импульсным способом формы выходного напряжения трансформаторно-транзисторного модуля, выполненного на базе вольтодобавочного трансформатора и единственного транзисторного ключа для всех трех фаз вольтодобавочного трансформатора.

Длительность открытого и закрытого режимов работы транзисторного ключа соответствуют ширине импульсов и пауз, сформированных на выходе с широтно-импульсной модуляции. Формирование импульсов происходит как реакция на напряжение управления  $(u_{PT})$ , получаемое на выходе с регулятора тока, при этом на входе данного регулятора суммируются значение напряжения, получаемое с регулятора скорости ( $u_{PC}$ ) и значение напряжения отрицательной обратной связи по току с отсечкой  $(u_{PT})$ . На входе регулятора скорости суммируются значения напряжения задания скорости ( $u_{3C}$ ) и напряжения отрицательной обратной связи по скорости асинхронного двигателя  $(u_{OC})$ , подаваемое с тахогенератора, установленного на валу двигателя. Темп изменения скорости вращения асинхронного двигателя зависит от значения напряжения управления скоростью двигателя  $(u_{VC})$ , которое поступает на вход задатчика интенсивности.

Учитывая требования, предъявляемые к динамике электропривода, выбирается передаточная функция замкнутой системы управления, процесс оптимизации которой осуществляют, корректируя сначала внутренний контур, последовательно производя к изменению параметров внешнего контура, при переходе к которому передаточную функцию внутреннего (подчиненного) контура аппроксимируют до передаточной функции звена первого порядка, а новую некомпенсированную постоянную времени принимают такой, чтобы учесть быстродействие подчиненного контура и датчика обратной связи. Упрощая таким образом подчиненный контур, важно отметить, что ошибка аппроксимации при этом минимальная.

Передаточная функция замкнутого контура, настроенного на технический оптимум (оптимум по модулю), соответствует колебательному звену с

коэффициентом демпфирования  $\xi = 1/\sqrt{2}$ .

$$W(p) = \frac{1}{2T_{\mu}^2 p^2 + 2T_{\mu} + 1} , \qquad (3.12)$$

где  $T_{\mu}$  — малая некомпенсируемая постоянная времени, которую из понятия помехоустойчивости системы скомпенсировать невозможно принципиально или является нецелесообразным [46, 113].

Колебательное звено возникает при замыкании входа и выхода звеньев с передаточными функциями:

$$W(p) = \frac{1}{2T_{\mu} p (T_{\mu} p + 1)}.$$

Переходная функция замкнутого контура при этом описывается формулой:

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{t}{2T_{\mu}}} \left( \cos \frac{t}{2T_{\mu}} + \sin \frac{t}{2T_{\mu}} \right).$$

Показатели качества переходного процесса выходного сигнала звена с передаточной функцией, указанной в виде формулы 3.12, при реакции этого звена на входной сигнал, равный единице, будут иметь следующие значения:

- перерегулирование на уровне 4,3%;
- $-4,6T_{\mu}$  время, в течении которого регулируемая величина достигнет установившегося значения;
  - общее время процесса регулирования равно 8,4 $T_{\mu}$  [22, 119].

В представленном случае более всецело требованиям задания удовлетворяет система электропривода с замкнутая двухконтурная внешним регулирования скорости и внутренним (подчиненным) контуром регулирования тока статора асинхронного двигателя. В связи с тем, что к асинхронному электроприводу предъявляются технические и технологические требования по ограничению в переходных процессах пуска, торможения и в моменты приложения нагрузки, значения тока статорных обмоток двигателя в допустимом диапазоне, таким образом одной ИЗ наиболее общих функций автоматизированного электропривода является передаточная функция контура регулирования тока статора асинхронного двигателя. Для контура тока объектом управления играет роль совокупность двух звеньев, соединенных последовательно — одновентильный трансформаторно-транзисторный модуль и электрическая часть асинхронного двигателя.

По причине того, что значения электродвижущей силы по сравнению со значениями тока статора изменяются достаточно медленного, таким образом можно пренебречь влиянием электродвижущей силы двигателя на работу внутреннего контура тока. При упрощенной математической модели (влияние электромагнитных переходных процессов в цепях статора и ротора не учитывается), а только лишь при изменении напряжения питания статора, асинхронный двигатель всё равно остается нелинейным динамическим объектом, ввиду того, что его электромагнитный момент зависит и от напряжения питания статора, и от скорости вращения двигателя, то есть  $M = f(U_1, \omega)$ .

Для механической характеристики асинхронного двигателя, изображенной на рисунке 3.11, будем считать, что при напряжении питания  $U_{II}$ , точке установившегося режима соответствуют координаты  $U_{Iy} = U_{II}$ ,  $\omega_y$ ,  $M_y$ .

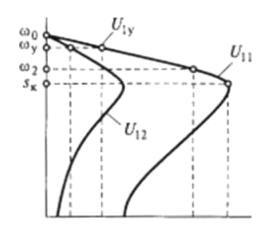


Рисунок 3.11 – Механические характеристики асинхронного двигателя.

Придавая приращение  $\Delta U_I$  напряжению питания асинхронного двигателя в окрестности точки установившегося режима, то возникают приращения момента  $\Delta M$  и скорости  $\Delta \omega$ , в следствие этого в центре разложения механической

характеристики в ряд Тейлора, результирующий момент асинхронного двигателя примет вид:

$$M = M_y + \frac{\partial M}{\partial \omega} \cdot \Delta \omega + \frac{\partial M}{\partial U_1} \cdot \Delta U_1 = M_y + k_\omega \Delta \omega + k_U \Delta U_1 = M_y + \Delta M_\omega + \Delta M_U. \eqno(3.13)$$

Здесь  $\Delta M_{\omega} = k_{\omega} \Delta \omega$  — приращение момента двигателя, вызванные приращением его скорости;  $\Delta M_U = k_U \Delta U_1$  — приращение момента двигателя, вызванные приращением напряжения питания;  $k_{\omega} = -\frac{\partial M}{\partial \omega}$  — коэффициент изменения момента двигателя при отклонении его скорости и условии что  $U_1 = const$ ,  $\Delta U_1 = 0$ ;  $k_U = \frac{\partial M}{\partial U_1}$  — коэффициент чувствительности момента асинхронного двигателя к напряжению питания статора при  $\omega = const$ ,  $\Delta \omega = 0$ .

При  $U_{Iy} = U_{II} = const$  на механической характеристике асинхронного двигателя, возможно продемонстрировать физический смысл коэффициента  $k_{\omega}$ , скорости вращения  $\Delta \omega = \omega_v - \omega_2$ , происходит так изменении соответствующее изменение момента  $\Delta M_{\omega} = \Delta M_{y} - \Delta M_{2}$ , и как, следствие, в области установившейся скорости  $k_\omega = \frac{\partial M}{\partial \omega} \approx \frac{\Delta M_\omega}{\Delta \omega} = \frac{(M_y - M_2)}{(\omega_v - \omega_2)}$  определяет жесткость  $\beta$  механической характеристики двигателя. Коэффициент  $k_{\omega} < 0$  при  $0 < s < s_k$ , то есть в указанном диапазоне скольжений обратная связь по скорости асинхронного двигателя является отрицательной. Коэффициент  $k_{\omega} \!\!>\!\! 0$  при  $s \! < \! s_k$ , то есть возникает неустойчивый режим работы асинхронного двигателя. Таким образом, можно сделать вывод о том, что коэффициент  $k_{\omega}$  уменьшается при уменьшении значения жесткости механической характеристики асинхронного двигателя и при снижении значения напряжения питания статорных обмоток асинхронного двигателя. Во время работы двигателя на устойчивом участке его естественной механической характеристики коэффициент  $k_{\omega}$  определяется модулем жесткости этой характеристики и принимает практически максимальное значение:  $k_{\omega}=\beta=$  $2M_k/\omega_{0\text{HOM}}s_k$ .

Из механических характеристик асинхронного двигателя при различных напряжениях питания,  $U_{1y}$  и  $U_{12}$  , указанных на рисунке 3.11, можно выявить

зависимость коэффициента  $k_U$  от скорости двигателя, так как при  $\omega_y$ =const,  $\Delta \omega = 0$  и изменении напряжения  $\Delta U_I = U_{Iy} - U_{I2}$ , возникает изменение момента  $\Delta M_U = \Delta M_y - \Delta M_1$  и, как следствие,  $k_U = \frac{\partial M}{\partial U} \approx \frac{\Delta M_U}{\Delta U_1} = \frac{(M_y - M_2)}{(U_{1y} - U_{12})}$ . Коэффициент  $k_U$ =0 и при  $\omega_y$ = $\omega_0$ , так как при синхронной скорости вращения асинхронного двигателя какое-либо изменение напряжения на его статоре не ведет к изменению значения электромагнитного момента двигателя. Коэффициент  $k_U$ , при номинальном напряжении на статоре  $U_{I\text{ном}}$  и критическом скольжении двигателя  $s_k$ , имеет максимальное значение  $k_{Umax}$ .

По причине того, что электромагнитный момент асинхронного двигателя пропорционален квадрату приложенного к статорной обмотке напряжения, и учитывая перегрузочную способность по моменту асинхронного двигателя  $\lambda_M = M_k/M_{\text{ном}}$ , то для естественной механической характеристики критический момент двигателя будет иметь вид:

$$M_k = \lambda_M (\frac{U_1}{U_{1\text{HOM}}})^2 M_{\text{HOM}}.$$

Следовательно, для критического скольжения асинхронного двигателя

$$k_U = \frac{\partial M_{\text{K}}}{\partial U_1} = 2\lambda_M U_1(\frac{M_{\text{HOM}}}{U_{1\text{HOM}}^2}),$$

то при номинальном значении напряжении  $U_1 = U_{1\text{ном}}$ :

$$k_{Umax1} = 2\lambda_M \frac{M_{\text{HOM}}}{U_{1\text{HOM}}}.$$

При замене M в общепринятом уравнении движения электропривода  $M-M_c=Jd\omega/dt$ , на правую часть уравнения (3.13), а вместо  $M_c-M_y$ , то во время работы асинхронного двигателя на устойчивом участке своей механической характеристики, а именно при  $0 < s < s_k$ , приращение электромагнитного момента будет иметь вид:

$$\Delta M = k_U \Delta U_1 - k_\omega \Delta \omega = Jp \Delta \omega,$$

в свою очередь передаточная функция асинхронного двигателя между приращением скорости и управляющим воздействием при  $\Delta M_c=0$ , запишется формулой:

$$W_U(p) = \frac{\Delta \omega}{\Delta U_1} = \frac{k_U}{(Jp + k_\omega)} = \frac{k_{\perp}}{(T_{\perp}p + 1)},$$

где  $k_{\rm д}=k_{\rm U}/k_{\rm \omega}$  — передаточный коэффициент асинхронного двигателя;  $T_{\rm M}=\frac{J}{k_{\rm \omega}}=\frac{J}{\beta}$  — электромеханическая постоянная времени двигателя [22, 46].

Между приращением скорости и изменением статической нагрузки при  $\Delta U_I$  = 0, передаточная функция асинхронного двигателя будет иметь вид:

$$W_M(p) = \frac{\Delta \omega}{\Delta M_C} = \frac{1}{(Jp + k_\omega)} = \frac{1}{k_\omega (T_{\scriptscriptstyle M} p + 1)}.$$

На рисунке 3.12 представлена структурная схема замкнутой системы управления электропривода с регулированием напряжения на статоре асинхронного двигателя, линеаризованная в пределах рабочего участка механической характеристики двигателя при токе статора меньшем  $I_{orc}$ .

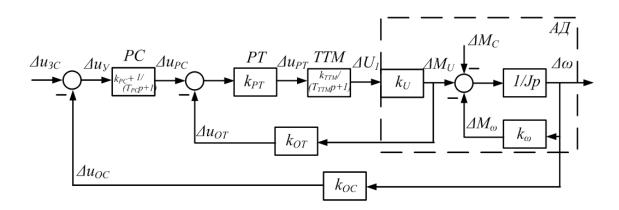


Рисунок 3.12 — Структурная схема системы управления асинхронного электропривода, построенного на базе одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля.

За счет снижения напряжения трансформаторно-транзисторным модулем, при  $I > I_{omc}$  включается в работу отрицательная обратная связь по току статора, удерживая его на уровне  $I_{omc}$  (электромеханические характеристики 1, 2, 3, 4, изображенные на рисунке 3.13 (а)). Вид механической характеристики двигателя при  $I_{omc} = const$  отражает линия 1, показанная на рисунке 3.13 (б), при различных напряжениях задания скорости ( $u_{3.c1}$ ,  $u_{3.c2}$ ,  $u_{3.c3}$ ,  $u_{3.c4}$ ) точки пересечения которой с механическими характеристиками электропривода, соответствуют точкам пересечения линии постоянства  $I_{omc}$  с электромеханическими характеристиками

асинхронного двигателя при тех же заданиях скорости, характеристики которых указаны на рисунке 3.13 (а).

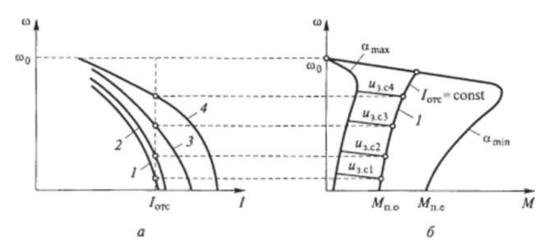


Рисунок 3.13 - Электромеханические (а) и механические (б) характеристики АД при  $I > I_{omc}$ .

Из графика на рисунке. 3.13 (б) видно, что соответствующий режиму токоограничения пусковой момент асинхронного двигателя  $M_{n.o}$  имеет меньшее значение по сравнению с пусковым моментом  $M_{n.e}$  для естественной механической характеристики асинхронного двигателя.

Переходя к описанию структурной схемы системы управления асинхронного электропривода, построенного на базе одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля, в случае пренебрежения влияния электродвижущей силы передаточная функция контура тока запишется в виде:

$$W_{\mathrm{T}}(p) = W_{\mathrm{pT}}(p) \cdot W_{\mathrm{TTM}}(p) \cdot W_{\mathrm{94}}(p);$$

где  $W_{\mathrm{pr}}\!\left(p\right)$  – передаточная функция регулятора тока;

 $W_{
m 3 ext{ iny }}(p)$  — передаточная функция электрической части двигателя;

 $k_{\mathrm{OT}}$  – коэффициент обратной связи по току.

Передаточная функция трансформаторно-транзисторного модуля запишется в следующем виде:

$$W_{\text{\tiny TTM}}(p) = \frac{k_{\text{\tiny T}}k_{\text{\tiny TK}}}{(T_{\text{\tiny TTM}}p+1)},$$

где p — оператор дифференцирования;  $k_{\scriptscriptstyle \rm T}$ ,  $k_{\scriptscriptstyle \rm TK}$ — коэффициенты трансформатора и

транзисторного ключа соответственно;  $T_{\rm TTM}$  — постоянная времени трансформаторно-транзисторного модуля.

Коэффициент трансформаторно-транзисторного модуля  $k_{\rm TTM}=k_{\rm T}k_{\rm TK}=69$ , где  $k_{\rm T}=\frac{U_1}{U_2+\Delta U}=\frac{380}{220+22}=1.57$ , а  $k_{\rm TK}=\frac{U_{\rm K}}{U_6}=\frac{220}{5}=44$ , где  $U_I$  — номинальное значение первой гармоники напряжения первичной обмотки трансформатора;  $U_2$  — номинальное значение вторичной обмотки трансформатора;  $\Delta U$  — значение необходимого добавочного напряжения;  $U_k$  — напряжение в цепи коллектора транзисторного ключа;  $U_{\delta}$  — напряжение в цепи управления транзисторного ключа.

Постоянная времени трансформаторно-транзисторного модуля определяется по формуле:  $T_{\text{ттм}} = T_{\text{шим}} + \tau$ , где  $T_{\text{шим}}$  – постоянная времени на входе устройства широтно-импульсной модуляции ( $T_{\text{шим}} = 0.001$ c);  $\tau$  - постоянная времени равная половине периода пульсации выпрямленного напряжения с диодного моста ( $\tau$  =0,01c).

$$T_{\text{TTM}} = 0.001 + 0.01 = 0.011 \text{ c}.$$

Постоянная времени  $\tau$  определяется по формуле:  $\tau = \frac{1}{2 \cdot f} = \frac{1}{2 \cdot 50} = 0{,}01$  с, где f – частота питающего напряжения сети ( f =50  $\Gamma$ ц).

Трансформаторно-транзисторный модуль дает возможность настраивания несущей частоты в зависимости от технологических особенностей. Диапазон изменения частоты лежит в пределах от 1 до 6 кГц.

Учитывая выше изложенное, уравнение передаточной функции контура тока будет следующего вида:

$$W_{\scriptscriptstyle \rm T}(p) = W_{\scriptscriptstyle \rm pT}(p) \cdot \frac{k_{\scriptscriptstyle \rm T} k_{\scriptscriptstyle \rm TK}}{(T_{\scriptscriptstyle \rm TTM} p + 1)} \cdot \frac{k_{\scriptscriptstyle \rm J} k_{\scriptscriptstyle \rm OT}}{(T_{\scriptscriptstyle \rm M} p + 1)} \cdot$$

Условия последовательной коррекции существенно зависят от инерционности трансформаторно-транзисторного модуля, постоянная времени которого  $T_{\rm TTM}$  является малой постоянной времени, поэтому её можно отнести к некомпенсируемой инерционности контура тока:  $T_{\mu \rm T} = T_{\rm TTM} = 0.011 \, c$ .

Для настройки на технический оптимум желаемая передаточная функция разомкнутого контура регулирования тока представлена в виде:

$$W_{\text{pas.T}}^{\text{жел}}(p) = \frac{1}{2 \cdot T_{\text{u}} p \cdot (T_{\text{u}} p + 1)}.$$

Передаточная функция объекта регулирования контура тока записывается в виде:  $W_{\text{орт}} = \frac{k_{\text{\tiny T}} k_{\text{\tiny TK}}}{(T_{\text{\tiny TTM}} p+1)} \cdot \frac{k_{\text{\tiny A}} k_{\text{\tiny OT}}}{(T_{\text{\tiny M}} p+1)}.$ 

Передаточная функция регулятора тока:

$$W_{\rm pT}(p) = \frac{W_{\rm pas.T}^{\rm жел}(p)}{W_{\rm opt}(p)};$$

$$W_{\rm pT}(p) = \frac{1}{2 \cdot T_{\mu} p \cdot (T_{\mu} p + 1)} \cdot \frac{(T_{\mu} p + 1) \cdot (T_{\rm M} p + 1)}{k_{\rm T} k_{\rm TK} k_{\rm R} k_{\rm OT}} = \frac{T_{\rm M} p + 1}{2 \cdot T_{\mu} p \cdot k_{\rm T} k_{\rm TK} k_{\rm R} k_{\rm OT}} = \frac{T_{\rm M} p + 1}{T_{\rm pT}} = k_{\rm pT} + \frac{1}{T_{\rm pT} p},$$

где  $T_{
m pT}$  — постоянная времени регулятора тока;  $k_{
m pT}$  — коэффициент регулятора тока.

Постоянная времени  $T_{\rm pT}$  регулятора тока определяется по формуле:  $T_{\rm pT}=2\cdot T_{\mu}\cdot k_{\rm T}k_{\rm TK}k_{\rm d}k_{\rm oT}=0.0006$ , где  $k_{\rm OT}$  — коэффициент передачи обратной связи по току, определяется по формуле:  $k_{\rm oT}=\frac{U_{\rm ynp}}{I_{\rm max}}\frac{\rm B}{\rm A}$ , где  $U_{\rm ynp}$  — максимальное напряжение задания (для современных операционных усилителей  $U_{\rm ynp}=8\div 10\,{\rm B}$ ;  $I_{max}$  — максимальное значение тока статорной обмотки, выбираемое из условий надежности  $I_{\rm max}=1,2\cdot I_{\rm H}$ ;

$$k_{\text{ot}} = \frac{10}{1,2 \cdot 351} = 0,023 \frac{\text{B}}{\text{A}}.$$

Коэффициент регулятора тока определяется по формуле:  $k_{\rm pr} = \frac{T_{\rm M}}{T_{\rm pr}} = 30$ 

Передаточная функция регулятора тока примет вид:  $W_{\rm pr}(p) = k_{\rm pr} + \frac{1}{T_{\rm pr}p}$ ; по причине того, что значения  $T_{\rm pr}$  достаточно мало, им можно пренебречь, следовательно, регулятором тока является  $\Pi$ -регулятор с передаточной функцией  $W_{\rm pr}(p) = k_{\rm pr}$ .

Передаточная функция контура тока примет вид:

$$W_{\mathrm{T}}(p) = k_{\mathrm{pT}} \cdot \frac{k_{\mathrm{T}} k_{\mathrm{TK}}}{(T_{\mathrm{TTM}} p + 1)} \cdot \frac{k_{\mathrm{J}} k_{\mathrm{OT}}}{(T_{\mathrm{M}} p + 1)}$$

Проводя аналогичную настройку контура скорости, можно получить передаточную функцию регулятора скорости, соответствующую передаточной функции ПИ-регулятора, с коэффициентом обратной связи по скорости  $k_{\rm oc}$ :

$$W_{\rm pc}(p) = k_{\rm pc} + \frac{1}{(T_{\rm pc}p + 1)}$$
.

Принимая за малую постоянную времени  $T_{\mu}$  постоянную  $T_{\text{ттм}} \ll T_{\text{м}}$ , то при настройке электропривода на технический оптимум постоянная интегрирования и передаточный коэффициент пропорциональной части регулятора скорости определятся так:

$$T_{\rm pc} = T_{\rm \scriptscriptstyle TTM} k_{\rm \scriptscriptstyle pT} k_{\rm \scriptscriptstyle TTM} k_{\rm \scriptscriptstyle d} k_{\rm \scriptscriptstyle oc} a_{\mu} \; ; \; k_{\rm \scriptscriptstyle pc} = T_{\rm \scriptscriptstyle M} / T_{\rm \scriptscriptstyle pc} \; ;$$

где  $a_{\mu}$ = 3...5 при сведении к минимуму влияния электромагнитных постоянных времени цепей статора и ротора асинхронного двигателя, которые не были учтены в определении  $T_{\mu}$ .

При наличии ПИ-регулятора скорости в составе структурной схемы, указанной на рисунке 3.12, регулировочная характеристика системы трансформаторно-транзисторный модуль — асинхронный двигатель будет определяться как  $\omega = u_{3,c}/k_{oc}$ , а при токе статора  $I < I_{omc}$  механические характеристики электропривода будут иметь абсолютную жесткость для всего диапазона изменения сигнала управления скоростью двигателя.

Переходной процесс системы управления скоростью асинхронного электропривода, построенного на базе одновентильной схемы трансформаторнотранзисторного модуля, с учетом определенных и настроенных передаточных функций, имеет следующие показатели качества (рисунок 3.14):

1) время нарастания регулируемой величины до установившегося значения:

$$t_{\rm H} = 4.71 \cdot T_{\mu} = 4.71 \cdot 0.011 = 0.051 \, c;$$

2) время первого максимума:  $T_{\text{max}} = 6.3 \cdot T_{\mu} = 6.3 \cdot 0.011 = 0.069 \text{ c}$ ;

- 3) время полного переходного процесса:  $t_{\rm H} = 8.4 \cdot T_{\mu} = 8.4 \cdot 0.011 = 0.092$  с;
- 4) перерегулирование:  $\delta = 4.3 \%$ ;
- 5) общее количество колебаний:  $n_{\kappa} = 1$ .

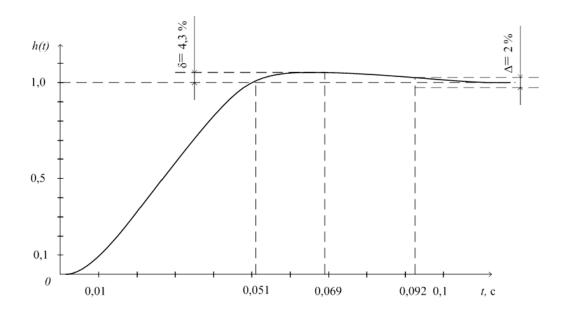


Рисунок 3.14 - Показатели качества переходного процесса при настройке на технический оптимум

Время регулирования - это время момента, в который регулируемая величина входит в область значений, отличающихся от установившегося значения не более чем на  $\pm 2\%$ .

В связи с тем, что с уменьшением напряжения на обмотках статора асинхронного двигателя, происходит снижение его скорости вращения, а в свою очередь при этом момент двигателя  $M_{\partial m}$ , допустимый по условиям нагрева, сокращается в обратно пропорциональной зависимости от скольжения, таким образом замкнутые системы асинхронного электропривода, построенных на базе одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля, с воздействием на напряжение статора целесообразно применять в механизмах, у которых момент нагрузки при снижении скорости снижается, например, в турбомеханизмах.

## 3.2 Четырёхквадрантный электропривод, построенный на базе двухвентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля с импульсным регулированием статорного напряжения асинхронного двигателя

К числу достоинств трансформаторно-транзисторного модуля, рассмотренного ранее, следует отнести простоту исполнения при минимальном количестве коммутационных ключей, а так же высокое качество напряжения и тока в статорных обмотках электродвигателя, обусловленное высокой частотой переключений транзистора.

Целью построения четырёхквадрантного асинхронного электропривода на основе трансформаторно-транзисторного модуля, является расширение функциональных возможностей за счёт придания этому устройству свойств реверсивного четырёхквадрантного электропривода, регулирование которого было бы возможным не только в двигательном, но и в тормозном режимах работы при осуществлении двигателем вращения в прямом и обратном направлениях [43, 55, 71-74, 77, 85-108, 133, 134].

Для достижения данной цели, в схему одновентильного трансформаторнотранзисторного модуля необходимо включить второй трёхфазный вольтодобавочный трансформатор, таким образом получая новую двухвентильную схему разрабатываемого модуля. Отличительной особенностью включения в схему нового разрабатываемого регулятора этого трансформатора является то, что типом соединения между собой первичных обмоток является звезда, при этом клеммы первых выводов подключены к источнику напряжения, в данном случае представленного электрической сетью общего назначения. Важно отметить, что функции нулевой точкой этой звезды будет выполнять второй трехфазный диодный мост, к зажимам переменного тока которого подключены вторые выводы первичных обмоток вольтодобавочного трансформатора. При этом к зажимам постоянного тока второго трехфазного диодного моста в прямом

направлении включен второй полупроводниковый вентиль, выполняющий роль ключевого элемента. В качестве этого ключевого элемента представлен биполярный IGBT-транзистор, управление которым осуществляется широтноимпульсным модулированным сигналом высокой частоты, поступающего со второго выхода устройства широтно-импульсной модуляции. В своем составе мост и полупроводниковый вентиль выполняют роль второго коммутирующего Что касается особенности включения вторичных вольтодобавочного трансформатора, то эти обмотки включены по отношению к статорными обмотками асинхронного двигателя согласно-последовательно и присоединены к той же электрической сетью общего назначения, создавая дополнительное напряжения положительного знака. Посредством параллельно второму транзисторному разделительного диода, ключу присоединена такая же резисторно-емкостная цепь защиты от коммутационных перенапряжений.

Для расширения функциональных свойств асинхронного привода в состав вольтодобавочного трансформатора достаточно включить ещё одну трёхфазную первичную обмотку, снабжённую вторым транзисторным ключом VT2. При этом, если первая обмотка с ключом VT1 создаёт прямо чередующееся встречное напряжение отрицательного знака  $-\Delta U_{a,b,c}$  , to вторая первичная обмотка предназначена для индуцирования в общей вторичной обмотке согласного напряжения положительного знака  $+\Delta U_{a,b,c}$  с обратным чередованием фаз. Это обеспечивается соответствующим перекрёстным подключением второй обмотки к общему источнику сетевого напряжения [43, 55, 71-74, 77, 85-108, 133, 134].

На рисунке 3.15 приведена схема четырёхквадрантного электропривода переменного тока.

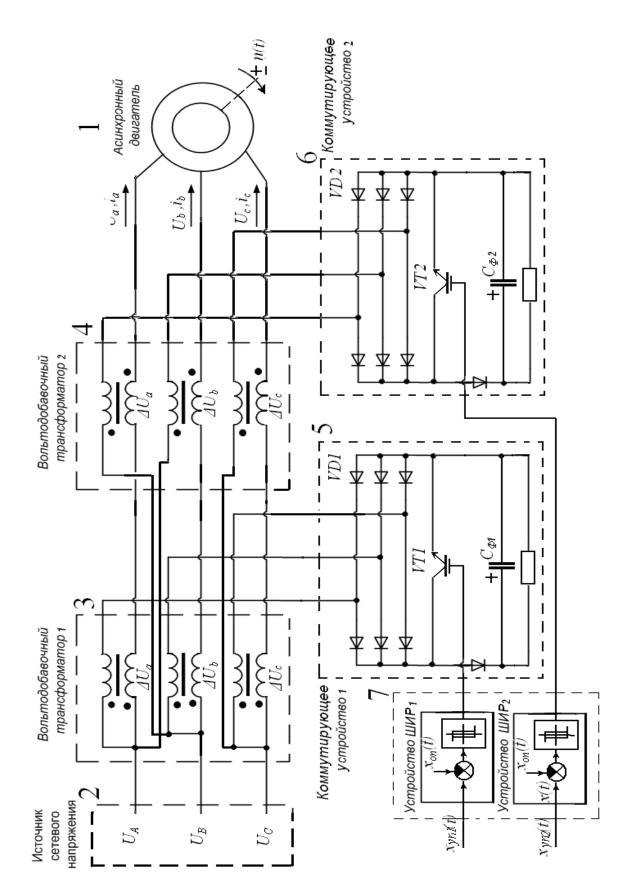


Рисунок 3.15 - Схема четырёхквандрантного позиционного асинхронного электропривода на основе трансформаторно-

транзисторного модуля.

Схема содержит асинхронный короткозамкнутый двигатель 1, статорные обмотки которого присоединены к источнику трёхфазного сетевого напряжения 2 посредством последовательно встречно включённых вторичных обмоток первого трёхфазного вольтодобавочного трансформатора 3 и последовательно согласно включённых вторичных обмоток аналогично выполненного второго вольтодобавочного трансформатора 4.

Первичные обмотки трансформатора 3 соединены по схеме звезды, для чего их первые выводы присоединены к прямо чередующимся фазам сетевого источника 2, а вторые выводы объединены в нулевую точку звезды посредством первого коммутирующего устройства 5. Первичные обмотки трансформатора 4 так же соединены по схеме звезды, однако их первые выводы присоединены к обратно чередующимся фазам общего сетевого источника, а вторые выводы объединены в нулевую точку звезды посредством второго коммутирующего устройства 6.

С целью регулирования асинхронного двигателя во всех возможности четырёх квадрантах механических характеристик  $\omega(M)$  при изменении частоты  $M = 0 \div \pm M_{max}$  $\omega = 0 \div \pm \omega_0$ момента И электромагнитного вращения предлагается суммировать результирующее трёхфазное напряжение в статорных обмотках двигателя с приложенным в согласном направлении чередующимся напряжением в обмотках второго трёхфазного вольтодобавочного трансформатора.

Причём для работы в первом квадранте при  $\omega \ge 0; M \ge 0$ или четвёртом квадранте при  $\omega \le 0$ ;  $M \ge 0$ напряжение в обмотках первого трансформатора следует регулировать, а напряжение в обмотках второго трансформатора сохранять на нулевом уровне в то время, как для работы во втором квадранте или третьем квадранте при  $\omega \ge 0$ ;  $M \le 0$  $\omega \leq 0$ ;  $M \leq 0$ при напряжение в обмотках первого трансформатора сохранять на постоянном уровне, равным напряжению питающей сети, а напряжение в обмотках второго трансформатора регулировать [43, 55, 71-74, 77, 85-108, 133, 134].

Для иллюстрации функциональных возможностей предлагаемого привода на рисунке 3.16 приведены его механические характеристики во всех четырёх квадрантах.

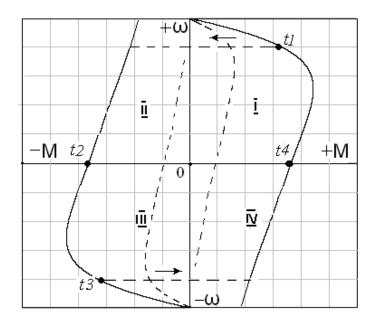


Рисунок 3.16 - Механические характеристики АД во всех четырёх квадрантах.

Разгон и работа привода в 1 квадранте механической характеристики происходят на интервале 0— $t_1$  в результате соответствующего изменения сигнала управления первым транзистором  $x_{yn1} \rightarrow 0$ , при этом сигнал управления вторым транзистором должен оставаться нулевым  $x_{yn2} = 0$ , что обеспечит плавное нарастание прямо чередующегося 3-ёх фазного напряжения в обмотках двигателя.

Для создания на интервале t1-t2 тормозного режима первый сигнал должен оставаться на максимальном постоянном уровне  $x_{vnl}$ =мах, необходимым ДЛЯ компенсации прямо чередующегося сетевого напряжения, а второй управляющий сигнал следует увеличивать  $x_{vn2}=var$ , ЧТО приведёт к возникновению возрастающего напряжения с обратным чередованием фаз во вторичной обмотке вольтодобавочного трансформатора и в статорных обмотках асинхронного двигателя.

Данный режим обеспечит переход асинхронного двигателя во 2-й квадрант механической характеристики с торможением противовключением. После

снижения скорости до нуля двигатель перейдёт на интервале t2-t3 в 3-й квадрант механической характеристики с последующим разгоном в обратном направлении.

Повторяющиеся на интервале t3—t4 процесс торможения, а затем на интервале t4—t5 процесс разгона в прямом направлении будут происходить аналогично, при этом роль транзисторных ключей VT1 и VT2 взаимно поменяется.

Управление транзисторными ключами осуществляется с помощью устройств широтно-импульсного регулирования (ШИР $_1$ , ШИР $_2$ ).

Полагается, что выработка отпирающих импульсов на выходах последних происходит традиционным способом в результате сравнения управляющих сигналов  $x_{yn1}, x_{yn2}$  и высокочастотного опорного сигнала  $x_{on}$  пилообразной формы. При этом изменение управляющих сигналов по уровню изменяет длительность включённого состояния транзисторов, приводя тем самым к пропорциональному изменению действующего значения напряжения добавочного напряжения во вторичной обмотке трансформатора.

Принцип действия электропривода рассмотрим в начале на примере работы в первом квадранте механических характеристик при  $\omega \ge 0; M \ge 0$  (рисунок 3.17).

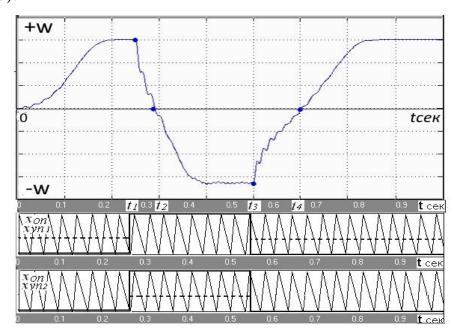


Рисунок 3.17 - Принцип работы ШИР $_1$  и ШИР $_2$ .

Согласно предлагаемому способу, напряжение в обмотках второго трансформатора в этом случае должно оставаться нулевым, что достигается установкой сигнала управления на входе ШИР $_2$   $x_{yn2}$ =0, в то время, как напряжение в обмотках первого трансформатора подлежит регулированию, для чего необходимо изменять управляющий сигнал на входе ШИР $_1$   $x_{yn1}$ =0 –  $x_{onmax}$ .

Соответствующие изменения встречного напряжения вольтодобавочного трансформатора будут приводить к обратным изменениям результирующего напряжения в статорных обмотках двигателя. При этом установка  $x_{yn1}$ =0 способна обеспечить работу двигателя при полном напряжении сети на естественной механической характеристике (точка  $t_1$ , рисунок 3.17), а в случае  $x_{yn1} \rightarrow x_{onmax}$  на искусственной характеристике при пониженном напряжении, что необходимо, например, для осуществления плавного пуска асинхронного двигателя.

Для перевода двигателя в режим торможения противовключением и последующего реверса необходимо изменить порядок чередования трёхфазного напряжения питания.

В предлагаемом автоматизированном электроприводе указанные функции выполняются бесконтактным способом, для чего, как показано на рисунке 3.17, достаточно установить управляющие сигналы  $x_{yn1}=x_{onmax}$ ;  $x_{yn2}>0$ . Согласно предлагаемому способу, это приведёт к появлению во вторичной обмотке вольтодобавочного трансформатора максимального встречного напряжения, в результате чего в составе результирующего статорного напряжения сетевая составляющая с прямым чередованием фаз будет скомпенсирована, то есть равна нулю. Зато в соответствии с  $x_{yn2}>0$  в составе этого напряжения появится составляющая с обратным чередованием фаз, что приведёт к изменению направления вращения электромагнитного поля двигателя [43, 55, 71-74, 77, 85-108, 133, 134].

Вращение электромагнитного поля и вала двигателя в разных направлениях вызовет переход рабочей точки из первого во второй квадрант механических

характеристик с координатами  $\omega \ge 0; M \le 0,$  то есть в режим торможения противовключением. Последующее снижение скорости вала до нуля при сохранении управляющих сигналов  $x_{vnl} = x_{onmax}$ ;  $x_{vn2} > 0$  приведёт к разгону двигателя в обратном направлении вплоть до установившегося состояния в точке  $t_3$  при  $\omega \le 0; M \le 0$ . Возвращение рабочей точки в первый квадрант потребует исходных значений управляющих воздействий на входах блока  $x_{vnl} = 0$ ,  $x_{vn2} = 0$ . В соответствии с описанным способом управления, произойдет снижение до нуля напряжений во вторичных обмотках обоих трансформаторов, что приведет к тому, что результирующее статорное напряжение асинхронного двигателя достигнет уровня сетевого напряжения источника питания. Изменившееся под воздействием этого напряжения направление вращения электромагнитного поля вызовет переход рабочей точки из третьего в четвёртый квадрант с координатами  $\omega \le 0$ ;  $M \ge 0$ , означающий замену двигательного режима на режим торможения противовключением с последующим разгоном двигателя в прямом направлении

В отличие от известных решений [26], силовая схема четырёхквадрантного асинхронного электропривода выполнена с применением минимального количества полупроводниковых ключей, что тем не менее не повлекло как в цепях питающих статорные обмотки двигателя, так и на сетевом входе электропривода заметного ухудшения качества напряжений и токов.

Применение позиционного четырёхквадрантного асинхронного электропривода с импульсным регулированием статорного напряжения на базе двухвентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля в ряде промышленных механизмов имеет определённые положительные аспекты:

- в мостовых кранах и подъемных устройствах осуществляется возможность работать в повторно-кратковременном режиме, при многочисленных пусках, реверсах и торможении с минимальными динамическими потерями энергии и динамическими нагрузками; обеспечение достаточных пусковых и перегрузочных

моментов, эффективности торможения при плавном опускании груза [46, 111, 116, 135];

- в двигателях насосов предотвращение ударных волн в трубопроводах, плавно запуская и плавно останавливая двигатель и т.д.

### 3.3 Частотно-регулируемый асинхронный электропривод, построенный на основе трёхвентильного трансформаторно-транзисторного модуля с комбинированной фазо-широтно-импульсной модуляцией

Разработанная трёхвентильная схема трансформаторно-транзисторного модуля, представляет собой циклоконвертор с комбинированной фазо-широтно-импульсной модуляцией и может быть использован для применения в регулируемых электроприводах и для упрощения силовых цепей частотно-регулируемых приводов переменного тока [62-64], и минимизации количества силовых полупроводниковых ключей в их схемах.

Основные признаки предлагаемого в данном параграфе технического решения заключаются в том, что к статорным обмоткам асинхронного двигателя подключается регулятор импульсного напряжения.

На рисунке 3.18 представлена схема, которая включает в себя: короткозамкнутый асинхронный двигатель (1), через встречно-последовательные вторичные обмотки трёхфазного вольтодобавочного трансформатора (2), статорные обмотки (a,b,c) этого двигателя подключены к источнику сетевого трёхфазного питающего напряжения  $(U_A, U_C, U_B)$  [55, 71-74, 77, 85-108].

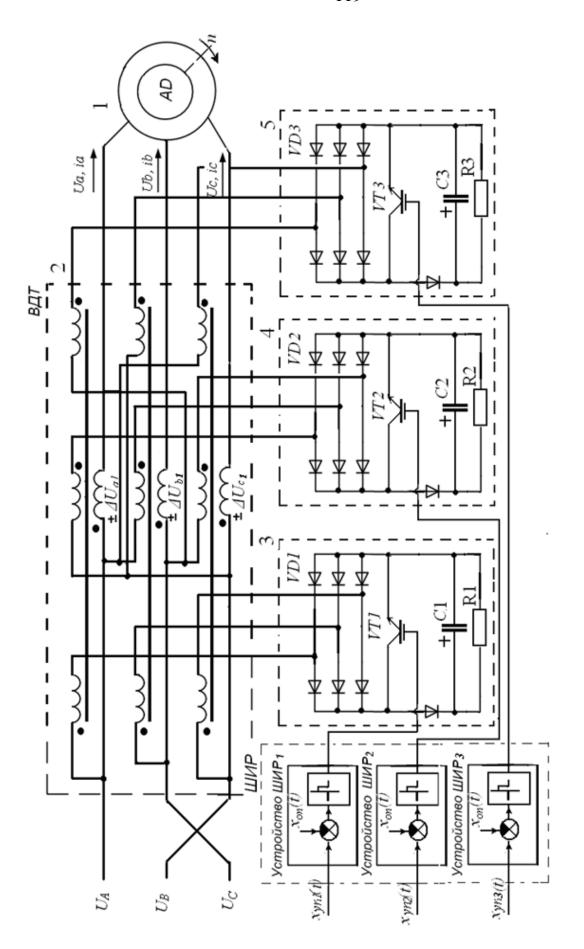


Рисунок 3.18 - Схема частотно-регулируемого электропривода

Импульсный регулятор напряжения основан на специальной конструкции трёхфазного вольтодобавочного трансформатора. Каждая из двух первичных обмоток этого трансформатора образуют две схемы звезды, а одна вторичная обмотка, являющаяся общей для этих двух первичных обмоток, включается последовательно с трёхфазным сетевым источником питания, напряжения которого имеют чередование фаз А-С-В, и статорными обмотками асинхронного двигателя, таким образом, что первая из них присоединена встречно, а вторая — согласно с напряжениями сети, обеспечивая появление в общей вторичной обмотке трансформатора с помощью первой обмотки встречного напряжения с чередованием фаз А-С-В и с помощью второй обмотки — согласного напряжения с чередованием фаз В-А-С.

В состав вольтодобавочного трансформатора вводится третья, соединённая по схеме звезды первичная обмотка, первыми выводами присоединённая к фазам сетевого источника питания для создания в общей вторичной обмотке указанного трансформатора согласного добавочного напряжения с чередованием фаз С-В-А при этом нулевая точка звезды в схеме соединений третьей первичной обмотки выполняется образом, предусматривающим аналогичным присоединение вторых выводов этой обмотки к клеммам переменного тока третьего трёхфазного выпрямительного диодного моста, к зажимами постоянного тока которого прямом направлении подключён третий силовой полупроводниковый транзисторный ключ. Схема защиты от коммутационных перенапряжений представляет собой резистивно-емкостная цепь, которая через разделительного диода параллельно присоединена к третьему транзисторному ключу.

Для достижения указанного результата способ управления заявленным устройством предлагается образом, бы каждое изменить таким что обмоток вольтодобавочного высокочастотное переключение первичных трансформатора на периоде сопровождалось изменением чередования фаз напряжений питающего источника, при этом для получения чередования источника А-С-В все указанные транзисторные ключи при первом переключении на периоде выключают; при втором подключении для создания питающего напряжения с чередованием фаз В-А-С включают транзисторные ключи в цепях питания первой и второй из указанных первичных обмоток вольтодобавочного трансформатора, а при третьем подключении для создания напряжения питания с чередованием фаз С-В-А включают транзисторные ключи в цепях первой и третьей первичных обмоток ИЗ числа указанных вольтодобавочного трансформатора, причём для создания нулевых пауз в результирующем напряжении статора включают силовой транзистор в цепи первой и выключают силовые транзисторы в цепях второй и третьей из указанных ранее первичных обмоток вольтодобавочного трансформатора.

Первая первичная обмотка подключается встречно, а вторая и третья — согласно с каждой фазой источника сетевого напряжения, образовывая при этом в общей для всех фаз вторичной обмотке применяемого вольтодобавочного трансформатора с помощью первой обмотки встречного добавочного напряжения отрицательного знака ( $-\Delta U_{o}$ ,  $-\Delta U_{c}$ ,  $-\Delta U_{b}$ ) с чередованием фаз A-C-B, с помощью второй обмотки — согласного добавочного напряжения положительного знака ( $+\Delta U_{b}$ ,  $+\Delta U_{a}$ ,  $+\Delta U_{c}$ ) с чередованием фаз B-A-C и с помощью третьей обмотки — согласного добавочного напряжения положительного знака ( $+\Delta U_{c}$ ,  $+\Delta U_{b}$ ,  $+\Delta U_{a}$ ) с чередованием фаз C-B-A [78, 98, 104-108].

Управление транзисторными ключами осуществляется с помощью устройства широтно-импульсного регулирования 6, состоящего из блоков ШИР1, ШИР2, ШИР3. Полагается, что выработка управляющих импульсов на выходах ШИР1, ШИР2, ШИР3 происходит в моменты равенства опорного *Xon* и управляющих *Xyn1*, *Xyn2*, *Xyn3* сигналов.

Необходимо учитывать, что коэффициент трансформации вольтодобавочного трансформатора равен единице, поэтому встречное подключение первой из указанных обмоток к сети с помощью VT1 при условии выключенного состояния VT2,VT3 приведёт к обнулению результирующего напряжения в статорных обмотках двигателя [71-74, 85-108]. Согласное подключение второй или третьей первичных обмоток с помощью VT2,VT3 к

разным сетевым фазам при включённом VT1способно привести к формированию результирующего трёхфазного напряжения в статорных обмотках асинхронного двигателя с периодом, состоящим из трёх тактов в работе транзисторных ключей.

Выключенное состояние всех транзисторов на первом такте ведёт к общей исчезновению добавочного напряжения В вторичной обмотке трансформатора, поэтому напряжения статорных обмоток асинхронного двигателя примут значения  $U_a = U_A$ ,  $U_b = U_C$ ,  $U_c = U_B$ . На втором такте включение VT1 и VT2 при выключенном состоянии VT3 приведёт к изменению мгновенных напряжений статора  $U_a = U_B$ ,  $U_b = U_A$ ,  $U_c = U_C$ . Период формирования статорных напряжений завершится включением транзисторов VT1 и VT3 при выключенном VT2. Тогда напряжения статорных обмоток примут значения  $U_a = U_C, \ U_b = U_B$  ,  $U_c = U_A$ . В установившемся режиме вращения двигателя с постоянной скоростью n=const указанные переключения транзисторов повторяются, а при изменениях скорости частоту переключений следует изменять [55, 71-74, 77, 85-108].

Видно, что указанные переключения способны привести к возникновению в статорных обмотках асинхронного двигателя симметричной системы фазных напряжений и токов, основные гармоники которых  $i_{al}, i_{bl}, i_{cl}$ , как известно, участвуют в получении вращающегося электромагнитного поля.

Наиболее целесообразным в указанной схеме оказывается способ широтно-импульсного регулирования (ШИР), реализация которого должна осуществляться с помощью блоков ШИР1, ШИР2, ШИР3 на высокой несущей частоте изменением длительности нулевых пауз  $\Delta t = var$  в составе выходного напряжения регулятора.

Представленные на рисунке 3.19 диаграммы дополняют картину частотного регулирования маловентильного асинхронного привода процессами изменения не только частоты, но величины выходного напряжения импульсного регулятора.

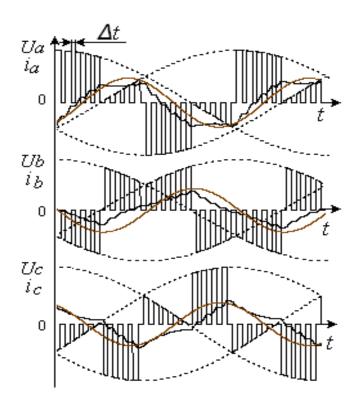


Рисунок 3.19 - Диаграммы напряжений  $U_a$ ,  $U_b$ ,  $U_c$  и токов  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  на выходе импульсного регулятора, объясняющие его работу на активно-индуктивную нагрузку, поясняющие работу при уменьшенном выходном напряжении.

Как следует из выше описанного принципа работы регулятора, получение паузы в фазных напряжениях статора  $U_a = U_b = U_c = 0$  обеспечивается без прерывания токов включением транзистора VT1 с одновременным выключением транзисторов VT2 и VT3 [55, 71-74, 77, 85-108].

Частотно-регулируемый асинхронный электропривод на основе трёхвентильного трансформаторно-транзисторного модуля с комбинированной фазо-широтно-импульсной модуляцией найдет применение в большинстве производственных и промышленных механизмах в виду позитивных эффектов, достигаемые известными схемами частотных асинхронных электроприводов [62-64, 67], однако, предлагаемый вариант устройства конкурирует минимальным количеством силовых полупроводниковых ключей в своей схеме.

На базе частотно-регулируемого асинхронного электропривода, выполненного на основе трёхвентильного трансформаторно-транзисторного модуля, работающего по принципу комбинированной фазо-широтно-импульсной

модуляции, можно осуществить создание систем управления и регулирования скорости следующих технологических объектов:

- вспомогательного оборудования ТЭС, ТЭЦ, котлоагрегатов котелен;
- транспортеры, конвейеры и другие транспортирующие механизмы;
- питатели и дозаторы;
- мельницы, мешалки, дробилки, экструдеры;
- оборудование лифтов;
- приводы электробуров, буровых станков, бурового оборудования;
- оборудование прокатных станов и других металлургических агрегатов;
- электроприводы станочного оборудования;
- механизмы силовых манипуляторов и т.п [11].

### 3.4 Выводы к третьей главе

- 1. С целью повышения технико-экономических показателей пускового режима асинхронного двигателя необходима разработка устройства с уменьшенным количеством полупроводниковых вентилей и улучшенной формы тока статорных обмоток.
- 2. В одновентильной схеме трансформаторно-транзисторного модуля можно коммутационные переключения состояний транзистора, увидеть, что обеспечивают возможностью одновременного регулирования добавочного напряжения отрицательного знака во всех трёх фазах обмоток статора асинхронного двигателя. Данный процесс осуществляется без образования пауз в форме кривой выходного напряжения, что в свою очередь обеспечивает создание практически идеальных форм токов как на сетевом входе, так и в обмотках Технико-экономический статора асинхронного двигателя. эффект при применении одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля в составе асинхронного электропривода достигается уменьшением количества полупроводниковых элементов (в известных устройств, силовых схемах

являющиеся аналогами разрабатываемого устройства, применяется как минимум шесть, а в схеме трансформаторно-транзисторного модуля – один).

- 3. Регулирование осуществляется таким образом, чтобы происходило монотонное снижение встречного напряжения обмоток вольтодобавочного трансформатора до нулевого уровня, предоставляется возможным достичь плавного увеличения величины напряжения в статорных обмотках асинхронного двигателя, с нуля до номинального значения  $U_{cH}$ . Необходимый регулирования напряжения статорных обмоток асинхронного двигателя определяется формой сигнала управления x(t) на входе широтно-импульсного модулятора.
- 4. При переводе трансформаторно-транзисторного модуля режим стабилизации, напряжения вольтодобавочным изменение сетевого трансформатором и транзисторным ключом будет производиться только в коридоре значений от -10(15) до +10(15) % от номинального значения сетевого трансформаторно-транзисторного напряжения. Работа модуля режиме периодической стабилизации необходима В периоды максимального электропотребления всеми электроприемниками на промышленном объекте, либо в режиме постоянной стабилизации, когда промышленный объект слишком удалён от центра питания и имеет низкое качество сетевого напряжения.
- 5. КПД модуля с учетом потерь рассеивания в демпфирующем устройстве цепи защиты от коммутационных перенапряжений, возникающих в транзисторном ключе, остается на достаточно высоком уровне (85-90)%, таким образом, доказана эффективность асинхронных электроприводов, построенных на базе одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля, общепромышленных объектов, с точки зрения энергопотребления.
- 6. В связи с тем, что с уменьшением напряжения на обмотках статора асинхронного двигателя, происходит снижение его скорости вращения, а в свою очередь при этом момент двигателя  $M_{\partial n}$ , допустимый по условиям нагрева, сокращается в обратно пропорциональной зависимости от скольжения, таким образом замкнутые системы асинхронного электропривода, построенных на базе

одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля, с воздействием на напряжение статора целесообразно применять в механизмах, у которых момент нагрузки при снижении скорости снижается, например, в турбомеханизмах.

- 7. Целью построение четырёхквадрантного асинхронного электропривода на основе трансформаторно-транзисторного модуля, является расширение функциональных возможностей за счёт придания этому устройству свойств реверсивного четырёхквадрантного электропривода, регулирование которого было бы возможным не только в двигательном, но и в тормозном режимах при вращении двигателя в прямом и обратном направлениях.
- 8. Трёхвентильный трансформаторно-транзисторный модуль, представляет собой циклоконвертор c комбинированной фазо-широтно-импульсной модуляцией и может быть использован для применения в регулируемых частотно-регулируемых электроприводах для упрощения силовых цепей приводов переменного минимизации количества силовых тока, И полупроводниковых ключей в их схемах.

# ГЛАВА 4 ЭКСПЕРЕМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ, ПОСТРОЕННЫХ НА БАЗЕ УНИФИЦИРОВАННОГО ТРАНСФОРМАТОРНО-ТРАНЗИСТОРНОГО МОДУЛЯ

### 4.1 Математическая модель асинхронного двигателя как объекта управления

Во вращающейся с относительной скоростью системе координат с вещественной осью d и мнимой осью q уравнения асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором в операторной форме запишутся в виде:

$$\begin{cases} U_{sd}(p) = i_{sd}(p) \cdot (r_s + L_s p) + i_{rd}(p) \cdot L_{\mu} p \\ 0 = L_{\mu} p \cdot i_{sd}(p) + i_{rd}(p) \cdot (r_r + L_r p) + \omega L_r \cdot i_{rq}(p) + \omega L_{\mu} \cdot i_{sq}(p) \\ 0 = -\omega L_{\mu} \cdot i_{sd}(p) - \omega L_r \cdot i_{rd}(p) + i_{rq}(p) \cdot (r_r + L_r p) + i_{sq}(p) \cdot L_{\mu} p \\ U_{sq}(p) = i_{rq}(p) \cdot L_{\mu} p + i_{sq}(p) \cdot (r_s + L_s p) \end{cases}$$
(4.1)

Для упорядочения системы уравнений и получении математической матричной формы асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором воспользуемся методом переменных состояний.

В качестве переменных состояний примем производные проекции токов статора и ротора на оси d и q.

Таким образом полная система уравнений асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором в матричной форме будет иметь вид:

$$X' = AX + BU$$
,

где X - матрица-столбец переменных состояний;

X' - матрица-столбец первых производных по времени переменных состояний;

U - столбцевая матрица значений всех внешних источников воздействий;

А - квадратная матрица параметров, именуемая матрицей Якоби размерностью nxn (где n - число переменных состояний);

В - матрица связи между источниками внешних воздействий и переменными состояниями, матрица прямоугольного вида (n - количество строк равно числу переменных состояний, m - количество столбцов равное числу источников).

Выразим из системы уравнений (4.1) производные проекции токов статора и ротора на оси d и q и проекции напряжения статора для построения коэффициентных матриц A и B.

$$\begin{split} &i_{rd}(p)p = -i_{sd}(p) \cdot \frac{l_{\mu}p}{l_{\tau}} - i_{rd}(p) \cdot \frac{r_{\tau}}{l_{\tau}} - i_{rq}(p) \cdot \omega - i_{sq}(p) \cdot \frac{\omega - l_{\mu}}{l_{\tau}} \ ; \\ &U_{sd}(p) = i_{sd}(p) \cdot (r_{s} + L_{s}p) - i_{sd}(p) \cdot \frac{l_{\mu}^{2}p}{l_{\tau}} - i_{rd}(p) \cdot \frac{r_{\tau} - l_{\mu}}{l_{\tau}} - i_{rq}(p) \cdot \omega \cdot L_{\mu} - i_{sq}(p) \cdot \frac{\omega - l_{\mu}^{2}}{l_{\tau}} = i_{sd}(p) \cdot p \cdot \left(L_{s} - \frac{l_{\mu}^{2}}{l_{\tau}}\right) + i_{sd}(p) \cdot r_{s} - i_{rd}(p) \cdot \frac{r_{\tau} - l_{\mu}}{l_{\tau}} - i_{rq}(p) \cdot \omega \cdot L_{\mu} - i_{sq}(p) \cdot \frac{\omega - l_{\mu}^{2}}{l_{\tau}} \ ; \\ &i_{rq}(p) \cdot p = i_{sd}(p) \cdot \frac{\omega - l_{\mu}}{l_{\tau}} + i_{rd}(p) \cdot \omega - i_{rq}(p) \cdot \frac{r_{\tau} - l_{\pi}}{l_{\tau}} - i_{sq}(p) \cdot \frac{l_{\mu}p}{l_{\tau}} \ ; \\ &U_{sq}(p) = i_{sd}(p) \cdot \frac{\omega - l_{\mu}}{l_{\tau}} + i_{rd}(p) \cdot \omega \cdot L_{\mu} - i_{rq}(p) \cdot \frac{r_{\tau} - l_{\pi}}{l_{\tau}} - i_{sq}(p) \cdot \frac{l_{\mu}p}{l_{\tau}} + i_{sq}(p) \cdot (r_{s} + L_{s}p) \ ; \\ &i_{sd}(p) \cdot p = \frac{l_{\mu} \cdot U_{sd}(p)}{(l_{s} - \frac{l_{\mu}^{2}}{l_{\tau}})} - \frac{i_{sd}(p) \cdot r_{s} + l_{\mu}}{(l_{s} - \frac{l_{\mu}^{2}}{l_{\tau}})} + \frac{i_{rq}(p) \cdot r_{\tau} - l_{\mu}}{l_{\tau} - l_{\tau}(l_{s} - \frac{l_{\mu}^{2}}{l_{\tau}})} + i_{rd}(p) \cdot r_{\tau} + i_{rd}(p) \cdot \\ &L_{r}p + i_{rq}(p) \cdot \omega \cdot L_{r} + i_{sq}(p) \cdot \omega \cdot L_{\mu} \ ; \\ &i_{sq}(p) \cdot p = \frac{U_{sd}(p)}{l_{\mu}} - \frac{i_{sd}(p) \cdot r_{s}}{l_{\mu}} - \frac{l_{s}}{l_{\mu}} \left( \frac{U_{sq}(p)}{l_{s} - \frac{l_{\mu}^{2}}{l_{\tau}}} - \frac{i_{rq}(p) \cdot \omega - l_{\mu}}{l_{r} - l_{r}^{2}} - \frac{i_{rq}(p) \cdot \omega - l_{\mu}}{l_{r}^{2} - l_{r}^{2}} - \frac{i_{rq}(p) \cdot r_{\tau} - l_{\mu}}{l_{r}^{2} - l_{r}^{2}} - \frac{i_{rq}(p) \cdot \omega - l_{\mu}}{l_{r}^{2}} - \frac{i_{rq}(p) \cdot r_{\tau} - l_{\mu}}{l_{r}^{2}} - \frac{i_{rq}(p) \cdot r_{\tau} - l_{\mu}}{l_{r}^{2}} - \frac{i_{rq}(p) \cdot \omega - l_{\mu}}{l_{r}^{2}} - \frac{l_{rq}(p) \cdot r_{\tau}}{l_{r}^{2}} - \frac{l_{rq}(p) \cdot r_{\tau}}{l_{r}^{2}} - \frac{l_{rq}(p) \cdot r_{\tau}}{l_{r}^{2}} - \frac{l_{rq}(p) \cdot r_{\tau}}{l_{r}^{2}} - \frac{l_{rq}(p) \cdot r_{\tau}}$$

$$\begin{split} i_{rd}(p)p &= \frac{-U_{sd}(p) \cdot L_{\mu}}{2 \cdot L_{r} \cdot \left(L_{s} - \frac{L_{\mu}^{2}}{L_{r}}\right)} + \frac{i_{sd}(p) \cdot r_{s} \cdot L_{\mu}}{2 \cdot L_{r} \cdot \left(L_{s} - \frac{L_{\mu}^{2}}{L_{r}}\right)} - \frac{i_{rd}(p) \cdot r_{r} \cdot L_{\mu}^{2}}{2 \cdot L_{r}^{2} \left(L_{s} - \frac{L_{\mu}^{2}}{L_{r}}\right)} + \frac{i_{rq}(p) \cdot \omega \cdot L_{\mu}}{2 \left(L_{s} - \frac{L_{\mu}^{2}}{L_{r}}\right)} + \frac{i_{rq}(p) \cdot \omega \cdot L_{\mu}}{2 \left(L_{s} - \frac{L_{\mu}^{2}}{L_{r}}\right)} + \frac{i_{sq}(p) \cdot \omega \cdot L_{\mu}^{2}}{2 \cdot L_{r} \cdot \left(L_{s} - \frac{L_{\mu}^{2}}{L_{r}}\right)} - \frac{i_{rd}(p) \cdot r_{r}}{2 \cdot L_{r}} - i_{rq}(p) \cdot \omega - \frac{i_{sq}(p) \cdot \omega \cdot L_{\mu}}{L_{r}} = \frac{-U_{sd}(p) \cdot L_{\mu}}{2 \cdot L_{r} \cdot \left(L_{s} - \frac{L_{\mu}^{2}}{L_{r}}\right)} + \frac{i_{sq}(p) \cdot r_{s} \cdot L_{\mu}}{2 \cdot L_{r} \cdot \left(L_{s} - \frac{L_{\mu}^{2}}{L_{r}}\right)} - \frac{i_{rd}(p) \cdot r_{r}}{L_{r}} \cdot \left(1 - \frac{L_{\mu}}{2 \cdot L_{r} \cdot \left(L_{s} - \frac{L_{\mu}^{2}}{L_{r}}\right)} + \frac{i_{sq}(p) \cdot \omega \cdot L_{\mu}^{2}}{2 \cdot L_{r} \cdot \left(L_{s} - \frac{L_{\mu}^{2}}{L_{r}}\right)} - \frac{1}{L_{\mu}} \right) ; \end{split}$$

таким образом

$$egin{aligned} i_{sd}(p) \cdot p & i_{sd}(p) \ i_{sq}(p) \cdot p & i_{sq}(p) + B \cdot egin{aligned} U_{sd}(p) \ U_{sq}(p) \end{array}$$
, где  $i_{rq}(p) \cdot p & i_{rq}(p) \end{aligned}$ 

$$\frac{-r_{s}}{2\left(L_{s} - \frac{L_{\mu}^{2}}{L_{r}}\right)} \qquad \omega \cdot L_{\mu} \cdot \left(1 - \frac{L_{\mu}}{2 \cdot L_{r} \cdot \left(L_{s} - \frac{L_{\mu}^{2}}{L_{r}}\right)}\right) \qquad \frac{r_{r} \cdot L_{\mu}}{2 \cdot L_{r} \cdot \left(L_{s} - \frac{L_{\mu}^{2}}{L_{r}}\right)} \qquad \omega \cdot \left(1 - \frac{L_{\mu}}{2 \cdot \left(L_{s} - \frac{L_{\mu}^{2}}{L_{r}}\right)}\right)$$

$$= \frac{\frac{\omega \cdot L_{s} \cdot L_{\mu}}{L_{r} \cdot \left(L_{s} - \frac{L_{\mu}^{2}}{L_{r}}\right)} \qquad \frac{-r_{s}}{L_{\mu}} \cdot \left(1 - \frac{L_{s}}{\left(L_{s} - \frac{L_{\mu}^{2}}{L_{r}}\right)}\right) \qquad \frac{\omega \cdot L_{s}}{\left(L_{s} - \frac{L_{\mu}^{2}}{L_{r}}\right)} \qquad \frac{-L_{s} \cdot r_{r}}{\left(L_{s} - \frac{L_{\mu}^{2}}{L_{r}}\right)}$$

$$= \frac{r_{s} \cdot L_{\mu}}{2 \cdot L_{r} \cdot \left(L_{s} - \frac{L_{\mu}^{2}}{L_{r}}\right)} \qquad \frac{\omega \cdot L_{\mu}^{2}}{2 \cdot L_{r} \cdot \left(L_{s} - \frac{L_{\mu}^{2}}{L_{r}}\right)} \qquad \frac{\omega \cdot L_{\mu}}{2 \cdot L_{r} \cdot \left(L_{s} - \frac{L_{\mu}^{2}}{L_{r}}\right)} \qquad \frac{\omega \cdot L_{\mu}}{2 \cdot L_{r} \cdot \left(L_{s} - \frac{L_{\mu}^{2}}{L_{r}}\right)} \qquad \frac{\omega \cdot L_{\mu}}{2 \cdot L_{r} \cdot \left(L_{s} - \frac{L_{\mu}^{2}}{L_{r}}\right)} \qquad \frac{r_{r}}{2 \cdot \left(L_{s} - \frac{L_{\mu}^{2}}{L_{r}}\right)} \qquad$$

$$\frac{1}{2\left(L_s - \frac{L_\mu^2}{L_r}\right)} \qquad 0$$

$$0 \qquad \frac{1}{L_\mu} \cdot \left(1 - \frac{L_s}{\left(L_s - \frac{L_\mu^2}{L_r}\right)}\right)$$

$$2 \cdot L_r \cdot \left(L_s - \frac{L_\mu^2}{L_r}\right) \qquad 0$$

$$0 \qquad \frac{-L_s}{L_r \cdot \left(L_s - \frac{L_\mu^2}{L_r}\right)}$$

Представим систему уравнений (4.1) в виде графа, таким образом получим топологическую модель асинхронного короткозамкнутого двигателя [30, 66, 113].

Подставим в каждое уравнение

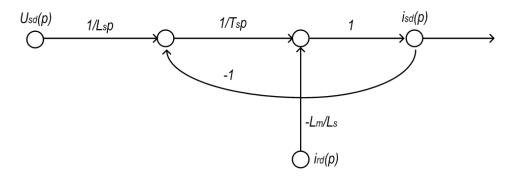
 $T_{s}=rac{L_{s}}{r_{s}}$  и  $T_{r}=rac{L_{r}}{r_{r}}$  - электромагнитные постоянные времени статора и ротора

### соответственно

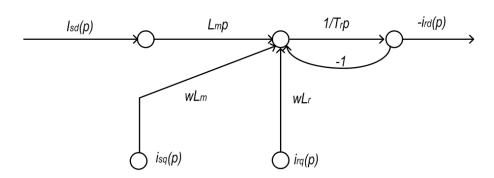
1) 
$$U_{sd}(p) - i_{sd}(p) \cdot r_s = i_{sd}(p) \cdot p \cdot L_s + i_{rd}(p) \cdot p \cdot L_\mu$$
 (:r<sub>s</sub>)

$$\frac{U_{sd}(p)}{r_s} - i_{sd}(p) = i_{sd}(p) \cdot T_s \cdot p + \frac{i_{rd}(p) \cdot p \cdot L_{\mu}}{r_s} \quad (:T_s p)$$

$$\frac{U_{sd}(p)}{L_{s} \cdot p} - \frac{i_{sd}(p)}{T_{s} \cdot p} - \frac{i_{rd}(p) \cdot L_{\mu}}{L_{s}} = i_{sd}(p)$$

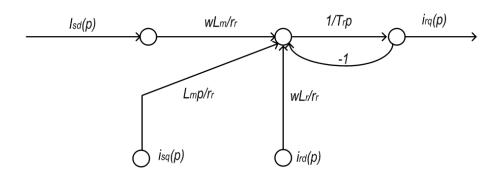


2) 
$$i_{rd}(p) \cdot (1 + \frac{p \cdot L_{\mu}}{r_r}) = -i_{sd}(p) \cdot p \cdot L_{\mu} - \omega \cdot i_{rq}(p) \cdot L_r - \omega \cdot L_{\mu} \cdot i_{sq}(p)$$



3) 
$$i_{rq}(p) \cdot r_r + i_{rq}(p) \cdot L_r \cdot p = i_{sd}(p) \cdot \omega \cdot L_\mu + i_{rd}(p) \cdot \omega \cdot L_r - i_{sq}(p) \cdot L_\mu \cdot p$$

$$i_{rq}(p) \cdot (1 + \frac{L_r \cdot p}{r_r}) = \frac{i_{sd}(p) \cdot \omega \cdot L_\mu}{r_r} + \frac{i_{rd}(p) \cdot \omega \cdot L_r}{r_r} - \frac{i_{sq}(p) \cdot L_\mu \cdot p}{r_r}$$



$$4)U_{sq}(p) - i_{sq}(p) \cdot r_s = i_{rq}(p) \cdot L_{\mu} \cdot p + i_{sq}(p) \cdot L_s \cdot p$$

$$\frac{U_{sq}(p)}{L_{s}\cdot p} - \frac{i_{sq}(p)}{T_{s}\cdot p} - \frac{i_{rq}(p)\cdot L_{\mu}}{L_{s}} = i_{sq}(p)$$

$$U_{sq}(p) \qquad 1/L_{sp} \qquad 1/T_{sp} \qquad 1 \qquad i_{sq}(p)$$

$$-1 \qquad i_{rq}(p)$$

$$i_{rq}(p)$$

Общий граф асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором во вращающейся системе координат представлен на рисунке 4.1.

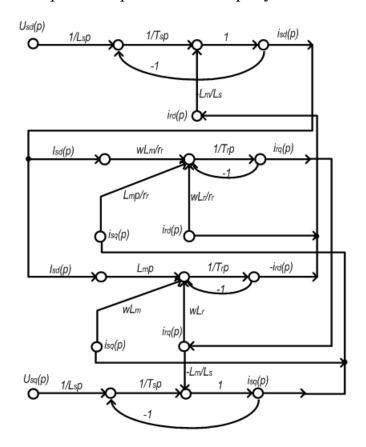


Рисунок 4.1 - Обобщённый граф асинхронного короткозамкнутого двигателя во вращающейся системе координат.

Компьютерная модель асинхронного короткозамкнутого двигателя во вращающейся системе координат и результаты моделирования представлены на рисунке 4.2. Модель имеет два линейных канала управления, что значительно упрощает синтез электропривода в целом.

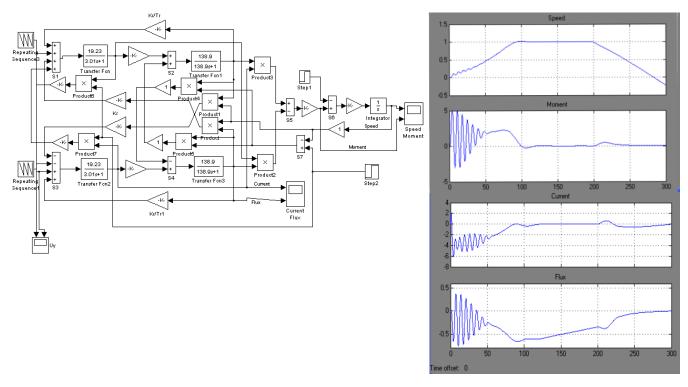


Рисунок 4.2 - Компьютерная модель асинхронного короткозамкнутого двигателя во вращающейся системе координат и результаты моделирования

Полученные результаты моделирования полностью соответствуют результатам моделирования асинхронного короткозамкнутого двигателя в неподвижной системе координат (рисунок 4.3) [16, 53, 116].

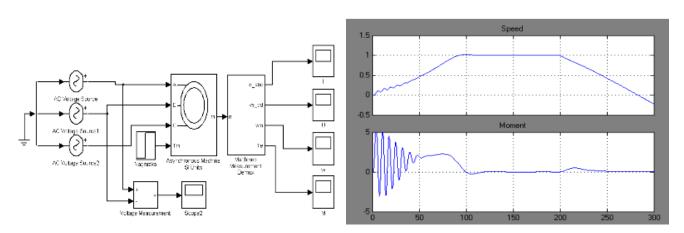


Рисунок 4.3 - Компьютерная модель асинхронного короткозамкнутого двигателя в неподвижной системе координат и результаты моделирования.

Приведённая компьютерная модель асинхронного короткозамкнутого двигателя во вращающейся системе координат позволяет в первом приближении

рассмотреть электромеханические процессы в переходных режимах в двигателе, так как в установившемся режиме работы ток и потокосцепление являются постоянными величинами.

### 4.2 Экспериментальное исследование одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля при управлении режимом плавного пуска асинхронного двигателя

### 4.2.1 Построение математической модели для экспериментального исследования одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля при управлении режимом плавного пуска асинхронного двигателя

При проведении компьютерного моделирования, параметры источника сетевого напряжения 380/220 В, ReH=0.01 Ом; вольтодобавочный трансформатор:  $S=10~\kappa BA$ ;  $w_1=400~\epsilon$ итков;  $w_2=250~\epsilon$ итков. Параметры асинхронного двигателя были приняты следующие Ucm=220B;  $f=50\Gamma u$ ;  $Ph=50\kappa Bm$ ;  $Rs=0.39O_M$ ;  $Rr = 0.23O_{M}$ ;  $Ls = 0.002\Gamma H$ ;  $L_0 = 0.09 \Gamma H$ ;  $Lr=0.0015\Gamma H$ ;  $J=0.015\kappa\Gamma_M$ . Модель себя асинхронной машины включает В модель электрической части, представленной моделью пространства состояний четвертого порядка и модель механической части в виде системы второго порядка. Все электрические переменные и параметры машины приведены к статору. Исходные уравнения электрической части машины записаны для двухфазной (dq-оси) системе На рисунке 4.4 приведена схема замещения асинхронной координат [116]. машины.

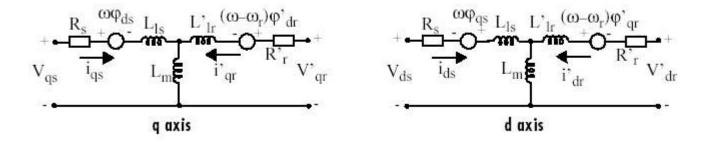


Рисунок 4.4 - Схема замещения асинхронной машины.

Цепь управления содержит устройство широтно-импульсной модуляции, зависящая от значения коэффициента трансформации понижающего вольтодобавочного трансформатора, которое принято  $w_1/w_2=1.6$ , для изменения значения добавочного напряжения в процессе пуска, при помощи переключений с высокой частотой (принято 2 к $\Gamma$ ц) единственного транзисторного ключа.

Также в состав модели входит измерительно-регистрационная аппаратура, которая во время запуска служит для проведения мониторинга за параметрами электродвигателя.

Принимаемые при проведении эксперимента, осуществляемого на основе компьютерного моделирования, значимые допущения следующие [16, 59]:

- симметричные между собой фазы сетевого трёхфазного питающего напряжение и напряжения обмоток статора асинхронного двигателя;
- линейный характер имеют активные и индуктивные сопротивления обмоток статора асинхронного двигателя;
- не принимается во внимание насыщение магнитопровода асинхронного двигателя;
- все полупроводниковые элементы: транзисторный ключ и диоды являются идеальными.

На рисунке 4.5 изображена компьютерная модель асинхронного электропривода, выполненная на базе одновентильной схемы трансформаторнотранзисторного модуля, построенная в программном пакете Matlab/Simulink.

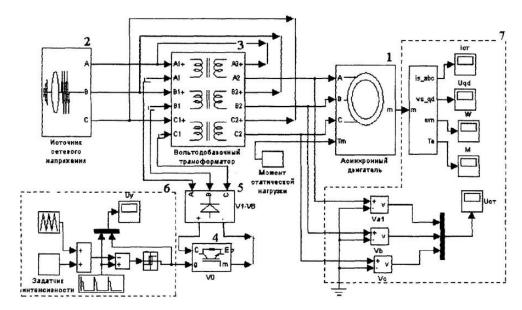


Рисунок 4.5 - Модель одноквадрантного асинхронного электропривода на основе одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля.

Результаты, полученные в ходе компьютерного моделирования, представлены на рисунке 4.6.

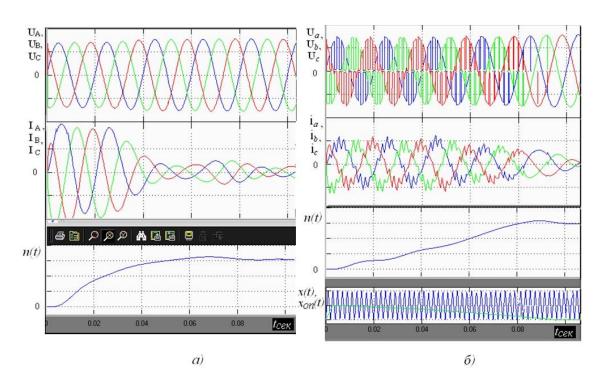


Рисунок 4.6 — Осциллограммы, отражающие формы фазных напряжений Ua(t), Ub(t), Uc(t) и токов Ia(t), Ib(t), Ic(t) обмоток статора, а так же скорости вала n(t), полученные в результате компьютерного моделирования асинхронного двигателя в режимах прямого (a) и плавного (b) пуска.

протекание пускового режима в Данные результаты иллюстрируют разомкнутой одноквадрантного асинхронного электропривода, системе построенного на основе одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля. На рисунке 4.6 (б) приведена осциллограмма, которая отражает процессе моделирования формы результирующих полученные обмоток статора двигателя напряжений BO время запуска асинхронного электропривода.

Из этих полученных форм вытекает вывод о наличии зависимости между встречным добавочным напряжением отрицательного знака и результирующими напряжениями фаз обмоток статора. Данная зависимость заключается в том, что при встречном добавочном напряжении отрицательного знака, снижающегося монотонно по линейному закону до нулевого уровня, действующее значение результирующего напряжения на обмотках статора в свою очередь будет монотонно увеличиваться, при этом по завершению пускового переходного процесса достигнет максимальной амплитуды, уровень которой равен уровню номинального сетевого трехфазного питающего напряжения.

Проиллюстрированный на рисунке 4.6 (б) процесс плавного пуска отражает нарастание значений плавное c нулевого уровня первоначальных результирующих напряжений, токов в фазах обмоток статора, а также скорости вращения вала асинхронного двигателя. Сравнивая с процессом пуска асинхронного двигателя при прямом подключении к сети питания, основными характеристиками которого являются сравнительно высокое быстродействие (время запуска  $t_n=0,1c$ ), а также превышенный пусковой ток (как минимум в 3 раза выше установившееся значение) (рисунок 4.6 (а)), полученный результат компьютерного моделирования при применении предлагаемого регулирующего устройства на основе одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля, доказывает уменьшение практически на половину начального пускового скачка пусковых токов в фазах статорных обмотках  $I_a(t), I_b(t), I_c(t)$ , обусловленное плавным увеличением значения напряжений в фазах обмоток статора по любому допустимо возможному закону его изменения во времени, что в свою очередь

приводит к уменьшению электромагнитного момента и снижению быстродействия, с увеличением времени нарастания скорости вала n(t). Часто, основным требованием достаточно большого числа технологических механизмов, участвующих в различных промышленных процессах, является подобное демпфирование переходных процессов при запуске асинхронного двигателя [43, 55, 71-74, 77, 85-108, 133, 134].

Результаты компьютерного моделирования процесса плавного запуска одноквадрантного асинхронного электропривода, построенного базе на трансформаторно-транзисторного одновентильной схемы модуля, **№**1/19 "Исследование Техническим отчетом пусковых подтверждаются характеристик электромашинного преобразователя частоты ПВС-8-800У3 с использованием пускорегулирующего устройства", составленного в рамках экспериментального исследования, проведенного в электролаборатории ООО "Энергомониторинг" (Приложение Г). На рисунках 4.7 и 4.8 приведены фотоматериалы проведенного экспериментального c исследования В электролаборатории ООО "Энергомониторинг".



Рисунок 4.7 - Силовая часть экспериментальной установки, включающая в себя электромашинного преобразователя частоты ПВС-8-800У3 и пускорегулирующее устройство, выполненное на базе вольтодобавочного трансформатора.



Рисунок 4.8 - Управляющая и измерительная части экспериментальной установки, представленные блоком управления, выполненного на базе полупроводниковой и контакторной аппаратуры, и анализатором качества электрической энергии Fluke 435 соответственно.

Полученными в ходе исследования одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля данными доказана эффективность и работоспособность предлагаемого технического решения.

## 4.2.2 Исследование статических и динамических характеристик асинхронного электропривода, построенного на базе одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля

Анализируя динамическую механическую характеристику асинхронного двигателя можно отметить то, что максимальные значения ударных моментов в режиме пуска намного больше (более чем в 4,5 раза) значения номинального момента *Мн* статической механической характеристики, достигающих по механической прочности предельно большого уровня, так называемые ударные,

пагубно влияют на кинематическую составляющую технологических агрегатов, что в свою очередь приводит к выходу из строя самого асинхронного двигателя.

Среди всего многообразия, выделим два основных типа механических характеристик асинхронного двигателя:

- 1. Характеристика с не зависящим от скорости моментом сопротивления. Типичными примерами являются лебедки, подъемные краны, поршневые насосы при высоте подачи неизменной во времени.
- 2. Характеристика с моментом, возрастающим нелинейно. Такой характеристикой обладают центробежные насосы, вентиляторы, так как для этих механизмов существует зависимость момента сопротивления Mc от квадрата угловой скорости  $\omega$  [16].

Исследование динамических процессов в асинхронном двигателе является сложной задачей в виду того, что присутствует нелинейность в уравнениях, которые описывают асинхронный двигатель. Следовательно, целесообразно при помощи средств вычислительной техники анализировать динамические характеристик асинхронного двигателя (рисунок 4.9).

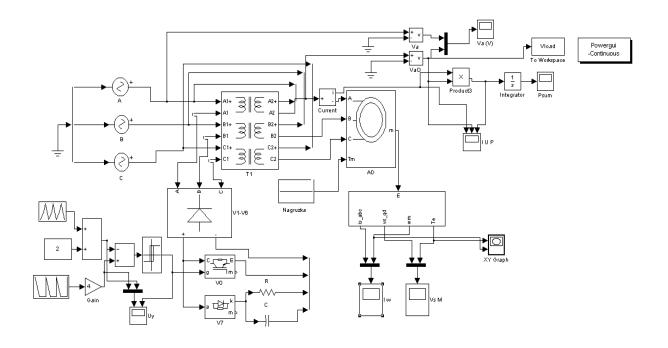


Рисунок 4.9 – Компьютерная модель для проведения исследования работы асинхронного двигателя, при подключении его через исследуемый трансформаторно-транзисторный модуль в сеть.

Результаты механической характеристики исследования асинхронного особенности кривой механической двигателя дают возможность ПОНЯТЬ характеристики асинхронного влиянии двигателя при на вал машины всевозможных видов статической нагрузки.

результате моделирования основных типов статических получены механические характеристики асинхронного двигателя в составе производственных механизмов. Переходные процессы в асинхронном двигателе приведены на рисунках 4.10-4.13. Характеристика с моментом сопротивления, не зависящим от скорости приведена на рисунке 4.10. На рисунке 4.11 представлена характеристика с линейно зависящим от скорости моментом сопротивления. На рисунке 4.12 изображена механическая характеристика c нелинейно возрастающим есть выявляется прямо пропорциональная моментом, зависимость момента сопротивления Мс от угловой скорости о в квадрате.

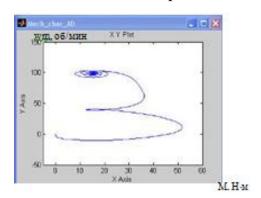


Рисунок 4.10 — График механической характеристики асинхронного двигателя с не зависящим от скорости моментом сопротивления.

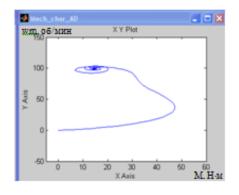


Рисунок 4.11— График механической характеристики асинхронного двигателя с линейно зависящим от скорости моментом сопротивления.

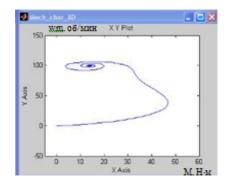


Рисунок 4.12 — График механической характеристики асинхронного двигателя с нелинейно возрастающим моментом.

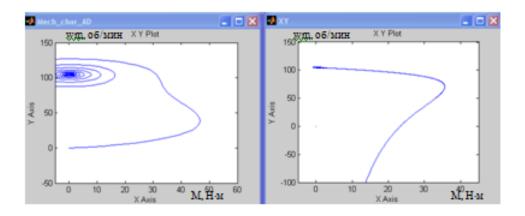


Рисунок 4.13 – Графики механической характеристики асинхронного двигателя во время пуска и естественной механической характеристики асинхронного двигателя.

Анализируя динамические характеристики, можно сделать вывод о том, что форма переходного процесса при запуске трехфазного короткозамкнутого асинхронного двигателя имеет колебательный характер не только в момент включения, но и на выходе на установившуюся скорость машины.

Важно отметить, что производимые исследования динамических механических характеристик асинхронного двигателя имеют теоретическое и практическое значение, по причине того, что при учете только статических механических характеристик можно прийти к некорректным и ошибочным выводам, а так же к искаженной информации по вопросу характера влияния динамических нагрузок на асинхронный двигатель при режиме пуска. Широко известный факт о том, что при пуске прямым включением в сеть асинхронного двигателя значения его динамического момента могут превышать номинальный момент до 5 раз, а приведенные результаты компьютерного исследования показывают, что с применением трансформаторно-транзисторного модуля в составе асинхронного электропривода превышение динамического момента по отношению к номинальному моменту двигателя при пусковом режиме достигает не более 3 раз.

### 4.2.3 Анализ гармонического состава выходного напряжения с одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля и оценка энергетических показателей асинхронного электропривода

Оценивание гармонического состава выходного напряжения с трансформаторно-транзисторного модуля на статорной обмотке асинхронного двигателя выполнено на анализе суммарного гармонического искажения - Total Harmonic Distortion (THD).

На рисунке 4.14 приведен график статорного напряжения фазы *А* асинхронного двигателя, а также его спектральный анализ гармонического состава. Частота ШИМ при этом составляет 1кГц. Из диаграммы FFT analysis (быстрое преобразование Фурье), видно, что помимо первой (основной) гармоники в гармоническом составе присутствуют высшие гармоники: 1-я, 3-я, 5-я, 7-я, 11-я, 13-я (Гц соответственно), амплитуды которых уменьшаются с ростом порядкового номера данных гармоник.

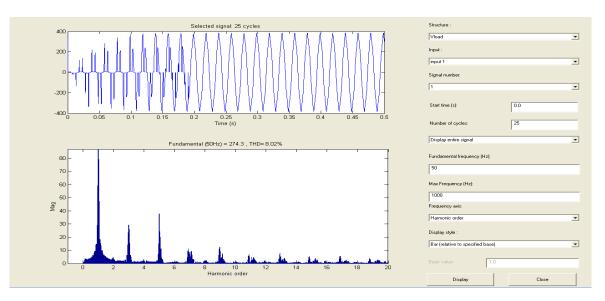


Рисунок 4.14 - График статорного напряжения фазы *A* асинхронного двигателя и его спектральный анализ гармонического состава.

При этом коэффициент THD составляет 8%. Отсутствие четных гармоник объясняется тем, что на выходе трансформаторно-транзисторного модуля асинхронный двигатель представляет собой симметричную нагрузку, включенную по схеме "звезда".

С увеличением несущей частоты модуляции ШИМ, амплитуды перечисленных высших гармоник уменьшаются, что приводит к уменьшению коэффициента ТНD (рисунок 4.15).

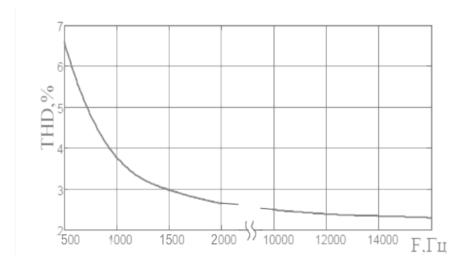


Рисунок 4.15 – Зависимость коэффициента THD от несущей частоты ШИМ.

Увеличение частоты модуляции ШИМ улучшает гармонический состав статорного напряжения асинхронного двигателя. Оптимальная несущая частота ШИМ около 2 кГц. Дальнейшее повышение частоты ШИМ приводит к существенному уменьшению коэффициента ТНD, однако имеет свои отрицательные последствия.

На рисунке 4.16 приведены графики напряжения, тока и мгновенной мощности по фазе A асинхронного двигателя, эти графики являются результатами эксперимента, проведенного на основе компьютерного моделирования, режима запуска разомкнутой схемы одноквадрантного электропривода, имеющий в своем составе унифицированный трансформаторно-транзисторный модуль. Графики мгновенной потребляемой мощности из сети по фазе A асинхронным двигателем, полученные интегрированием значений мгновенной мощности (рисунки 4.17 и 4.18).

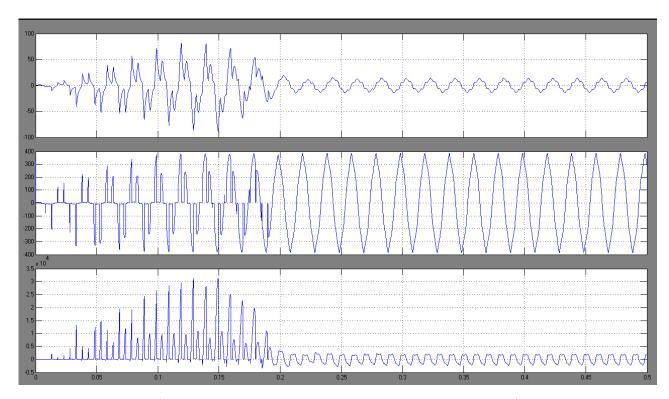


Рисунок 4.16 - Графики тока, напряжения и мгновенной мощности по фазе A в режиме пуска асинхронного электропривода, выполненного на основе одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля.

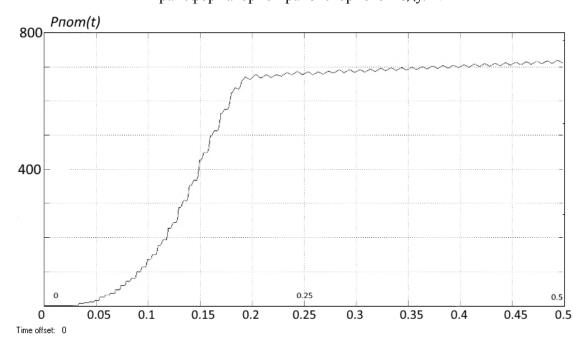


Рисунок 4.17 - График мгновенной потребляемой мощности из сети по фазе A в разомкнутой системе асинхронного одноквадрантного электропривода, основанного на одновентильной схеме трансформаторно-транзисторного модуля.

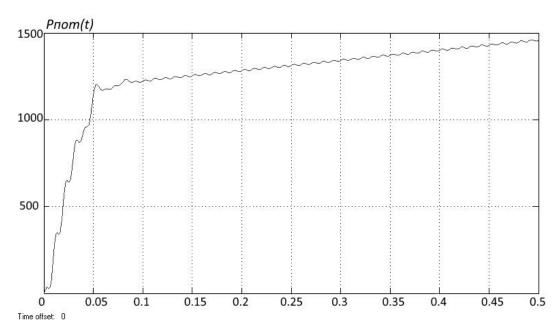


Рисунок 4.18 — График мгновенной потребляемой мощности из сети  $P_{nom}(t)$  по фазе A в режиме пуска асинхронного двигателя при прямом подключении к питающей сети трехфазного напряжения.

Сопоставление графика, воспроизведенного при моделировании асинхронного электропривода, основанного одновентильной на схеме трансформаторно-транзисторного модуля (рисунок 4.17), с графиком мгновенной потребляемой мощности из сети по фазе А в режиме пуска асинхронного двигателя, подключенного напрямую к питающей сети (рисунок 4.18), позволяет сделать главный вывод о том, что при применении унифицированного трансформаторно-транзисторного модуля в асинхронных электроприводах для плавного пуска двигателя, количество потребляемой электроэнергии, затраченное осуществление запуска двигателя с нулевых начальных условий до на установившейся скорости, уменьшается почти в 2 раза [43, 55, 71-74, 77, 85-108, 133, 134].

## 4.2.4 Исследование системы управления скоростью асинхронного электропривода, построенного на базе одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля

Проверка на устойчивость переходного процесса асинхронного электропривода с положительной жесткостью  $\beta$  механической характеристики представляет практический и теоретический интерес, так как в этом режиме условия устойчивости системы средне допустимые.

На рисунке 4.19 представлена модель системы управления скоростью асинхронного электропривода, построенного на базе одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля, построенная в программном пакете МВТУ 3.7 и соответствующая рассчитанной в главе 3 структурной схеме, изображенной на рисунке 3.12 (в систему управления на входе электропривода введен задатчик интенсивности; параметры регулятора скорости настроены на технический оптимуму, то есть регулятор скорости представляет собой пропорционально-интегральное звено).

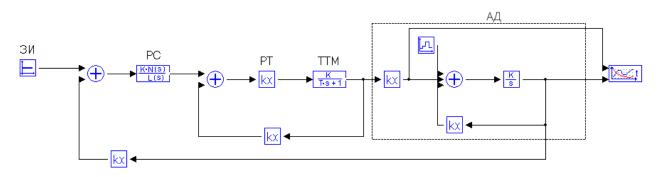


Рисунок 4.19 — Модель структурной схемы системы управления асинхронного электропривода, построенного на базе одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля.

Графики переходных процессов скорости  $\omega$  и момента M при пуске асинхронного электропривода, построенного на базе одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля, и последующем набросе нагрузки до  $0.6M_{H}$ , приведены на рисунке 4.20 (значение сигнала задающего напряжения при этом  $U_3$ =8B).

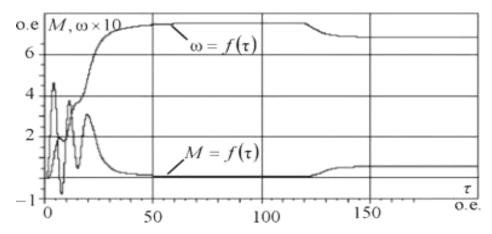


Рисунок 4.20 – Графики переходных процессов скорости  $\omega$  и момента M при пуске асинхронного электропривода, построенного на базе одновентильной схемы трансформаторнотранзисторного модуля, и последующем набросе нагрузки до  $0.6M_{\rm H}$ 

Из рисунка 4.20 видно, что графики скорости  $\omega$  и момента M в начальный момент пуска носят скачкообразный характер, из этого можно сделать вывод о том, что при достаточно больших задающих напряжениях ( $U_{sc}>0,6$  o.e.) сигнал управления регулятором скорости, рассчитываемый по формулы  $U_{ypc}=U_{s}-U_{oc}$ , будет велик и, следовательно, на двигатель подается максимальное значение питающего напряжение из сети, в виду изложенного, переходные процессы скорости и момента близки к процессам в разомкнутом электроприводе при его пуске прямым включением в сеть.

На рисунке 4.21 приведены графики переходных процессов скорости  $\omega$  и момента M при пуске электропривода, построенного на базе одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля, с отрицательной обратной связью по скорости при ПИ-регуляторе скорости и с отрицательной обратной связью по току при П-регуляторе тока, значение сигнала задающего напряжения при этом  $U_{3*} = 0.3o.e.$  и последующем набросе нагрузки не превышает  $0.6M_{H^*}$ .

Из рисунка 4.21 видно, что при пуске асинхронного электропривода переходные процессы практически близки к желаемым типовым процессам регулируемого электропривода.

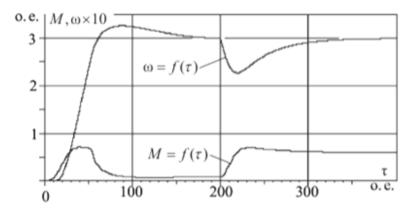


Рисунок 4.21 — Графики переходных процессов скорости  $\omega$  и момента M при пуске электропривода, построенного на базе одновентильной схемы трансформаторнотранзисторного модуля.

Можно сделать вывод о том, что при учете оптимального времени нарастания напряжения, применение одновентильной схемы трансформаторнотранзисторного модуля для пуска асинхронного двигателя предоставляет возможность снизить пусковые потери на 10-15%.

# 4.3 Экспериментальное исследование четырёхквадрантного электропривода, построенного на базе двухвентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля с импульсным регулированием напряжения статорных обмоток асинхронного двигателя

Компьютерное моделирование асинхронного электропривода, построенного на базе двухвентильного трансформаторно-транзисторного модуля проходило в программной среде Matlab/Simulink, на рисунке 4.22 представлена компьютерная модель данного электропривода.

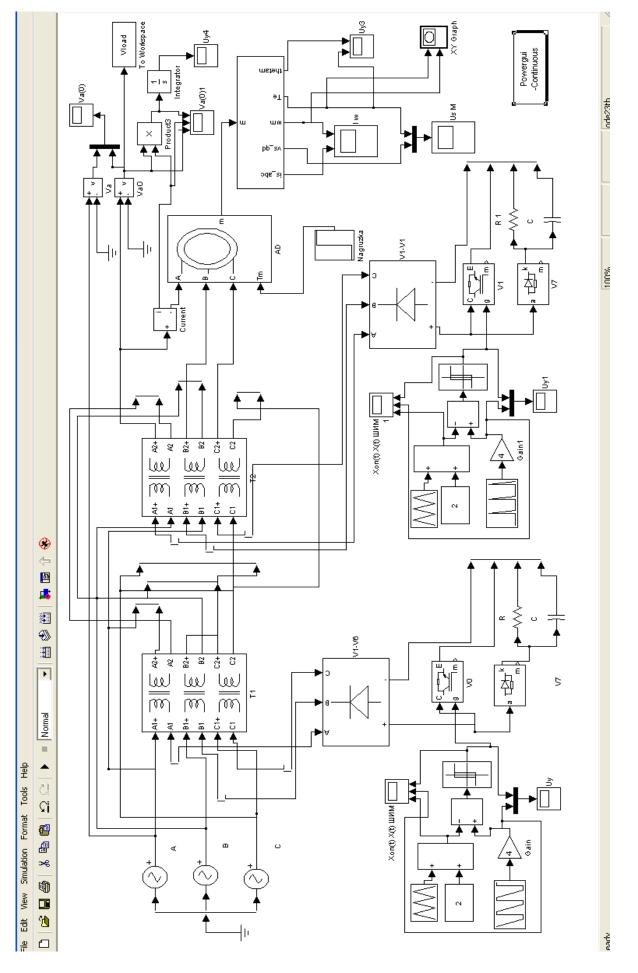


Рисунок 4.22 - Компьютерная модель асинхронного электропривода на основе двухвентильного трансформаторно-транзисторного

модуля

Результаты моделирования асинхронного электропривода на основе двухвентильного трансформаторно-транзисторного модуля, приведенные на рисунки 4.23 и 4.24 полностью соответствуют, указанным принципам плавного пуска и подтверждают возможность перехода электропривода в тормозной режим с последующим разгоном асинхронного двигателя в обратную сторону.

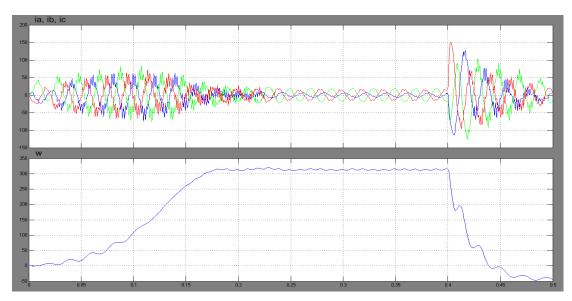


Рисунок 4.23 - Графики тока  $(i_a, i_b, i_c)$  и скорости (w), полученные по результату проведенного компьютерного моделирования асинхронного электропривода, выполненного на основе двухвентильного трансформаторно-транзисторного модуля.

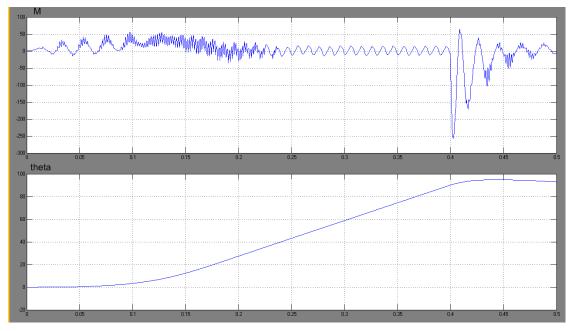


Рисунок 4.24 - Графики момента вращения и угла поворота (θ), полученные по результату проведенного компьютерного моделирования асинхронного электропривода, выполненного на основе двухвентильного трансформаторно-транзисторного модуля.

Описанные раннее принципы работы коммутирующих устройств ШИР1 и ШИР2 для управления транзисторными ключами при регулировании напряжения на выходе двухвентильного трансформаторно-транзисторного модуля в режимах пуска и торможения двигателя, подтверждаются результатами компьютерного моделирования, приведенные на рисунке 4.25 [43, 55, 71-74, 77, 85-108, 133, 134].

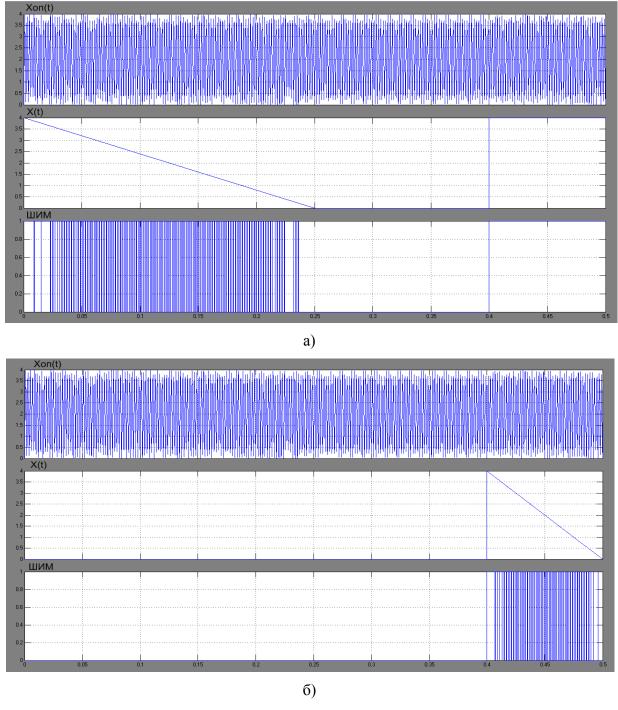


Рисунок 4.25 - Графики сигналов широтно-импульсной модуляции: а - для управления транзисторным ключом коммутирующего устройства 1 при пуске; б - для управления транзисторным ключом коммутирующего устройства 2 при торможении.

На рисунке 4.26 представлена механическая характеристика асинхронного электропривода на основе двухвентильного трансформаторно-транзисторного модуля.

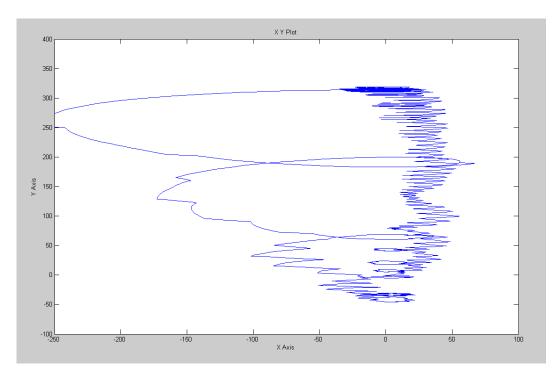


Рисунок 4.26 - График механической характеристики асинхронного электропривода , построенного на базе двухвентильного трансформаторно-транзисторного модуля.

Результаты компьютерного моделирования подтверждают работоспособность предлагаемого асинхронного электропривода на основе двухвентильного трансформаторно-транзисторного модуля. В отличие от известных решений его силовая схема выполнена с применением минимального количества полупроводниковых ключей, что тем не менее не повлекло к заметному ухудшению качества напряжений и токов как в цепях питания обмоток статора асинхронного двигателя, так и на сетевом входе электропривода.

На рисунке 4.27 представлены формы напряжения и тока фазы A, а также потребляемая мощность в фазе A асинхронного электропривода, выполненного на двухвентильной схеме трансформаторно-транзисторного модуля.

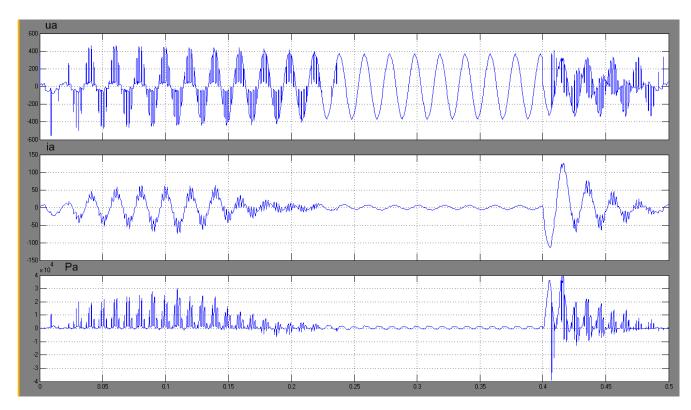


Рисунок 4.27 - Графики напряжения, тока и потребляемой мощности из сети по фазе A асинхронного электропривода, выполненного на двухвентильной схеме трансформаторнотранзисторного модуля.

Проанализировав графики на рисунке 4.27, можно сделать вывод о том, что напряжение и ток на выходе с двухвентильного трансформаторно-транзисторного модуля сохраняют в пусковом режиме с нулевых начальных условий, а в тормозном - имеют подобную форму, как и рассмотренную ранее в результатах компьютерного моделирования напряжения и тока на выходе с одновентильного трансформаторно-транзисторного модуля. Этот факт подтверждает унификацию трансформаторно-транзисторного модуля в целом.

График мгновенной потребляемой мощности фазы *А* асинхронного электропривода, построенного на базе двухвентильного трансформаторнотранзисторного модуля изображен на рисунке 4.28. Следует отметить, что применение двухвентильного трансформаторно-транзисторного модуля в составе позиционного асинхронного электропривода, является энергоэффективным решением, так как потребление электроэнергии остается также на меньшем

уровне, чем потребление электроэнергии при прямом включении асинхронного двигателя в сеть (рисунок 4.18).

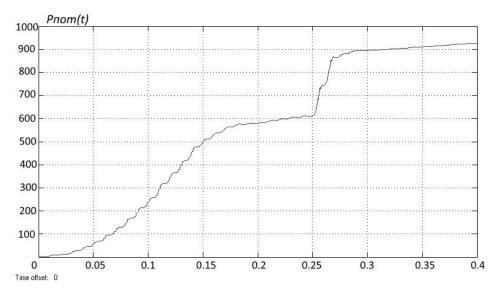


Рисунок 4.28 - График мгновенной потребляемой мощности фазы A асинхронного электропривода, построенного на базе двухвентильного трансформаторно-транзисторного модуля.

Описание гармонического состава выходного напряжения двухвентильного трансформаторно-транзисторного модуля на статорной обмотке асинхронного двигателя, выполнено на анализе суммарного гармонического искажения - Total Harmonic Distortion (THD) в программной среде Matlab/Simulink (рисунок 4.29).

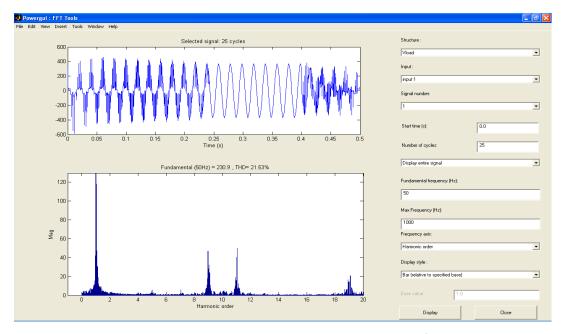


Рисунок 4.29 - Анализ гармонического состава напряжения фазы A на выходе с двухвентильного трансформаторно-транзисторного модуля.

При анализе был получен коэффициент несинусоидальности равный 21.53%, данное значение входит в допустимые нормативными стандартами пределы.

Ha основании проведенных теоретических И экспериментальных исследований асинхронного базе электропривода, построенного на двухвентильного трансформаторно-транзисторного модуля, доказывается разработанного унифицированного работоспособность трансформаторнотранзисторный модуля, что в свою очередь подтверждает возможность энергосберегающих применения данного модуля ДЛЯ построения ряда асинхронных электроприводов.

### 4.4 Экспериментальное исследование трёхвентильного трансформаторно-транзисторного модуля с комбинированной фазоширотно-импульсной модуляцией

Проверка работоспособности трёхвентильного трансформаторномодуля комбинированной фазо-широтно-импульсной транзисторного cмодуляцией проведена путём компьютерного моделирования, на рисунке 4.30 устройства программе MatLab/Simulink. приведена модель данного В Представленные на рисунке 4.31 результаты моделирования воспроизводят традиционный характер изменения в процессе пуска асинхронного двигателя статорных напряжений и токов, электромагнитного момента M(t) и скорости вала n(t), доказывая эффективность разработанного устройства [43, 55, 71-74, 77, 85-108, 133, 134].

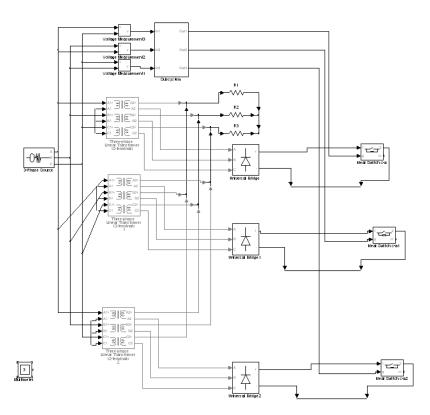


Рисунок 4.30 - Компьютерная модель трансформаторно-транзисторного модуля с комбинированной фазо-широтно-импульсной модуляцией.

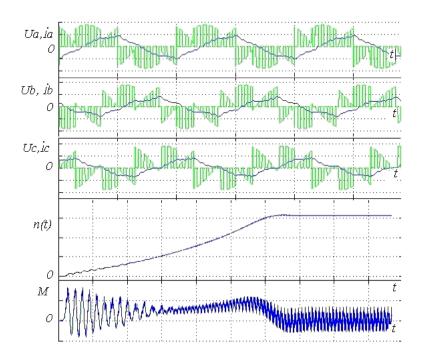


Рисунок 4.31 - Графики статорных напряжений и токов, скорости вала n(t) и электромагнитного момента M(t), полученные в процессе пуска асинхронного двигателя

Описанные 3.3 пункте принципы работы трансформаторно-В транзисторного модуля комбинированной фазо-широтно-импульсной модуляцией полностью подтверждены результатами компьютерного моделирования (рисунок 4.31). Полученные В процессе фазо-широтноимпульсной модуляции паузы напряжения протекают без прерывания тока, что в свою очередь доказывает энергоэффективность предлагаемого устройства.

#### 4.5 Выводы к четвертой главе

- 1. Приведённая компьютерная модель асинхронного короткозамкнутого двигателя во вращающейся системе координат позволяет в первом приближении рассмотреть электромеханические процессы в переходных режимах в двигателе, так как в установившемся режиме работы ток и потокосцепление являются постоянными величинами.
- 2. Сравнивая с процессом пуска асинхронного двигателя при прямом подключении к сети питания, основными характеристиками которого являются сравнительно высокое быстродействие (время запуска t<sub>n</sub>=0,1c), а также превышеннный пусковой ток (как минимум в 3 раза выше установившееся значение), полученный результат компьютерного моделирования при применении предлагаемого регулирующего устройства на основе одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля, доказывает уменьшение практически на половину начального пускового скачка пусковых токов в фазах статорных обмотках обусловленное плавным увеличением значения напряжений в фазах обмоток статора по любому допустимо возможному закону его изменения во времени.
- 3. При пуске прямым включением в сеть асинхронного двигателя значения его динамического момента могут превышать номинальный момент до 5 раз, а приведенные результаты компьютерного исследования показывают, что с применением трансформаторно-транзисторного модуля в составе асинхронного

электропривода превышение динамического момента по отношению к номинальному моменту двигателя при пусковом режиме достигает не более 3 раз.

- 4. При применении унифицированного трансформаторно-транзисторного модуля в асинхронных электроприводах для плавного пуска двигателя, количество потребляемой электроэнергии, затраченное на осуществление запуска двигателя с нулевых начальных условий до установившейся скорости, уменьшается почти в 2 раза.
- При пуске асинхронного электропривода переходные процессы регулируемого практически близки К желаемым типовым процессам электропривода, таким образом можно сделать вывод о том, что при учете оптимального времени нарастания напряжения, применение одновентильной трансформаторно-транзисторного модуля схемы ДЛЯ пуска асинхронного двигателя предоставляет возможность снизить пусковые потери на 10-15%.
- 6. Результаты компьютерного моделирования подтверждают работоспособность предлагаемого асинхронного электропривода на основе двухвентильного трансформаторно-транзисторного модуля. В отличие от известных решений его силовая схема выполнена с применением минимального количества полупроводниковых ключей, что тем не менее не повлекло к ухудшению качества напряжений и токов как в цепях питания статорных обмоток двигателя, так и на сетевом входе электропривода.
- 7. Описанные принципы работы трансформаторно-транзисторного модуля с комбинированной фазо-широтно-импульсной модуляцией полностью подтверждены результатами компьютерного моделирования. Полученные в процессе фазо-широтно-импульсной модуляции паузы напряжения протекают без прерывания тока, что в свою очередь доказывает энергоэффективность предлагаемого устройства.

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

- 1. Разработана И исследована принципиально новая схема унифицированного трансформаторно-транзисторного модуля для построения ряда энергосберегающих асинхронных электроприводов средней мощности, конкурирующий с аналогами и ликвидирующего отрицательные качества существующих альтернативных технических решений в плане энергосбережения и сохранения качества потребляемой электроэнергии. Отличающие особенности разработанного устройства: предельная простота конструкции и эксплуатации; соответствие требованиям национальных стандартов; возможность стать базовым вариантом исполнения множества асинхронных электроприводов.
- 2. Разработан и исследован способ амплитудного регулирования статорного напряжения асинхронного двигателя, за счёт коммутации единственного ключа, представляющего собой IGBT-транзистор, обеспечивающий одновременное регулирование трехфазного напряжения на выходе с вольтодобавочного трансформатора во всех трёх фазах без образования пауз в форме кривой выходного напряжения, что в свою очередь обеспечивает создание практически идеальных форм токов как на сетевом входе, так и в обмотках статора асинхронного двигателя. Данное регулирование происходит при коэффициенте несинусоидальности напряжения в нормативных пределах и с сохранением основных энергетических характеристик на допустимом уровне.
- 3. Разработана энергетически эффективная цепь защиты трансформаторнотранзисторного модуля от коммутационных перенапряжений. Работа цепи защиты происходит с отсутствием возможных коммутационных потерь электроэнергии и отсутствием соответствующего ограничения в уменьшении коэффициента полезного действия.
- 4. Разработаны схемы асинхронных электроприводов на базе унифицированного трансформаторно-транзисторного модуля, определены параметры и принципы управления:

- Одновентильная схема трансформаторно-транзисторного модуля для управления режимом плавного пуска асинхронного двигателя;
- Четырёхквадрантный асинхронный электропривод с импульсным регулированием статорного напряжения, основанный на двухвентильной схеме трансформаторно-транзисторного модуля;
- Частотно-регулируемый асинхронный электропривода, выполненный на базе трёхвентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля с комбинированной фазо-широтно-импульсной модуляцией.
- 5. Показана согласованность результатов теоретического и экспериментального исследований.

Сравнивая с процессом пуска асинхронного двигателя при прямом подключении к сети питания, основными характеристиками которого являются сравнительно высокое быстродействие (время запуска  $t_n=0,1c$ ), а также превышеннный пусковой ток (как минимум в 3 раза выше установившееся значение), полученный компьютерного результат моделирования И экспериментального исследования при применении предлагаемого регулирующего устройства на основе одновентильной схемы трансформаторнотранзисторного модуля, доказывает уменьшение практически на половину начального пускового скачка пусковых токов в фазах статорных обмотках, обусловленное плавным увеличением значения напряжений в фазах обмоток статора по любому допустимо возможному закону его изменения во времени, что в свою очередь приводит к уменьшению электромагнитного момента и быстродействия, с увеличением времени нарастания скорости вала. Часто, основным требованием достаточно большого числа технологических механизмов, участвующих в различных промышленных процессах, является подобное демпфирование переходных процессов при запуске асинхронного двигателя. Широко известный факт о том, что при пуске прямым включением в сеть асинхронного двигателя значения его динамического момента могут превышать номинальный момент до 5 раз, а приведенные результаты компьютерного исследования показывают, что с применением трансформаторно-транзисторного

модуля в составе асинхронного электропривода превышение динамического момента по отношению к номинальному моменту двигателя при пусковом режиме достигает не более 3 раз. При использовании трансформаторнотранзисторного модуля в асинхронных электроприводах для пуска, торможения и позиционирования двигателя, количество потребляемой электроэнергии уменьшается почти в 2 раза.

Разработанный Практические рекомендации. унифицированный трансформаторно-транзисторный модуль имеет малые габариты и невысокую стоимость. Может быть использован в низковольтных распределительных электрических сетях общего назначения напряжением 0,4 кВ при осуществлении регулирования режимов запуска, торможения И позиционирования короткозамкнутого асинхронного двигателя электроприводов средней мощности (до 100 кВт).

Необходимость введения регулирующего устройства В схему вольтодобавочного трансформатора, который также является главным элементом разрабатываемого трансформаторно-транзисторного модуля, оправдана достаточно низким значением такого важного технического параметра, как габаритная мощность, а также коротким временным интервалом работы этого трансформатора. Повышение технико-экономических показателей асинхронного электропривода достигается при применении вольтодобавочного трансформатора, в связи с тем, что данный вид трансформатора устраняет пульсации напряжения сети, тем самым исключает необходимость применения в схеме сглаживающих реакторов, являющихся главным фильтрующим элементов в низковольтных электроприводах малой и средней мощности при применении частотного преобразователя.

Асинхронный электропривод на базе одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля найдет применение во всех отраслях промышленности и сельского хозяйства в таких технологических агрегатах, как:

- центрифуги, обладающие достаточно большими инерционными массами, требуют определенного времени для набора необходимых оборотов, а

применение одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля позволит плавно разогнать центрифугу, при этом защитит и двигатель, и механизм центрифуги от значительных динамических воздействий, передаваемые на вал двигателя;

- вентиляторы, по характеру работы подобны центрифугам, также как и центрифуги, вентиляторы имеют значительные инерционные массы, которые в свою очередь требуют длительного времени на разгона. Данные промышленные механизмы большую часть (больше 60%) от общего рабочего времени находятся режиме длительно-продолжительного включения, TO есть достаточно длительный временной промежуток работа асинхронного двигателя промышленных механизмов происходит в режиме холостого хода или двигатель работает с коэффициентом мощности, находящегося на низком уровне. Этот режим работы не так часто объясняется технологической необходимостью, как чаще обычного обусловлен стремлением устранить отрицательные воздействия на качественные показатели электроэнергии И напряжения электрических распределительных сетей общего назначения, токов асинхронных двигателей возникающие в режиме его запуска. Предлагается перевести работу асинхронного двигателя длительно-продолжительного включения cна повторнократковременный режим работы, для работы асинхронного электропривода в режиме минимального энергопотребления. При этом количество запусков асинхронного двигателя увеличится, однако, применение одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля обеспечит плавность этих запусков;
- ткацкие станки, швейные машины, металлообрабатывающие станки, станки деревообрабатывающей промышленности, и другие станки и механизмы, похожие по характеру нагрузки, в которых применение одновентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля с функцией энергосбережения в таких механизмах обеспечит существенное уменьшение количества потребляемой электроэнергии двигателями этих станков и механизмов, а также распределить нагрузку на электрические сети и снизить потребление реактивной мощности на предприятии;

- при пуске от сети ограниченной мощности одновентильная схема трансформаторно-транзисторного модуля осуществит запуск двигателя с ограничением пускового тока, при этом не перегружая электрическую сеть общего назначения даже при одновременном запуске нескольких станков или механизмов.

Применение позиционного четырёхквадрантного асинхронного электропривода с импульсным регулированием статорного напряжения на базе двухвентильной схемы трансформаторно-транзисторного модуля в ряде промышленных механизмов имеет определённые положительные аспекты:

- в мостовых кранах и подъемных устройствах осуществляется возможность работать в повторно-кратковременном режиме, при многочисленных пусках, реверсах и торможении с минимальными динамическими потерями энергии и динамическими нагрузками; обеспечение достаточных пусковых и перегрузочных моментов, эффективности торможения при плавном опускании груза;
- в двигателях насосов предотвращение ударных волн в трубопроводах, плавно запуская и плавно останавливая двигатель и т.д.

Ha базе частотно-регулируемого асинхронного электропривода, выполненного на основе трёхвентильного трансформаторно-транзисторного модуля, работающего по принципу комбинированной фазо-широтно-импульсной модуляции, можно осуществить создание систем управления и регулирования скорости следующих технологических объектов: вспомогательного оборудования ТЭС, ТЭЦ, котлоагрегатов котелен; транспортеры, конвейеры и другие транспортирующие механизмы; питатели и дозаторы; мельницы, мешалки, дробилки, экструдеры; оборудование лифтов; приводы электробуров, буровых станков, бурового оборудования; оборудование прокатных станов и других металлургических агрегатов; электроприводы станочного оборудования; механизмы силовых манипуляторов и т.п.

**Перспективы дальнейших исследований.** Перспективы дальнейших исследований связаны с разработкой и оптимизацией цифровой системы управления трансформаторно-транзисторного модуля.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1. Абрамович, И. И. Грузоподъемные краны промышленных предприятий: Справочник / И. И. Абрамович, В. Н. Березин, А. Г. Яуре. М.: Машиностроение, 1989. 360 с.
- 2. Алтунин, Б. Ю. Тиристорные переключающие устройства регулирования под нагрузкой трансформаторного оборудования электротехнологических установок : автореферат дис. ... доктора технических наук : 05.09.12 / Алтунин Борис Юрьевич. М., 1997. 40 с.
- 3. Андронов, А. А. Теория колебаний / А. А. Андронов, А. А. Витт, С. Э. Хайкин. 2—е изд., перераб. и доп. М.: Физико математическая литература, 1959. 916 с.
- 4. Башарин, А. В. Управление электроприводами / А. В. Башарин, В. А. Новиков, Г. Г. Соколовский. Л.: Энергоиздат, 1982. 392 с.
- 5. Белов, Г. А. Теория автоматического управления. Дискретные и нелинейные системы автоматического управления: учебное пособие / Г. А. Белов. Чебоксары: Изд–во Чувашского ун-та, 2009. 447 с.
- 6. Белоус, А. И. Полупроводниковая силовая электроника / А. И. Белоус, С. А. Ефименко, А. С. Турцевич. М.: Техносфера, 2013. 216 с.
- 7. Бессекерский, В. А. Теория систем автоматического управления / В. А. Бессекерский, Е. П. Попов. 4–е изд., перераб. и доп. СПб.: Профессия, 2003. 752 с.
- 8. Бирюков, А. В. Применение устройств УБСР–ДИ в системах управления электроприводами / А. В. Бирюков, В. М. Хуторецкий, В. И. Шухер. М.: ин–т "Информэлектро", 1982. 100 с.
- 9. Браславский, И. Я. Разработка, исследование, внедрение систем "тиристорный преоразователь напряжения—асинхронный двигатель" / И. Я. Браславский, А. М. Зюзев, А. В. Костылев // Электротехника. 2004. № 9/04. С. 13—17.

- 10. Браславский, И. Я. Управление тормозными режимами тиристорных асинхронных электроприводов / И. Я. Браславский, А. М. Зюзев, Е. Ф. Тетяев. // Электротехника. 1976. № 3. С. 9–12.
- 11. Булгаков, А. А. Частотное управление асинхронными электродвигателями / А. А. Булгаков. М.: Наука, 1982. 284 с.
- 12. Верховский, С. Я. Регулировочные характеристики тиристорного регулятора переменного напряжения с вольтодобавочным трансформатором при поочередном двухзонном управлении / С. Я. Верховский, А. А. Асабин // Труды Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева. 2013. № 2(99). С. 189–195.
- 13. Воронин, П. А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение / П. А. Воронин. М.: Издательский дом «Додэка— XXI», 2001. 384 с.
- 14. Герасимяк, Р. П. Тиристорный электропривод для кранов / Р.П. Герасимяк. М.: Энергия, 1978. 111 с.
- 15. Герман–Галкин, С. Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0 / С. Г. Герман–Галкин. СПб.: Корона принт, 2001.-320 с.
- 16. Герман–Галкин, С. Г. Цифровые электроприводы с транзисторными преобразователями / С. Г. Герман–Галкин. Л.: Энергоатомиздат, 1986. 248 с.
- 17. Гоппе, Г. Г. Методы и технические средства энерго и ресурсосберегающего управления турбомеханизмами: автореф. дис. ... доктора техн. наук: 05.13.06 / Гоппе Гарри Генрихович. Иркутск, 2009. 36 с.
- 18. Горбунов, Р. Л. Исследование трехфазного широтно–импульсного преобразователя переменного напряжения для повышения энергоэффективности асинхронных двигателей / Р. Л. Горбунов, Г. И. Посконный // Известия Томского политехнического университета. 2014. Т. 324. № 4. С.76–86.
- 19. ГОСТ 32144—2013 Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в

- системах электроснабжения общего назначения. М.: Стандартинформ, 2014. 19 с.
- 20. Донской, Н. В. Асинхронный двигатель в системах автоматического управления / Н. В. Донской. Чебоксары : Изд–во Чувашского ун–та, 2012. 284 с.
- 21. Забродин, Ю. С. Промышленная электроника / Ю. С. Забродин. М.: Альянс, 2008. 496 с.
- 22. Зимин, Е. М. Автоматическое управление электроприводом / Е. М. Зимин, В. И. Яковлев. М.: Энергия, 1979. 318 с.
- 23. Зиновьев, Г. С. Семейство новых многозонных циклоконверторов и матричных конверторов / Г. С. Зиновьев, В. И. Попов // Электротехника, электромеханика и электротехнологии. ЭЭЭ-2009: материалы четвертой науч.— техн. конф. с междунар. участием. Новосибирск: Изд—во НГТУ, 2009. С. 94—99.
- 24. Зиновьев, Г. С. Трехфазный регулятор переменного напряжения в составе автономной системы / Г. С. Зиновьев, А. В. Сидоров, С. А. Харитонов // Актуальные проблемы электронного приборостроения: тр. XII междунар. конф. АПЭП-2014. Новосибирск: Изд–во НГТУ, 2014. С. 148–152.
- 25. Зиновьев, Г. С. Энергосберегающие устройства плавного пуска двигателей переменного напряжения / Г. С. Зиновьев, А. В. Удовиченко // Электротехника. 2009. № 12. С. 52–55.
- 26. Зусман, В. Г. Автоматизация позиционных электроприводов / В. Г. Зусман, А. М. Мейстель, Ю. И. Херсонский. М.: Энергия, 1970. 120 с.
- 27. Зюзев, А. М. Электромагнитная совместимость с сетью устройств плавного пуска асинхронных двигателей / А. М. Зюзев, Д. П. Степанюк, М. В. Бубнов // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. 2016. № 2. С. 53–57.
- 28. Зюзев, А. М. Технологический электропривод системы ТПН–АД для агрегатов нефтегазового комплекса / А. М. Зюзев // Электротехника. 1998. № 8.-C.45—48.

- 29. Иванов, В. В. Применение IGBT / В. В. Иванов, А. И. Колпаков. // Электронные компоненты. 1996. –№ 1(2). С. 12–15.
- 30. Ильинский, Н. Ф. Приложение теории графов к задачам электромеханики / Н. Ф. Ильинский, В. К. Цаценкин. М.: Энергия, 1968. 201 с.
- 31. Карташев, И. И. Управление качеством электроэнергии / И. И. Карташев, В. Н. Тульский и др.; под общ. ред. Ю. В. Шарова. М.: Изд. дом МЭИ, 2008. 354 с.
- 32. Кисаримов, Р. А. Электропривод: справочник / Р. А. Кисаримов. М.: ИП РадиоСофт, 2008. 352 с.
- 33. Ключев, В. И. Теория электропривода / В. И. Ключев. М.: Энергоатомиздат, 1998.-704 с.
- 34. Кобзев, А. В. Стабилизаторы переменного напряжения с высокочастотным широтно-импульсным регулированием / А. В. Кобзев и др. М.: Энергоатомиздат, 1986. 120 с.
- 35. Козярук, А. Е. Применение унифицированной системы управления электроприводами самосвала и экскаватора и способы ее диагностики / А. Е. Козярук, С. И. Таранов // Вестник Ивановского государственного энергетического университета. 2013. № 1. С. 104–108.
- 36. Козярук, А. Е. Прямое управление моментом в электроприводе переменного тока машин и механизмов горного производства / А. Е. Козярук, В. В. Рудаков. СПб.: СПГГИ(ТУ), 2008. 100 с.
- 37. Козярук, А. Е. Структура и алгоритмы управления и автоматизации при использовании мощных электромеханических комплексов с полупроводниковыми преобразователями / А. Е. Козярук, М. С. Черемушкина // Записки горного института СПб.: СПГГИ(ТУ), 2008. С. 69–74.
- 38. Коломойцев, К. В. Регулируемые вольтодобавочные устройства / К. В. Коломойцев // Электрик. -2005. -№ 7. C. 18–19.
- 39. Корн, Г. Справочник по математике (для научных работников и инженеров) / Г. Корн, Т. Корн // Пер. со 2—го америк. перераб. изд. под общ. ред. И. Г. Арамановича. М.: Наука, 1973. 832 с.

- 40. Лейтес, Л. В. Схемы замещения многообмоточных трансформаторов / Л. В. Лейтес, А. М. Пинцов. М.: Энергия, 1974. 192 с.
- 41. Лондон, С. Е. Справочник по высокочастотным трансформаторным устройствам / С. Е. Лондон, С. В. Томашевич. М.: Радио и связь, 1984. 216 с.
- 42. Макаров, В. Г. Актуальные проблемы асинхронного электропривода и методы их решения / В. Г. Макаров // Вестник Казанского технологического университета.  $2011. N_2 6. C. 79-92.$
- 43. Маловентильный четырёхквадрантный электропривод переменного тока и способ управления им: пат. 2660187 Рос. Федерация: МПК Н 02 Р 1/26, Н 02 Р 1/22, Н 02 Р 3/20 / Сидоров С. Н., Старостина Я. К.; заявитель и патентообладатель Ульяновский гос. тех. ун–т. №2017111355; заявл. 04.04.2017; опубл. 05.07.2018, Бюл. № 19. 10 с.
- 44. Моин, В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи / В. С. Моин. М.: Энергоатомиздат, 1986. 374 с.
- 45. Немцев, А. Г. Качество электроэнергии и режимы ее потребления в системах электроснабжения / А. Г. Немцев, Г. А. Немцев. Чебоксары: Изд–во Чуваш. ун–та, 2010. 439 с.
- 46. Онищенко, Г. Б. Автоматизированный электропривод промышленных установок / Г. Б. Онищенко, М. И. Аксенов, В. П. Грехов, М. Н. Зарицкий, А. В. Куприков, А. И. Нитиевская; под общ. ред. Г. Б. Онищенко. М.: РАСХН, 2001. 520 с.
- 47. Петров, И. И. Специальные режимы работы асинхронного электропривода / И. И. Петров, А. М. Мейстель. М.: Энергия, 1968. 256 с.
- 48. Петров, Л. П. Тиристорные преобразователи напряжения для асинхронного электропривода / Л. П. Петров, О. А. Андрющенко, В. И. Капинос и др. М.: Энергоатомиздат, 1986. 200 с.
- 49. Петров, Ю. Н. Двухзонные трансформаторно—тиристорные стабилизаторы напряжения для электроустановок с активно—индуктивным сопротивлением: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.03 / Петров Юрий Николаевич. Горький, 1975. 239 с.

- 50. Поздеев, А. Д. Электромагнитные и электромеханические процессы в частотно-регулируемых асинхронных электроприводах / А. Д. Поздеев. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 1998. 172 с.
- 51. Поляков, В. Н. Энергоэффективные режимы регулируемых электроприводов: концепция, задачи оптимизации, математические модели и алгоритмы управления: дис. ... доктора тех. наук: 05.09.03 / Поляков Владимир Николаевич. Екатеринбург, 2009. 510 с.
- 52. Попков, О. 3. Основы преобразовательной техники / О. 3. Попков. М.: Изд. дом МЭИ, 2007. 200 с.
- 53. ПЛИС модель-симулятор асинхронного электродвигателя в двухфазной системе координат : свид. о гос. рег. программы для ЭВМ №201461267 РФ / Зюзев А. М., Нестеров К. Е., Мудров М. В., Костылев А. В.; заявитель и патентообладатель Уральский федеральный университет №2014618828 ; заявл. 02.09.2014 ; опубл. 28.10.2014. М.: РОСПАТЕНТ, 2014. 10 с.
- 54. Пронин, М. В. Электроприводы и системы с электрическими машинами и полупроводниковыми преобразователями (моделирование, расчет, применение) / М. В. Пронин, А. Г. Воронцов, П. Н. Калачиков, А. П. Емельянов. СПб.: «Силовые машины», «Электросила», 2004. 252 с.
- 55. Пускорегулирующее устройство для асинхронного двигателя : пат 2596218 Рос. Федерация : МПК Н 02 Р 1/26, Н 02 Р 1/28 / Сидоров С. Н., Старостина Я. К. ; заявитель и патентообладатель Ульяновский гос. тех. ун−т.  $\sim 10.0915117744/07$  ; заявл.  $\sim 12.05.2015$  ; опубл.  $\sim 10.09.2016$ , Бюл.  $\sim 25.09$  с.
- 56. Радина, Е. В. Алгоритмы регулирования напряжения асинхронных двигателей / Е. В. Радина // Электротехника. 1983. № 5. С. 32—34.
- 57. РД 50–713–92 (МЭК 1000–2–1). Руководящий нормативный документ. Методические указания. Совместимость технических средств электромагнитная. Электромагнитная обстановка. Виды низкочастотных кондуктивных помех и сигналов, передаваемых по силовым линиям, в системах электроснабжения общего назначения. М.: Изд–во стандартов, 1993. 5 с.

- 58. Регулятор переменного напряжения : пат. 2479102 Рос. Федерация : МПК Н 02 М 5/22. / Зиновьев Г. С., Удовиченко А. В. ; заявитель и патентообладатель Новосиб. гос. техн. ун–т. № 2011146812/07 ; заявл. 17.11.2011; опубл. 10.04.2013, Бюл. № 10. 7 с.
- 59. Рожанковский, Ю. В. Оценка энергетических режимов асинхронных электроприводов по паспортным данным двигателей / Ю. В. Рожанковский, М. Хайдар // Электроприводы с улучшенными технико—экономическими показателями: Сб. науч. трудов. № 165. М.: Моск. энерг. ин—т., 1988. С. 107—111.
- 60. Розанов, Ю. К. Полупроводниковые преобразователи со звеном повышенной частоты / Ю. К. Розанов. М.: Энергоатомиздат, 1987. 184 с.
- 61. Розанов, Ю. К. Прямое импульсно-модуляционное преобразование сетевого напряжения / Ю. К. Розанов, С. Н. Сидоров, Я. К. Старостина // Автоматизация в электроэнергетике и электротехнике: материалы II междунар. науч.-техн. конф. Пермь: Пермский национальный исследовательский политехнический университет, 2016. Т. 1. С. 112–125.
- 62. Сабинин, Ю. А. Частотно-регулируемые асинхронные электроприводы / Ю. А. Сабинин, В. Л. Грузов. Л.: Энергоатомиздат, 1985. 128 с.
- 63. Сандлер, А. С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями / А. С. Сандлер, Р. С. Сарбатов. М.: Энергия, 1974. 321 с.
- 64. Сандлер, А. С. Развитие электроприводов переменного тока с частотным управлением / А. С. Сандлер и др. // Автоматизированный электропривод в промышленности: тр. VI Всесоюзной конф. по автоматизированному электроприводу. М.: Энергия, 1974. С. 97–102
- 65. Семенов, Б. Ю. Силовая электроника: от простого к сложному / Б. Ю. Семенов. М.: СОЛОН–пресс, 2005. 416 с.
- 66. Сещу С., Рид М. Б. Линейные графы и электрические цепи / пер. с англ. под общ. ред. проф. П. А. Ионкина. М.: Высшая школа, 1971. 448 с.

- 67. Сидоров, С. Н. Дискретная модель непосредственного преобразователя частоты в системе управления электроприводом / С. Н. Сидоров // Автоматизированный электропривод: тр. V междунар. (XVI Всерос.) науч. конф. АЭП–2007. СПб.: Новекс, 2007. С. 252–256.
- 68. Сидоров, С. Н. Линеаризация реверсивного преобразователя способами комплементарно—фазового управления / С. Н. Сидоров, В. С. Журавский, М. Д. Миронов // Вестник Ульяновского государственного технического университета.  $2010. \mathbb{N} \ 3(51). \mathbb{C}. 62-83.$
- 69. Сидоров, С. Н. Линеаризованный вентильный преобразователь в системе предельного по быстродействию регулирования тока / С. Н. Сидоров // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. 2017. № 5. С. 57—65.
- 70. Сидоров, С. Н. Исключение влияния неполной управляемости на частотные характеристики вентильного преобразователя / С. Н. Сидоров // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. 1982. № 5. С. 606—613.
- 71. Сидоров, С. Н. Построение ряда маловентильных электроприводов на основе транзисторно–трансформаторного модуля / С. Н. Сидоров, Я. К. Старостина // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: материалы 12-й Всерос. науч.—техн. конф. Чебоксары: Издво Чувашского ун-та, 2017. С. 284—289.
- 72. Сидоров, С. Н. Пускорегулирующие устройства для асинхронного электропривода на диодно-транзисторных модулях / С. Н. Сидоров, Я. К. Старостина // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. 2015. № 4(540). С. 42–49.
- 73. Сидоров, С. Н. Пускорегулирующие устройства для асинхронного электропривода на диодно-транзисторных модулях / С. Н. Сидоров, Я. К. Старостина // Автоматизированный электропривод: тр. IX междунар. (XX Всерос.) конф. АЭП–2016. Пермь: Изд-во ПНИПУ, 2016. С. 297–300.

- 74. Сидоров, С. Н. Пускорегулирующие устройства для асинхронного электропривода с улучшенными энергозатратными характеристиками // С. Н. Сидоров, Я. К. Старостина / Синтез, анализ и диагностика электронных цепей: междунар. сб. науч. тр. Ульяновск: УлГТУ, 2017. С. 158–169.
- 75. Сидоров, С. Н. Реверсивный вентильный преобразователь в режиме комплементарно-фазового управления / С. Н. Сидоров, Д. Миронов // Силовая электроника. 2010.  $\mathbb{N}$  3. С. 31–36.
- 76. Сидоров, С. Н. Рекуперирующий электропривод с инвертором напряжения и способ управления выпрямителем на его входе / С. Н. Сидоров, П. В. Кудряшов // Вестник Ульяновского государственного технического университета.  $2001. \mathbb{N} \ 1. \mathbb{C}.51-59.$
- 77. Сидоров, С. Н. Универсальный преобразователь автомобилиста / С. Н. Сидоров, Я. К. Старостина // Вопросы теории и проектирования электрических машин. Параметры и характеристики электрических машин в статических и динамических режимах: сб. науч. тр. Ульяновск: УлГТУ, 2013. С. 206–217.
- 78. Сидоров, С. Н. Энергосберегающие активные преобразователи на диодно-транзисторных модулях / С. Н. Сидоров // Вестник Ульяновского государственного технического университета. 2004. N = 3. C. 56-59.
- 79. Слежановский, О. В. Унифицированные устройства и системы управления электроприводом / О. В. Слежановский, Н. П. Кутлер, Е. Д. Лебедев, А. В. Бирюков, М. Н Сегаль, В. М. Хуторецкий, В. С. Громов, Э. И. Жилко // Автоматизированный электропривод в промышленности : тр. VI Всесоюзной конф. по автоматизированному электроприводу. М.: Энергия, 1974. С. 152–158.
- 80. Слежановский, О. В. Устройство унифицированной блочной системы регулирования дискретного типа (УБСР–Д) / О. В. Слежановский. М.: Энергия, 1975. 256 с.
- 81. Способ комплементарно-фазового управления реверсивным вентильным преобразователем: пат. 2414801 Рос. Федерация : МПК Н 02 М 7/12, Н 02 М 7/219, Н 02 Р 7/292 / Сидоров С. Н., Миронов Д. С. ; заявитель и

- патентообладатель Ульяновский гос. тех. ун–т. № 2010109925/07 ; заявл. 16.03.2010 ; опубл. 20.03.2011, Бюл. № 8.-9 с.
- 82. Способ перекомпоновки универсального преобразователя : пат. 2249907 Рос. Федерация : МПК Н 02 М 7/10 / Боровиков М. А., Кузьмин А. Ф., Кудряшов П. В., Сидоров С. Н. ; заявитель и патентообладатель Ульяновский гос. тех. ун–т. № 2003116532/09 ; заявл. 03.06.2003 ; опубл. 10.04.2005, Бюл. №10. 9 с.
- 83. Способ управления регулятором напряжения и устройство для его осуществления : а. с. 1003294 СССР : МПК Н 02 Р 13/18, G 05 F 1/24 / Алтунин Б. Ю., Асабин А. А., Зубов Л. А., Соловьев Л. А., Шлентов В. С. ; заявитель Производственное объединение "Уралэлектротяжмаш" им. В. И. Ленина, Горьковский политехнический институт им. А. А. Жданова. № 3215174 ; заявл. 12.12.1980 ; опубл. 07.03.1983, Бюл. №9. 7 с.
- 84. Способ широтно—импульсного регулирования напряжения на выходе сетевого преобразователя : пат 2110136 Рос. Федерация : МПК 6H 02M 7/12 A / Сидоров С. Н., Шикин Ю. Л. ; заявитель и патентообладатель Ульяновский гос. тех. ун–т. № 96103068/09 ; заявл. 15.02.1996 ; опубл. 27.04.1998, Бюл.12. 12 с.
- 85. Старостина, Я. К. Малоэлементное пуско-регулирующее устройство для асинхронного электропривода / Я. К. Старостина, С. Н. Сидоров // Электротехнические и электромеханические системы: материалы 1-й Крымской студ. науч.—техн. конф. Севастополь: СевНТУ, 2014. С. 100—102.
- 86. Старостина, Я. К. Малоэлементное пуско-регулирующее устройство для асинхронного электропривода / Я. К. Старостина // Приборостроение и автоматизированный электропривод в топливно-энергетическом комплексе и жилищно-коммунальном хозяйстве: материалы докладов I Поволжской научляракт. конф. Казань: Изд-во Казанского государственного энергетического университета, 2015. С. 479–481.
- 87. Старостина, Я. К. Малоэлементное пуско-регулирующее устройство для асинхронного электропривода в режиме минимального энергопотребления / Я. К. Старостина, С. Н. Сидоров // Автоматизированный электропривод: тр. VIII

- междунар. (XIX Всерос.) конф. АЭП–2014. Саранск: Национальный исследовательский Мордовский государственный университет им. Н.П. Огарёва, 2014. С. 93–95.
- 88. Старостина, Я. К. Малоэлементное пуско—регулирующее устройство для асинхронного электропривода турбомеханизмов / Я. К. Старостина, С. Н. Сидоров // Известия Самарского научного центра Российской академии наук. 2014. T. 16. N = 4-3. C. 624-626.
- 89. Старостина, Я. К. Малоэлементное пуско-регулирующее устройство для асинхронного электропривода на диодно-транзисторных модулях / Я. К. Старостина, С. Н. Сидоров // Проблемы повышения эффективности электромеханических преобразователей в электроэнергетических системах: материалы междунар. науч.—техн. конф. Севастополь: СевНТУ, 2014. С. 28–31.
- 90. Старостина, Я. К. Малоэлементное пускорегулирующее устройство для асинхронного электропривода / Я. К. Старостина, С. Н. Сидоров // Электромеханика, электротехнологии, электротехнические материалы и компоненты: тр. XVI междунар. конф. МКЭЭЭ—2016. М.: Фирма Знак, 2016. С. 125—126.
- 91. Старостина, Я. К. Построение ряда асинхронных электроприводов на основе маловентильного транзисторно-трансформаторного модуля / Я. К. Η. Актуальные Старостина, C. Сидоров // проблемы электронного приборостроения: материалы XIV междунар. науч.-техн. конф. АПЭП-2018. -Новосибирск: Изд-во Новосибирского государственного технического университета, 2018. – Т. 7. – С. 283–287.
- 92. Старостина, Я. К. Построение ряда асинхронных электроприводов с улучшенными энергозатратными характеристиками на основе транзисторнотрансформаторного модуля / Я. К. Старостина // Энерго— и ресурсосбережение XXI век: материалы XVI междунар. науч.—практ. конф. Орёл: ОГУ им. И. С. Тургенева, 2018. С. 79—83.
- 93. Старостина, Я. К. Построение ряда энергосберегающих асинхронных электроприводов на основе унифицированного трансформаторно-транзисторного

- модуля / Я. К. Старостина, С. Н. Сидоров // Вестник Южно–Уральского государственного университета. Серия: Энергетика. 2017. Т. 17. № 2. С. 67–74.
- 94. Старостина, Я. К. Пуско-регулирующее устройство для асинхронного электропривода / Я. К. Старостина // Интеллектуальные энергосистемы: тр. III междунар. молодёжного форума. Томск, 2015. Т. 2. С. 171–174.
- 95. Старостина, Я. К. Пуско-регулирующие устройство на диоднотранзисторном модуле / Я. К. Старостина // Электроэнергетика: материалы XI междунар. науч.—техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Энергия—2016». Иваново: ФГБОУВО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина», 2016. Т. 3. С. 191—192.
- 96. Старостина, Я. К. Пуско-регулирующее устройство для асинхронного электропривода на диодно-транзисторном модуле / Я. К. Старостина, С. Н. Сидоров // Математические методы в технике и технологиях ММТТ–29: сб. тр. XXIX междунар. науч. конф. Самара: Самарск. гос. техн. ун–т, 2016. Т. 8. С. 172–174.
- 97. Старостина, Я. К. Пуско-регулирующие устройства на диоднотранзисторных модулях / Я. К. Старостина, С. Н. Сидоров // Автоматизация: проблемы, идеи, решения: материалы междунар. науч.—техн. конф. Севастополь: СевГУ, 2015. С. 79—80.
- 98. Старостина, Я. К. Пуско-регулирующие устройства для асинхронного электропривода на диодно-транзисторных модулях / Я. К. Старостина, С. Н. Сидоров // Автоматизация в электроэнергетике и электротехнике: материалы I междунар. науч.—техн. конф. Пермь: Изд-во Пермского национального исследовательского политехнического университета, 2015. С. 112—117.
- 99. Старостина, Я. К. Пуско-регулирующие устройства для асинхронного электропривода на диодно-транзисторных модулях / Я. К. Старостина, С. Н. Сидоров // Проблемы повышения эффективности электромеханических преобразователей в электроэнергетических системах: материалы междунар. науч.—техн. конф. Севастополь: СевГУ, 2015. С. 32—35.

- 100. Старостина, Я. К. Пуско-регулирующие устройство на диодно-транзисторных модулях / Я. К. Старостина, С. Н. Сидоров // Энергетика и энергосбережение: теория и практика: сб. материалов II Всерос. науч.—практ. конф. Кемерово: ФГБОУ ВО Кузбас. гос. техн. ун—т им. Т. Ф. Горбачева, 2015. (URL:http://science.kuzstu.ru/wp-content/Events/Conference/energ/2015/energ/pages/Articles/2/Starostina.pdf)
- 101. Старостина, Я. К. Разработка и моделирование малоэлементного пуско-регулирующего устройства для асинхронного электропривода / Я. К. Старостина, С. Н. Сидоров // Актуальные проблемы физической и функциональной электроники: материалы 19-й Всерос. молодеж. науч. школысеминара. Ульяновск: УлГТУ, 2016. С. 106–107.
- 102. Старостина, Я. К. Разработка и моделирование пуско—регулирующего устройства для асинхронного электропривода на диодно—транзисторном модуле / Я. К. Старостина, С. Н. Сидоров // Моделирование. Теория, методы и средства: материалы 16-й междунар. науч.—практ. конф., посв. 110—летию Южно—Рос. гос. политехнич. ун—та (НПИ) им. М. И. Платова. Новочеркасск: Лик, 2016. С. 358—361.
- 103. Старостина, Я.К. Разработка и моделирование ряда асинхронных электроприводов на основе унифицированного транзисторно–трансформаторного модуля / Я. К. Старостина, С. Н. Сидоров // Моделирование. Фундаментальные исследования, теория, методы и средства: материалы 17–й междунар. науч.–практ. конф. Новочеркасск: Лик, 2017. С. 99–104.
- 104. Старостина, Я. К. Разработка и моделирование транзисторнотрансформаторного модуля для асинхронных электроприводов / Я. К. Старостина, С. Н. Сидоров // Математические методы в технике и технологиях ММТТ– 30: сб. тр. ХХХ междунар. науч. конф. СПб.: Изд–во Политехн. ун–та, 2017. Т. 9. С. 29–34.
- 105. Старостина, Я. К. Разработка и моделирование ряда асинхронных электроприводов на основе унифицированного транзисторно–трансформаторного модуля / Я. К. Старостина, С. Н. Сидоров // Фундаментальные исследования,

- методы проектирования, программно-техническая платформа корпоративных информационных систем: материалы 15-й Национальной молодеж. науч.-практ. конф. Новочеркасск: Лик, 2017. С. 301–302.
- 106. Старостина, Я. К. Трансформаторно–транзисторный модуль главный элемент позиционного асинхронного электропривода / Я. К. Старостина // Электромеханика, электротехнологии, электротехнические материалы и компоненты: тр. XVII междунар. конф. МКЭЭЭ–2018. М.: Знак, 2018. С. 183–185.
- 107. Старостина, Я. К. Трансформаторно—транзисторный модуль главный элемент системы управления позиционным асинхронным электроприводом / Я. К. Старостина, С. Н. Сидоров // Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике: материалы 11–й Всерос. науч.—техн. конф. Чебоксары: Изд—во Чувашского ун-та, 2018 С. 7—11.
- 108. Старостина, Я. К. Энергетически эффективные цепи защиты пускорегулирующего устройства от коммутационных перенапряжений / Я. К. Старостина, С. Н. Сидоров // Электроэнергетика: материалы XII междунар. науч. техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Энергия—2017». Иваново: ФГБОУ ВО Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина, 2017. Т. 3. С. 285–287.
- 109. Схема стабилизатора напряжения [Электронный ресурс] // Надежные высокочастотные промышленные стабилизаторы напряжения (Италия): [сайт]. URL: http://www.стабилизатор.pф/catalogue/stabilizers/circuits—3 (дата обращения: 28.10.2015).
- 110. Толстов, Ю. Г. Контактные преобразователи / Ю. Г. Толстов. М.: Изд–во Акад. наук СССР, 1953. 132 с.
- 111. Удовиченко, А. В. Регуляторы переменного напряжения с улучшенной электромагнитной совместимостью для электротехнических систем улучшения качества электрической энергии: дис. ... кандидата технических наук: 05.09.03 / Удовиченко Алексей Вячеславович. Новосибирск, 2013. 170 с.

- 112. Фираго, Б. И. Применение устройств плавного пуска и торможения асинхронных электродвигателей с короткозамкнутым ротором в электроприводах крановых механизмов передвижения / Б. И. Фираго, Д. С. Васильев // Электротехнические и компьютерные системы. 2011. № 04(80). С. 30–38.
- 113. Фираго, Б. И. Регулируемые электроприводы переменного тока / Б. И. Фираго, Л. Б. Павлячик. Мн.: Техноперспектива, 2006. 363 с.
  - 114. Харари, Ф. Теория графов / Ф. Харари. М.: Мир, 1973. 300 с.
- 115. Цыпкин, Я. 3. Теория линейных импульсных систем / Я. 3. Цыпкин. М.: Физматгиз, 1963. 968 с.
- 116. Черных, И. В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SimPower Systems и Simulink / И. В. Черных. М.: ДМК Пресс; СПб.: Питер, 2008. 288 с.
- 117. Чиликин, М. Г. Разработка и исследование электропривода грузоподъемной лебедки с асинхронным короткозамкнутым двигателем и регулируемым тормозом / М. Г. Чиликин, М. М. Соколов, А. К. Аракелян, В. И. Протасов // Автоматизированный электропривод в промышленности: тр. VI Всесоюзной конф. по автоматизированному электроприводу. М.: Энергия, 1974. С. 259–263.
- 118. Чэпмэн, Д. Цена низкого качества электроэнергии / Д. Чэпмэн // Энергосбережение. 2004. № 1. С. 66–69.
- 119. Шенфельд, Р. Автоматизированные электроприводы / Р. Шенфельд, Э.Хабигер. Л.: Энергоатомиздат, 1985. 464 с.
- 120. Шрейнер, Р. Т. Компьютерное моделирование активных преобразователей энергосберегающих систем электропривода / Р. Т. Шрейнер, А. А. Ефимов, А. И. Калыгин // Урало-фламандское сотрудничество в сфере повышения академического уровня высших учебных заведений: материалы конф. Екатеринбург: Изд-во УГППУ, 1999. С. 89–91.
- 121. Шрейнер, Р. Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты / Р. Т. Шрейнер. Екатеринбург: УРО РАН, 2001. 654 с.

- 122. Шубенко, В. А. Асинхронный электропривод с тиристорным управлением / В. А. Шубенко, И. Я. Браславский, Р. Т. Шрейнер. М.: Энергия, 1967. 96 с.
- 123. Шубенко, В. А. Об особенностях работы тиристорного двухполупериодного мостового выпрямителя при динамическом торможении асинхронного двигателя / В. А. Шубенко, И. Я. Браславский, О. Б. Зубрицкий // Известия высших учебных заведений. Горный журнал. − 1970. − № 8. − С. 141–145.
- 124. Электромагнитная совместимость потребителей: моногр. / И. В. Жежеленко, А. К. Шидловский, Г. Г. Пивняк и др. М.: Машиностроение, 2012. 351 с.
- 125. Электротехнический справочник (в 3-х т.) / под общ. ред. М. Г. Чиликина. М.: Энергия, 1975. 568 с.
- 126. Электротехнический справочник в четырех томах. Том 4 Использование электрической энергии. М.: Издательство МЭИ, 2002. 695 с.
- 127. Ahmed, N.A. New Configuration of Single Phase Symmetrical PWM AC Chopper Voltage Controller / N. A. Ahmed, K. Amei, M. Sakui // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 1999. V. 46. Iss. 5. P. 942–952.
- 128. Arvindan, A.N. Investigation for Power Quality in a PWM AC Controller Feeding a Three Phase Three Wire WYE Connected Load / A. N. Arvindan, S. Prashanthi // 9th International Power and Energy Conference, IPEC–2010. Singapore, 2010. P. 648–653.
- 129. Georgakas, K. Modified Sinusoidal Pulse–Width Modulation Operation Technique of an AC/AC Single Phase Converter to Optimise the Power Factor / K. Georgakas, A. Safacas // IET Power Electronics. 2010. V. 3. Iss. 3. P. 454–464.
- 130. International Standard IEC 61000–2–12. Electromagnetic compatibility (EMC) Part –12–2: Environment Compatibility levels for low–frequency conducted disturbances and signalling in public medium–voltage power supply systems. 2003. 55 p.

- 131. Kouzou, A. Voltage Quality Enhancement of PWM AC Voltage Controller Using Particle Swarm Optimization / A. Kouzou, S. Saadi, M. Mahmoudi, M. Boucherit // International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives. Lisbon, 2009. P. 309–314. (URL https://ieeexplore.ieee.org/document/4915243)
- 132. Sadr, S. M. Application of PSO for Selective Harmonic Elimination in a PWM AC/AC Voltage Regulator / S. M. Sadr, H. R. Mashhadi // 2nd International Conference on Computer and Knowledge Engineering. Mashhad, 2012. P. 62–65. (URL https://ieeexplore.ieee.org/document/6395353)
- 133. Starostina, Ya. K. Low–Element diode–transistor module use in the energy saving asynchronous positioning electric drive / Ya. K. Starostina, S. N. Sidorov // International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM). 2017. (URL https://ieeexplore.ieee.org/document/8076338).
- 134. Starostina, Ya. K. The Transformer and Transistor Module The Principal Element of Control System Asynchronous Electric Drive in Systemsof Positioning / Ya. K. Starostina / 2018 XIV International Scientific—Technical Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE). Novosibirsk, 2018. pp. 445–448. (URL https://ieeexplore.ieee.org/document/8545952).
- 135. Vasilyev, D. Some aspect of pulse voltage regulation for induction motor soft starting and breaking in electric drives of crane travel mechanisms / D. Vasilyev // Proceeding of XI International PhD Workshop OWD'09. Gliwice-Wisla, 2009. P. 403–408.

#### Приложение А

#### Акт о внедрении ООО "УАЗ-Автокомпонент"



Общество с ограниченной ответственностью УАЗ-АВТОКОМПОНЕНТ

432034, Россия, г. Ульяновск, Московское шоссе, 92 Тел.: (8422) 40-60-11

ИНН/КПП 7327062008/732701001, ОГРН 1117327004321, ОКПО 87804069

УТВЕРЖДАЮ Рогавный инженер Пергаев А.Н

#### AKT

о внедрении результатов кандидатской диссертационной работы

Комиссия в составе:

Энергетик УГЭ

Мищенко А.Н.

Энергетик СГИ

Курин А.Н.

составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Старостиной Ярославы Константиновны «Разработка и исследование унифицированного трансформаторно-транзисторного модуля для построения ряда энергосберегающих асинхронных электроприводов», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук, использованы в ООО "УАЗ- Автокомпонент" при разработке вытяжной системы газоочистки для внутриковшевого модифицирования в виде:

- 1. Технических предложений по выполнению конструктивных схем унифицированного трансформаторно-транзисторного модуля для построения ряда асинхронных электроприводов, а также частотно-регулируемый асинхронного электропривода на основе трёхвентильного циклоконвертора;
- 2. Экспериментальных данных, методик расчета и математического моделирования по исследованию алгоритмов управления асинхронным двигателем, подтверждающие достижение высоких энергетических показателей.

Использование указанных результатов позволяет:

- снизить энергопотребление;
- уменьшить величину коэффициента несинусоидальности тока статора;

- повысить качество проектирования и эффективность реализации малогабаритных и недорогих устройства управления.

Энергетик УГЭ

Мищенко А.Н.

Энергетик СГИ

Курин А.Н.

#### Приложение Б

#### Акт о внедрении АО "Авиастар-СП"



**УТВЕРЖДАЮ** 

АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО

«Авиастар-СП»

(АО «Авиастар - СП»)

Адрес: 432072, г. Ульяновск, пр-т Антонова, 1 Тел.: +7 (8422) 28-28-28



о внедрении результатов диссертационной работы Старостиной Я.К. «РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ УНИФИЦИРОВАННОГО ТРАНСФОРМАТОРНО-ТРАНЗИСТОРНОГО МОДУЛЯ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ РЯДА ЭНЕРГОСБЕРЕГАЮЩИХ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ»

Комиссия в составе:

начальник металлургического производства Николаев А.С.; начальник литейного цеха Карманович А.Н.

составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Старостиной Ярославы Константиновны «Разработка и исследование унифицированного трансформаторно-транзисторного модуля для построения ряда энергосберегающих асинхронных электроприводов», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук, использованы в металлургическом производстве деятельности Акционерного общества "Авиастар-СП" в виде:

- 1. Технических предложений по выполнению конструктивных схем унифицированного трансформаторно-транзисторного модуля для построения для построения асинхронных электроприводов кранов-штаблеров, а также частотно-регулируемый асинхронного электропривода на основе трёхвентильного циклоконвертора;
- 2. Экспериментальных данных, методик расчета и математического моделирования по исследованию алгоритмов управления асинхронным двигателем, подтверждающие достижение высоких энергетических показателей.

Использование указанных результатов позволяет:

- снизить энергопотребление, за счет снижения потребления из сети реактивной мощности асинхронным двигателем;

- сохранить высокое качество питающего напряжения.

Начальник металлургического производства

А.С.Николаев

Начальник литейного цеха

А.Н.Карманович

#### Акт о внедрении ООО "Контакт-М"

# Общество с ограниченной ответственностью



# «KOHTAKT-M»

Россия 432007 г.Ульяновск ул.Шоферов, д.2, ИНН 7325026100 КПП 732801001 Р/с 40702810269020100860 Отделение № 8588 Сбербанка России г.Ульяновск БИК 047308602 К/с 301018100000000000602 в ГРКЦ ГУ Банка России по Ульяновской обл. г.Ульяновск, тел/факс (8422) 38-43-55, E-mail:muhitov@mail.ru

УТВЕРЖДАЮ Директор ООО «Контакт-М Мухитов М.Н. 2018 г. АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы Старостиной Я.К. «РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ УНИФИЦИРОВАННОГО ТРАНСФОРМАТОРНО-ТРАНЗИСТОРНОГО МОДУЛЯ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ РЯДА ЭНЕРГОСБЕРЕГАЮЩИХ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ»

Комиссия в составе:

Главный инженер Санкеев Владимир Степанович Начальник ПТО Буланов Алексей Иванович

составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Старостиной Ярославы Константиновны «Разработка и исследование унифицированного трансформаторнотранзисторного модуля для построения ряда энергосберегающих асинхронных электроприводов», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук, использованы в деятельности Общества с ограниченной ответственностью "Контакт-М" при разработке проекта «Двухуровневой транспортной системы секции подъема крана-штабелёра грузоподъемностью 1000 кг на Производстве окончательной сборки (ПОС) на предприятии АО «Авиастар-СП» в виде:

- 1. Технических предложений по выполнению конструктивных схем унифицированного трансформаторно-транзисторного модуля применены для построения системы управления резиносмесителя:
- 2. Экспериментальных данных, методик расчета и математического моделирования по исследованию алгоритмов управления, подтверждающие достижение высоких энергетических показателей.

Использование указанных результатов позволяет:

- снизить энергопотребление, за счет снижения потребления из сети реактивной мощности асинхронным двигателем;
- снизить искажения напряжения и тока на выходе устройства, удовлетворяющие известным требованиям и нормативам;
- повысить производительность транспортной системы крана-штабелёра, за счет автоматизирования системы управления подъёмной секции;
  - улучшить систему управления при повышения надёжности и ремонтопригодности.

Главный инженер

В.С.Санкеев

Начальник ПТО

А.И.Буланов

# Приложение Г

Технический отчет №1/19 электролаборатории ООО "Энергомониторинг"

ООО «ЭНЕРГОМОНИТОРИНГ»



### ТЕХНИЧЕСКИЙ ОТЧЕТ №1/19 ИССЛЕДОВАНИЯ ПУСКОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕКТРОМАШИННОГО

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ ПВС-8-800УЗ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПУСКОРЕГУЛИРУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА

на 24 листах

Дата проведения измерений: 28 января 2019г.

Электролаборатория ООО «Эпергомониторинг» г. Ульяновск, ул. Матросова, 24, а/я 5023, Тел/факс: (8422) 42-29-92 Свидетельство: регистрационный № 52-039-16 выдано: 27 июня 2016 г., действительно до 27 июня 2019 г.

- 1. Цель исследования: исследование проводится для сравнительного анализа пусковых токов и связанных с ними величин провалов напряжения питающей сети, а также значений полной потребляемой мощности из сети, при запуске электромашинного преобразователя частоты с пускорегулирующим устройством и без него.
- 2. Задачи исследования: провести измерение и сравнение следующих параметров электрической сети 0,4кВ: среднеквадратическая величина переменного напряжения, среднеквадратическая величина переменного тока, полная мощность, полное время пуска электромашинного преобразователя частоты. Провести измерение в два этапа: при прямом пуске электромашинного преобразователя частоты от сети; при пуске электромашинного преобразователя частоты с применением пускорегулирующего устройства.

#### 3. Приборы, оборудование, инструмент:

- Электромашинный преобразователь частоты ПВС-8-800УЗ. Предназначен для преобразования трехфазного переменного тока частоты 50 Гц в трехфазный переменный ток повышенной частоты. Состоит из асинхронного двигателя серии 4A (U=380 B, I=21 A) и синхронного одноименнополюсного индукторного генератора (U=220 B, I=26,2 A, P=8 кВт). Корпусы преобразователя составные. Ротор двигателя и генератора помещены на одном валу;
- Анализатор качества электрической энергии Fluke 435 (погрешность, разрешение и диапазон измерений указаны в приложении 1);
  - Пускорегулирующее устройство (ПРУ);
- Клещи токоизмерительные Center 235 (0,01-100 A;  $\pm$ (1,2% + 5 ед.счета)).

#### 4. Условия измерений:

Таблица 1

Дата	Темпера	атура, °С		давл., рт.ст.		тн. ость, %	питаюц	жение цей сети кВ	Частота питания	
	Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max
28.01.2019	+10	+12	765	765	60	65	390	390	49,96	50,06

- **5. Место подключения:** анализатор качества электрической энергии Fluke 435 подключался на контакты пускорегулирующего устройства со стороны электромашинного преобразователя частоты, а также на контакты питающего автоматического выключателя при прямом пуске электродвигателя.
- 6. Краткое описание процесса измерений: Измерения проводились в режиме "Пусковые токи" (период усреднения значений составляет 0,025сек.) и режиме "Регистратор" (период усреднения значений составляет 0,5сек.). Пуск электродвигателя осуществлялся после включения режима записи анализатора. Результаты измерений представлены в соответствующих таблицах и графиках.

000 «Энергомониторинг» электролаборатогия

Таблица 2

Сравнение параме	тров измеренных в	питающей сети при пуске <b>ПВС-8-80</b> 0	183
Вид пуска	Прямой пуск	Пуск с применением пускорегулирующего устройства	Разница. %
Полное время пуска, сек	2,7	6,6	144,4
Минимальная величина RMS переменного напряжения, В	200,95	212,09	5,5
Максимальная величина RMS переменного тока, А	148,00	108,00	-27,0
Максимальная величина полной мощности, кВА	87,39	63,44	-27,4
Накопленная активная энергия, Вт/ч	37,7	35,9	-4,7

#### 8. Выводы:

- В ходе проведения опытов по исследованию пусковых токов и связанных с ними величин провалов напряжения питающей сети, а также значений полной потребляемой мощности из сети, при запуске электромашинного преобразователя частоты с пускорегулирующим устройством и без него при прямом пуске от сети, были получены следующие параметры: среднеквадратическая величина переменного напряжения, среднеквадратическая величина переменного тока, полная мощность, полное время пуска электромашинного преобразователя частоты. Результаты сравнения занесены в таблицу 2.
- Из анализа полученных результатов опытов запуска электромашинного преобразователя частоты с пускорегулирующим устройством и без него при прямом пуске от сети, можно сделать вывод о том, что при применении пускорегулирующего устройства происходит снижение значений пусковых токов и связанных с ними величин провалов напряжения питающей сети, а также снижаются электродинамические усилия в обмотках электродвигателя, что в свою очередь положительно сказывается на надежности и долговечности двигателя.
- При исследовании запуска электромашинного преобразователя частоты с пускорегулирующим устройством было установлено снижение значений потребляемой активной мощности из сети электродвигателем, позволяющая снизить расход активной электроэнергии, а также снизить потери в электрической сети. что в свою очередь подтверждает наличие у пускорегулирующего устройства функции энергосбережения.

 Увеличение времени пуска двигателя обеспечивает более плавный старт, стабилизирует пусковые характеристики и обеспечивает равномерную работу механизма.

 Измерения провели:
 ООО «Энергомониторинг»

 Ведущий инженер
 Смирнов А.В.

 Инженер электролаборатории
 Лытяков К.М.

при участии ассистента кафедры "Электропривод и АПУ" Ульяновского государственного технического университета Старостиной Я.К.

Таблица 3 Параметры измеренные в питающей сети при прямом пуске ПВС-8-800УЗ

			NAMES OF TAXABLE PARTY.			иом пуске		
Nº n/n	Время	Среднеквад		The second second second second	Principal Principal Control of the C	The second secon	Среднеквад	
		ратичная	ратичная	ратичная	ратичная	ратичная	ратичная	ратичная
		величина	величина	величина	величина	величина	величина	величина
	1	L1, В	напряжения L2, B		силы тока	силы тока	силы тока	полной
		L1, B	LZ, B	L3, B	L1, A	L2, A	L3, A	мощности,
1	2	3	4	5	6	7	8	кВА 9
1	0 0ms	228,84	230,56	230,39	2	2	2	1,4
2	0 25ms	228,84	230,55	230,37	2	1	2	1,1
3	0 50ms	228,82	230,57	230,38	2	2	1	1,1
4	0 75ms	218,82	224,04	225,78	78	63	57	44,1
5	0 100ms	200,95	204,63	206,7	148	142	138	87,3
6	0 125ms	203,73	205,04	205,21	144	143	140	87,4
7	0 150ms	203,85	205,03	205,39	143	142	139	86,8
8	0 175ms	203,84	204,99	205,27	143	142	140	87,0
9	0 200ms	203,88	205,03	205,29	143	142	139	86,8
10	0 225ms	204,03	205,12	205,13	142	142	140	86,8
11	0 250ms	204,01	205,18	205,02	141	141	140	86,4
12	0 275ms	203,9	205,21	204,98	141	141	140	86,4
13	0 300ms	203,68	205,21	205,04	141	140	139	85,9
14	0 325ms	203,79	205,05	205,15	141	140	138	85,8
15	0 350ms	203,82	204,91	205,27	141	140	137	85,5
16	0 375ms	204,07	205,07	204,89	139	140	137	85,1
17	0 400ms	203,8	205,23	204,78	139	139	138	85,1
18	0 425ms	203,73	205,09	205	139	139	137	84,9
	0 450ms	203,91	204,91	205,02	138	139	136	84,5
20	0 475ms	203,7	205,21	205,02	138	138	136	84,3
21	0 500ms	203,67	205,05	205,07	137	138	136	84,1
22	0 525ms	203,79	204,96	205,05	137	138	135	83,9
23	0 550ms	203,7	205,09	204,95	137	137	135	83,7
24	0 575ms	203,67	204,86	205,09	137	137	135	83,7
25	0 600ms	203,76	204,9	204,95	136	137	135	83,5
26	0 625ms	203,56	204,9	205	136	137	135	83,4
27	0 650ms	203,67	204,89	204,87	136	137	134	83,2
28	0 675ms	203,5	204,91	204,93	136	136	134	83,0
29	0 700ms	203,7	204,88	204,85	135	136	134	82,8
30	0 725ms	203,58	204,82	204,93	135	136	133	82,6
31	0 750ms	203,66	204,89	204,84	134	135	133	82,2
	0 775ms	203,54	204,81	204,9	134	135	133	82,2
33 (	0 800ms	203,6	204,93	204,8	134	135	132	82,0
34 (	0 825ms	203,55	204,7	204,91	133	134	132	81,6
35 (	0 850ms	203,46	204,78	204,8	133	134	132	81,5
36 (	0 875ms	203,53	204,82	204,77	133	134	132	81,5
37 (	0 900ms	203,48	204,78	204,82	132	133	131	80,9
	0 925ms	203,39	204,8	204,81	132	133	131	80,9
39 (	950ms	203,46	204,81	204,77	132	133	130	80,7
40 1	1 975ms	203,48	204,81	204,77	131	132	130	80,3
41 1	l Oms	203,37	204,83	204,73	131	132	130	80,3
	1 25ms	203,39	204,82	204,77	131	131	129	79,9
	L 50ms	203,39	204,81	204,78	130	131	129	79,7
44 1	L 75ms	203,41	204,81	204,74	130	130	128	79,3
45 1	l 100ms	203,43	204,79	204,77	129	130	128	79,1
46 1	l 125ms	203,4	204,76	204,77	129	130	128	79,1
	150ms	203,41	204,79	204,72	129	129	127	78,7
	175ms	203,39	204,79	204,71	128	129	127	78,5
	200ms	203,43	204,84	204,74	128	129	127	78,5

1	2	3	4	5	6	7	8	9
50	1 225ms	203,44	204,84	204,77	128	128	126	78,1
51	1 250ms	203,46	204,86	204,8	127	128	126	77,9
52	1 275ms	203,44	204,85	204,79	127	127	125	77,5
53	1 300ms	203,45	204,9	204,8	126	127	125	77,3
54	1 325ms	203,45	204,89	204,8	125	126	124	76,6
55	1 350ms	203,47	204,89	204,79	125	126	124	76,6
56	1 375ms	203,46	204,93	204,81	125	125	123	76,2
57	1 400ms	203,53	204,91	204,8	124	125	123	76,0
58	1 425ms	203,51	204,92	204,86	124	124	122	75,6
59	1 450ms	203,54	204,94	204,87	123	124	122	75,4
60	1 475ms	203,57	204,99	204,94	123	123	121	75,1
61	1 500ms	203,57	205,04	204,98	122	122	121	74,7
62	1 525ms	203,6	205,06	205,01	121	122	120	74,3
63	1 550ms	203,68	205,07	205,04	121	121	119	73,9
64	1 575ms	203,66	205,12	205,04	120	120	119	73,5
65	1 600ms	203,71	205,17	205,07	119	120	118	73,1
66	1 625ms	203,72	205,27	205,17	118	119	117	72,5
67	1 650ms	203,72	205,26	205,22	118	118	116	72,3
68	1 675ms	203,87	205,27	205,27	117	117	116	71,7
69	1 700ms	203,92	205,38	205,3	116	117	115	71,7
70	1 725ms	203,96	205,5	205,42	115	116	114	70,7
71	1 750ms	204,04	205,56	205,46	114	115	113	70,7
72	1 775ms	204,1	205,67	205,56	113	114	112	69,5
73	1 800ms	204,16	205,69	205,63	113	113	111	69,1
74	1 825ms	204,10	205,81	205,03	111	112	110	
75	1 850ms	204,27	205,81	205,83	110	111	109	68,4 67,8
76	1 875ms	204,34	206,05	205,83	109	109	109	
77	1 900ms	204,59	206,03	206,08	109	109	107	67,0
78	1 925ms	204,33	206,33					66,4
79	1 950ms	204,8	206,53	206,27	107 105	107 105	105 104	65,6
80	1 975ms	205,05	206,32	206,52	103	103		64,7
81	2 0ms	205,05	206,7	206,32	104	104	103	64,1
82	2 25ms	205,54	PRODUCTION OF THE PROPERTY OF THE PARTY OF T			Control of the Contro	101 99	62,9
83	2 50ms	205,72	207,21	207,13 207,25	100 99	100 98	99	61,8
84	2 75ms	205,86	207,48	207,23	97	97		61,0
85	2 100ms						96	60,0
86	2 125ms	206,37	208,1	207,93	94	94	93	58,3
87	2 150ms	206,55	208,82	208,08 208,65	90	92	92	57,5
88	2 175ms						89	56,0
89	2 200ms	207,42	209,34 209,76	208,95	87	87	87	54,4
90	2 225ms		210,31		85 82	84 81	84	52,9
91	2 250ms	208,43		209,94 210,77	78	77	81 77	51,1
92	2 275ms	209,17	211,04 211,59	210,77	75			48,8
93	2 300ms	210,55	212,61		75	75 70	74	47,2
93	2 325ms	210,55	212,61	212,2 213,06		67	71	44,9
95	2 325ms 2 350ms		The second secon		67		67	42,7
		212,09	214,23	213,81	63	63	63	40,3
96 97	2 375ms 2 400ms	213,14	215,32	214,87	58	58	59	37,5
	2 400ms 2 425ms	214,04	216,22	215,79	55	55	55	35,5
98	2 425ms 2 450ms	215,27	217,52	217,06	49	50	50	32,3
99		216,35	218,68	218,17	45	45	46	29,6
100	2 475ms	217,56	219,89	219,37	40	41	41	26,7
101	2 500ms	218,76	221,08	220,57	35	37	37	24,0
102	2 525ms	219,91	222,27	221,73	31	32	32	21,0
103	2 550ms	221,01	223,43	222,87	27	29	28	18,7
104	2 575ms	222,02	224,48	223,91	23	25	25	16,3
105	2 600ms	222,73	225,2	224,64	21	22	22	14,6
106	2 625ms	223,8	226,27	225,71	17	19	18	12,2

1	2	3	4	5	6	7	8	9
107	2 650ms	224,58	226,99	226,46	15	16	16	10,6
108	2 675ms	225,27	227,64	227,11	13	14	14	9,3
109	2 700ms	225,82	228,18	227,67	11	13	12	8,2
110	2 725ms	226,3	228,64	228,16	10	12	11	7,5
111	2 750ms	226,68	228,96	228,51	10	11	10	7,1
112	2 775ms	227,06	229,23	228,81	9	11	9	6,6
113	2 800ms	227,29	229,38	228,98	9	11	9	6,6
114	2 825ms	227,52	229,64	229,23	9	10	9	6,4
115	2 850ms	227,64	229,77	229,37	8	10	9	6,2

Полное время пуска электромашинного преобразователя частоты, се	-	2,7
Минимальная величина среднеквадратичных значений переменного		
напряжения, В	-	200,95
Максимальная величина среднеквадратичных значений		
переменного тока, А	-	148,00
Максимальная величина полной мощности, кВА	-	87,39



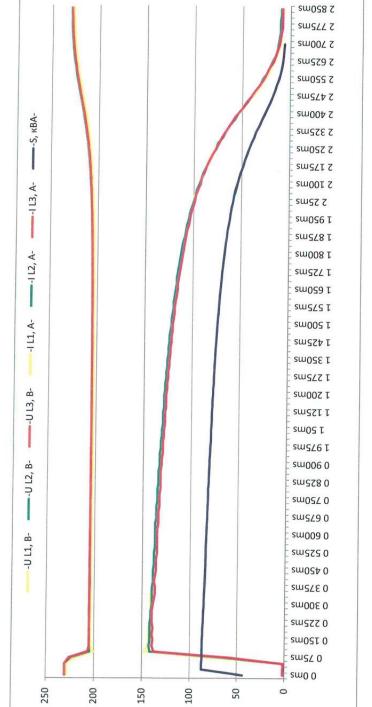


Рис. 1 График параметров измеренных в питающей сети при прямом пуске ПВС-8-800УЗ.

000 «Энергомониторны» электролавораторня

Та блица 4 Параметры измеренные в питающей сети при пуске ПВС-8-800У3 с использованием ПРУ

№ п/п	Danie	Coonugue	Constitution	III J		EP-SUMMERS AND ADDRESS AND ADD		
Mº II/II	Время	Среднеквад ратичная	Среднеквад	Среднеквад	Среднеквад		Среднеквад	Среднеквад
		величина	ратичная величина	ратичная	ратичная	ратичная	ратичная	ратичная
		A STATE OF THE STA	напряжения	величина напряжения	величина силы тока	величина	величина	величина
		L1, B	L2, B	L3, B	L1, A	силы тока L2, A	силы тока L3, A	полной
					//		13, 7	мощности S кВА
1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	0 273ms	233,04	234,22	234,39	0	2	2	0,9
2	0 298ms	233,19	234,45	234,6	0	2	1	0,7
3	0 323ms	233,19	234,44	234,59	0	2	2	0,9
4	0 348ms	233,2	234,44	234,58	0	2	2	0,9
5	0 373ms	233,21	232,79	234,08	0	14	12	6,1
6	0 398ms	233,37	229,36	230,6	5	32	43	18,4
7	0 423ms	234,25	227,43	228,46	30	42	60	30,3
8	0 448ms	234,23	226,57	226,67	44	46	70	36,6
9	0 473ms	233,91	226,54	226,3	53	47	72	39,3
10	0 498ms	233,8	226,1	224,93	60	47	76	41,7
11	0 523ms	233,8	226,08	224,84	60	47	77	
12	0 548ms	233,77	226,04	224,71	61	47	77	42,0
13	0 573ms	233,73	226,09	224,66	61	47	77	42,2
14	0 598ms	233,69	226,15	224,66	60	47	76	42,2
15	0 623ms	233,69	226,17	224,68	60	46	76	41,7
16	0 648ms	233,66	226,14	224,6	60	46	76	41,5
17	0 673ms	233,67	226,04	224,55	60	47	76	41,5
18	0 698ms	233,19	226,16	224,57	61	47	77	41,7
	0 723ms	233,19	226,32	224,6	61	46	76	42,1
	0 748ms	233,16	226,23	224,65	60	46	75	41,7
	0 773ms	233,12	226,17	224,49	61	47	76	41,2
	0 798ms	233,11	226,29	224,45	61	46	76	41,9
	0 823ms	233,05	226,23	224,43	61	46	75	41,7
	0 848ms	233,05	226,14	224,29	61	47	76	41,5
	0 873ms	233,09	226,23	224,34	61	46	76	41,9
	0 898ms	233,11	226,13	224,3	61	47	76	41,7
	0 923ms	233,16	226,14	224,2	62	47	76	41,9
	0 948ms	233,09	226,09	224,1	62	47	77	42,1 42,3
29	0 973ms	233,09	226,15	224,07	62	47	77	700000000000000000000000000000000000000
30	0 998ms	233,09	226,05	224	62	47	77	42,3 42,3
31	1 23ms	233,03	226,14	224,02	62	47	77	42,3
32	1 48ms	232,98	226,08	223,94	62	47	77	42,3
33 :	1 73ms	232,99	226,07	224	63	47	77	42,5
34	1 98ms	232,98	226	223,94	63	48	78	43,0
35 1	1 123ms	232,94	225,96	223,85	63	48	78	43,0
	l 148ms	232,92	225,96	223,79	63	48	78	
	l 173ms	232,9	225,98	223,75	63	48	78	43,0 43,0
	L 198ms	232,88	225,97	223,68	64	48	78	43,0
	L 223ms	232,82	225,94	223,63	64	48	78	43,2
	L 248ms	232,8	225,86	223,64	64	48	79	43,4
	273ms	232,73	225,85	223,53	64	48	79	
	. 298ms	232,7	225,86	223,44	64	48	79	43,4
	323ms	232,67	225,86	223,4	65	48	79	43,4
	. 348ms	232,66	225,82	223,44	65	49	79	43,6 43,8



1	2	3	4	5	6	7	8	9
45	1 373ms	232,64	225,72	223,44	65	49	80	44,1
46	1 398ms	232,55	225,75	223,3	65	49	80	44,0
47	1 423ms	232,49	225,69	223,19	65	49	80	44,0
48	1 448ms	232,49	225,69	223,16	66	49	80	44,3
49	1 473ms	232,45	225,68	223,04	66	49	81	44,5
50	1 498ms	232,5	225,64	223,02	66	50	81	44,7
51	1 523ms	232,43	225,61	222,95	66	50	81	44,7
52	1 548ms	232,41	225,6	222,93	66	50	81	44,7
53	1 573ms	232,4	225,51	222,89	67	50	82	45,1
54	1 598ms	232,3	225,55	222,83	67	50	82	45,1
55	1 623ms	232,28	225,58	222,82	67	50	82	45,1
56	1 648ms	232,26	225,52	222,76	67	50	82	45,1
57	1 673ms	232,23	225,5	222,71	68	51	82	45,6
58	1 698ms	232,23	225,48	222,61	68	51	83	45,8
59	1 723ms	232,22	225,47	222,58	68	51	83	45,8
60	1 748ms	232,22	225,34	222,62	68	51	83	45,8
61	1 773ms	232,09	225,35	222,49	68	51	83	45,7
62	1 798ms	231,98	225,42	222,37	69	51	83	46,0
63	1 823ms	231,98	225,37	222,3	69	51	84	46,2
64	1 848ms	232,04	225,37	222,2	70	51	84	46,4
65	1 873ms	231,95	225,36	222,27	69	52	84	46,4
66	1 898ms	231,79	225,25	222,29	69	52	84	46,4
67	1 923ms	231,74	225,25	222,14	70	52	85	46,8
68	1 948ms	231,73	225,23	222,08	70	52	85	46,8
69	1 973ms	231,7	225,22	222,02	71	52	85	47,0
70	1 998ms	231,74	225,15	221,96	71	53	85	47,3
71	2 23ms	231,67	225,06	221,98	70	53	85	47,0
72	2 48ms	231,59	225,07	221,93	71	53	86	47,5
73	2 73ms	231,55	225,03	221,77	71	53	86	47,4
74	2 98ms	231,54	225,1	221,65	72	53	86	47,7
75	2 123ms	231,54	224,98	221,65	72	54	86	47,9
76	2 148ms	231,41	224,93	221,6	72	54	87	48,1
77	2 173ms	231,35	224,95	221,62	72	54	87	48,1
78	2 198ms	231,29	224,99	221,46	73	54	87	48,3
79	2 223ms	231,32	224,9	221,42	73	54	87	48,3
80	2 248ms	231,27	224,77	221,56	72	55	87	48,3
81	2 273ms	231,1	224,79	221,31	73	55	88	48,7
82	2 298ms	231,05	224,7	221,18	74	55	88	48,9
83	2 323ms	230,97	224,71	221,17	74	55	88	48,9
84	2 348ms	230,96	224,66	221,14	74	55	88	48,9
85	2 373ms	230,94	224,75	221	74	55	88	48,9
86	2 398ms	230,9	224,67	220,85	75	55	89	49,3
87	2 423ms	230,81	224,56	220,77	75	56	89	49,5
88	2 448ms	230,7	224,43	220,82	75	56	89	49,5
89	2 473ms	230,63	224,47	220,77	75	56	90	49,7
90	2 498ms	230,65	224,51	220,67	75	56	90	49,7
91	2 523ms	230,62	224,43	220,61	76	56	90	50,0
92	2 548ms	230,5	224,43	220,49	76	57	90	50,2
93	2 573ms	230,39	224,36	220,48	76	57	90	50,1
94	2 598ms	230,3	224,28	220,5	77	58	91	50,8
95	2 623ms	230,31	224,25	220,53	76	58	91	50,6
96	2 648ms	230,22	224,35	220,27	77	57	91	50,6
97	2 673ms	230,21	224,27	220,24	77	58	91	50,8
	2 698ms	230,12	224,11	220,25	77	58	92	51,0

1	2	3	4	5	6	7	8	9
99	2 723ms	230,06	224,18	220,21	78	58	91	51,0
100	2 748ms	230,07	224,11	220,18	78	58	92	51,2
101	2 773ms	229,91	223,98	220,11	78	59	92	51,4
102	2 798ms	229,78	224,01	219,95	78	59	93	51,6
103	2 823ms	229,76	223,93	219,86	79	59	93	51,8
104	2 848ms	229,72	223,84	219,89	79	60	93	52,0
105	2 873ms	229,66	223,93	219,87	79	59	93	51,8
106	2 898ms	229,6	223,85	219,77	79	60	93	52,0
107	2 923ms	229,43	223,72	219,69	80	61	94	52,7
108	2 948ms	229,33	223,77	219,56	80	61	94	52,6
109	2 973ms	229,37	223,7	219,59	80	61	94	52,6
110	2 998ms	229,29	223,73	219,59	80	61	94	52,6
111	3 23ms	229,27	223,68	219,48	81	61	94	52,8
112	3 48ms	229,16	223,57	219,49	81	62	95	53,3
113	3 73ms	229,08	223,53	219,37	81	62	95	53,3
114	3 98ms	228,99	223,42	219,25	82	62	95	53,5
115	3 123ms	228,91	223,46	219,25	82	63	95	53,7
116	3 148ms	228,84	223,46	219,11	82	63	96	53,9
117	3 173ms	228,78	223,34	219,14	82	63	96	53,9
118	3 198ms	228,66	223,37	218,98	83	63	96	54,1
119	3 223ms	228,7	223,28	219,04	83	63	96	54,1
120	3 248ms	228,59	223,32	219	83	63	96	54,1
121	3 273ms	228,52	223,17	218,81	83	64	97	54,5
122	3 298ms	228,35	223,17	218,82	84	64	97	54,7
123	3 323ms	228,37	223,04	218,71	84	65	97	54,9
124	3 348ms	228,24	223,09	218,77	84	65	97	54,9
125	3 373ms	228,28	223,06	218,68	84	65	97	54,9
126	3 398ms	228,2	222,93	218,68	84	65	97	54,9
127	3 423ms	227,98	222,9	218,46	85	66	98	55,5
128	3 448ms	227,85	222,81	218,47	85	66	98	55,5
129	3 473ms	227,85	222,84	218,4	86	66	98	55,7
130	3 498ms	227,77	222,82	218,39	86	66	99	55,9
131	3 523ms	227,76	222,66	218,3	86	67	99	56,1
132	3 548ms	227,55	222,65	218,26	86	67	99	56,1
133	3 573ms	227,52	222,53	218,12	87	68	99	56,5
134	3 598ms	227,43	222,36	218,17	86	68	100	56,5
135	3 623ms	227,33	222,44	217,96	87	68	100	56,7
136	3 648ms	227,21	222,47	217,89	87	68	100	56,7
137	3 673ms	227,18	222,42	217,8	88	68	100	56,9
138	3 698ms	227,07	222,31	217,78	88	69	100	57,1
139	3 723ms	227,11	222,25	217,73	88	69	100	57,1
140	3 748ms	226,99	222,23	217,69	88	69	100	57,1
141	3 773ms	226,79	222,09	217,52	89	70	101	57,7
142	3 798ms	226,66	222,12	217,39	89	70	101	57,7
143	3 823ms	226,62	221,9	217,5	89	70	101	57,7
144	3 848ms	226,57	221,94	217,41	89	70	101	57,7
145	3 873ms	226,57	221,94	217,4	89	70	101	57,7
146	3 898ms	226,47	221,75	217,29	90	71	102	58,3
147	3 923ms	226,19	221,78	217,1	90	71	102	58,2
148	3 948ms	226,14	221,65	217,1	90	72	102	58,5
149	3 973ms	226,05	221,66	216,98	91	72	102	58,7
150	3 998ms	225,98	221,68	217	90	72	102	58,4
151	4 23ms	225,9	221,52	216,92	91	72	102	58,8
152	4 48ms	225,76	221,5	216,78	91	72	103	
		220,70	,-	210,70	91	12	103	58,8

000 «Энергомениторинг» электролаборатория

1	2	3	4	5	6	7	8	9
153	4 73ms	225,54	221,36	216,74	92	73	103	59,2
154	4 98ms	225,48	221,3	216,63	92	73	103	59,2
155	4 123ms	225,47	221,33	216,62	92	73	103	59,2
156	4 148ms	225,33	221,18	216,58	92	74	103	59,4
157	4 173ms	225,23	221,16	216,49	92	74	104	59,6
158	4 198ms	225,1	221,16	216,44	93	74	104	59,8
159	4 223ms	225,02	221,05	216,35	93	74	104	59,8
160	4 248ms	225,02	221,06	216,32	93	74	104	59,8
161	4 273ms	224,79	220,91	216,17	93	75	104	60,0
162	4 298ms	224,62	220,86	216,12	94	75	104	60,2
163	4 323ms	224,59	220,8	216,03	94	76	105	60,6
164	4 348ms	224,59	220,77	215,97	94	76	105	60,6
165	4 373ms	224,54	220,72	215,99	94	76	105	60,6
166	4 398ms	224,47	220,7	215,91	94	76	105	60,5
167	4 423ms	224,2	220,55	215,79	95	77	105	60,9
168	4 448ms	224,13	220,52	215,66	95	77	105	60,9
169	4 473ms	224,04	220,4	215,57	95	77	105	60,9
170	4 498ms	223,95	220,4	215,59	95	77	106	61,1
171	4 523ms	223,87	220,38	215,47	95	77	106	61,1
172	4 548ms	223,71	220,29	215,41	96	78	106	61,5
173	4 573ms	223,51	220,2	215,28	96	78	106	61,5
174	4 598ms	223,4	220,09	215,18	96	79	106	61,6
175	4 623ms	223,29	219,99	215,25	96	79	106	61,6
176	4 648ms	223,21	220	215,16	96	79	106	61,6
177	4 673ms	223,04	219,98	215,11	97	79	106	61,8
178	4 698ms	222,9	219,82	215,01	97	80	106	62,0
179	4 723ms	222,91	219,79	214,92	97	80	106	62,0
180	4 748ms	222,79	219,75	214,91	97	80	106	62,0
181	4 773ms	222,55	219,67	214,78	97	80	107	62,1
182	4 798ms	222,44	219,58	214,65	98	81	107	62,6
183	4 823ms	222,27	219,44	214,56	98	81	107	62,5
184	4 848ms	222,25	219,37	214,49	98	81	107	62,5
185	4 873ms	222,21	219,39	214,48	98	81	107	62,5
186	4 898ms	222,05	219,34	214,48	98	81	107	62,5
187	4 923ms	221,79	219,16	214,33	98	82	107	62,6
188	4 948ms	221,62	219,05	214,24	99	82	107	62,8
189	4 973ms	221,61	219,04	214,14	99	82	107	62,8
190	4 998ms	221,53	219,04	214,18	98	82	107	62,6
191	5 23ms	221,4	218,94	214,05	99	83	107	63,0
192	5 48ms	221,25	218,89	213,98	99	83	107	63,0
193	5 73ms	221	218,66	213,87	99	84	107	63,1
194	5 98ms	220,93	218,63	213,79	99	84	108	63,3
195	5 123ms	220,88	218,7	213,76	99	83	107	62,9
196	5 148ms	220,69	218,67	213,66	99	84	107	63,1
197	5 173ms	220,6	218,6	213,59	100	84	107	63,3
198	5 198ms	220,48	218,44	213,59	99	84	107	63,0
199	5 223ms	220,39	218,3	213,61	99	85	107	63,2
200	5 248ms	220,34	218,47	213,48	100	84	107	63,2
201	5 273ms	220,11	218,16	213,41	100	85	107	63,4
202	5 298ms	219,96	218,18	213,2	100	85	107	63,4
203	5 323ms	219,77	218,04	213,21	100	85	107	
204	5 348ms	219,73	218,06	213,21	100	85	107	63,3
205	5 373ms	219,64	218	213,12	100	85	107	63,3
		219,5	217,94	213,05	100	85	107	63,3

«тинотиномотренс» 000 питоринг» питота предоставляюще

1	2	3	4	5	6	7	8	9
207	5 423ms	219,24	217,76	212,99	100	86	107	63,4
208	5 448ms	219,09	217,63	212,89	100	86	107	63,4
209	5 473ms	219,03	217,66	212,9	100	86	107	63,4
210	5 498ms	219	217,61	212,83	100	86	107	63,4
211	5 523ms	218,86	217,55	212,77	100	86	106	63,1
212	5 548ms	218,67	217,38	212,67	100	86	106	63,1
213	5 573ms	218,52	217,32	212,63	100	86	106	63,1
214	5 598ms	218,38	217,33	212,57	100	86	106	63,1
215	5 623ms	218,34	217,27	212,56	99	86	106	62,8
216	5 648ms	218,21	217,15	212,5	99	86	105	62,6
217	5 673ms	217,9	217	212,34	99	87	105	62,7
218	5 698ms	217,87	216,92	212,41	99	86	105	62,5
219	5 723ms	217,72	216,94	212,52	99	86	105	62,5
220	5 748ms	217,66	216,96	212,44	99	86	104	62,3
221	5 773ms	217,41	216,77	212,39	98	86	104	62,0
222	5 798ms	217,27	216,68	212,24	98	86	104	62,0
223	5 823ms	217,15	216,59	212,25	98	86	103	61,8
224	5 848ms	217,09	216,56	212,22	98	86	103	61,8
225	5 873ms	217,04	216,65	212,17	97	85	102	61,1
226	5 898ms	216,86	216,52	212,2	97	85	102	61,1
227	5 923ms	216,76	216,44	212,09	97	85	101	60,8
228	5 948ms	216,56	216,28	212,16	96	85	101	60,6
229	5 973ms	216,52	216,27	212,12	95	85	100	60,2
230	5 998ms	216,57	216,44	212,19	95	84	100	60,0
231	6 23ms	216,37	216,44	212,16	94	84	99	59,5
232	6 48ms	216,3	216,31	212,15	94	83	98	59,1
233	6 73ms	216,13	216,27	212,12	93	83	98	58,8
234	6 98ms	216,11	216,32	212,28	92	82	96	58,0
235	6 123ms	216,08	216,35	212,21	91	82	96	57,8
236	6 148ms	215,97	216,35	212,32	90	81	95	57,1
237	6 173ms	216,02	216,48	212,47	89	80	93	56,3
238	6 198ms	216,01	216,35	212,46	88	80	93	56,1
239	6 223ms	216,01	216,69	212,66	87	78	91	55,0
240	6 248ms	216,16	216,77	212,84	85	77	89	54,0
241	6 273ms	215,95	216,74	212,96	85	76	88	53,6
242	6 298ms	216,11	217,12	213,27	83	74	86	52,3
243	6 323ms	216,18	217,03	213,41	81	73	84	51,3
244	6 348ms	216,56	217,54	213,91	78	71	82	49,9
245	6 373ms	216,54	217,59	214,05	77	70	80	49,0
246	6 398ms	216,99	218,05	214,6	74	68	78	47,6
247	6 423ms	217,1	218,34	215,02	72	66	75	46,2
248	6 448ms	217,41	218,53	215,36	69	64	73	44,7
249	6 473ms	217,9	219,3	216,26	66	60	69	42,5
250	6 498ms	218,27	219,64	216,71	63	58	66	40,8
251	6 523ms	218,81	220,23	217,45	60	56	63	39,2
252	6 548ms	219,57	221,16	218,47	56	52	59	36,7
253	6 573ms	220,22	221,81	219,32	52	49	55	34,4
254	6 598ms	221	222,59	220,26	48	45	51	31,9
255	6 623ms	221,85	223,43	221,3	44	42	47	29,5
256	6 648ms	222,74	224,27	222,38	40	39	43	27,2
257	6 673ms	223,77	225,29	223,61	36	35	39	24,7
258	6 698ms	224,7	226,2	224,74	32	32	34	22,1
259	6 723ms	225,62	227,11	225,85	28	28	31	19,7
	6 748ms	226,5	227,98	226,97	25	25	27	17,5

«Энергомониторинг» ООО «Энектролабораторин

1	2	3	4	5	6	7	8	9
261	6 773ms	227,32	228,78	227,96	22	22	24	15,5
262	6 798ms	228,08	229,52	228,91	19	19	21	13,5
263	6 823ms	228,79	230,21	229,78	16	17	18	11,7
264	6 848ms	229,43	230,82	230,57	14	15	16	10,4
265	6 873ms	230,04	231,34	231,25	13	14	14	9,5
266	6 898ms	230,48	231,77	231,8	11	13	13	8,6
267	6 923ms	230,88	232,14	232,24	10	12	12	7,9
268	6 948ms	231,23	232,46	232,64	10	11	11	7,4
269	6 973ms	231,49	232,7	232,93	9	11	10	7,0
270	6 998ms	231,71	232,89	233,16	9	11	10	7,0
271	7 23ms	231,88	233,04	233,36	9	10	9	6,5
272	7 48ms	232,03	233,14	233,5	9	10	9	6,5
273	7 73ms	232,1	233,21	233,6	9	10	9	6,5

Полное время пуска электромашинного преобразователя частоты, се	-	6.6
Минимальная величина среднеквадратичных значений переменного		-,-
напряжения, В	-	212.09
Максимальная величина среднеквадратичных значений		*****
переменного тока, А	( <del>-</del>	108,00
Максимальная величина полной мощности, кВА	_	63,44



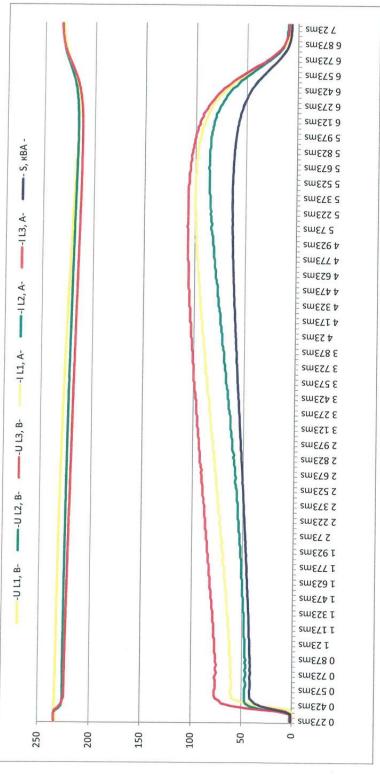


Рис. 2 График параметров измеренных в питающей сети при пуске ПВС-8-800У3 с использованием ПРУ



Таблица 5 Параметры измеренные на двигателе при пуске ПВС-8-800У3 с использованием ПРУ

Nº n/n	Время	Среднеквад	Среднеквад	Среднеквад	Среднеквад	Среднеквад	Среднеквад	Спельномара
100000000000000000000000000000000000000	7.50	ратичная	ратичная	ратичная	ратичная	ратичная	ратичная	Среднеквад рат <b>и</b> чная
		величина						
		напряжения	напряжения	напряжения	силы тока	силы тока	силы тока	полной
		L1, B	L2, B	L3, B	L1, A	L2, A	L3, A	мощн ости S,
								кВА
1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	0 273ms	231,42	222,32	226,87	9	8	9	5,9
2	0 298ms	199,82	182,45	191,14	27	27	27	15,5
3	0 323ms	172,94	156,88	164,91	36	41	39	19,1
4	0 348ms	164,61	153,45	159,03	41	50	46	21,7
5	0 373ms	164,3	155,87	160,09	41	53	47	22,5
6	0 398ms	166,89	155,68	161,29	43	57	50	24,1
7	0 423ms	166,99	155,74	161,37	44	58	51	24,6
8	0 448ms	167,27	156	161,64	44	58	51	24,7
9	0 473ms	167,16	156,48	161,82	44	59	52	25,0
10	0 498ms	167,48	156,3	161,89	44	58	51	24,7
11	0 523ms	167,79	156,61	162,2	43	58	51	24,6
12	0 548ms	167,89	156,75	162,32	43	58	51	24,6
13	0 573ms	167,89	156,86	162,38	43	58	51	24,6
14	0 598ms	168,09	157,08	162,59	43	59	51	24,8
15	0 623ms	168,06	157,12	162,59	43	58	51	24,6
16	0 648ms	168,31	157,38	162,85	43	58	51	24,7
17	0 673ms	168,29	157,24	162,77	43	59	51	24,8
18	0 698ms	168,62	157,65	163,14	43	59	51	24,9
19	0 723ms	168,51	157,75	163,13	43	58	51	24,7
20	0 748ms	168,55	157,79	163,17	43	59	51	24,9
21	0 773ms	168,76	157,93	163,35	43	59	51	24,9
22	0 798ms	168,19	158,28	163,24	43	59	51	24,9
23	0 823ms	168,23	158,98	163,61	43	59	51	25,0
24	0 848ms	168,18	158,85	163,52	43	60	52	25,3
25	0 873ms	167,93	158,98	163,46	43	60	52	25,3
26	0 898ms	168,16	159,18	163,67	43	60	52	25,3
27	0 923ms	168,29	159,3	163,8	43	60	52	25,3
28	0 948ms	168,52	159,64	164,08	43	60	52	25,4
29	0 973ms	168,62	159,77	164,2	43	60	52	25,4
30	0 998ms	168,43	159,89	164,16	43	61	52	25,5
31	1 23ms	168,82	160	164,41	44	61	53	25,9
32	1 48ms	169,17	160,13	164,65	43	61	52	25,6
33	1 73ms	169,23	160,34	164,79	43	61	52	25,6
34	1 98ms	169,38	160,51	164,95	44	62	53	26,1
35	1 123ms	169,33	160,52	164,93	44	62	53	26,1
36	1 148ms	169,4	160,59	165	44	62	53	26,2
	1 173ms	169,58	160,81	165,2	44	62	53	26,2
	1 198ms	169,47	161,1	165,29	44	62	53	26,2
	1 223ms	169,2	161,34	165,27	44	62	53	26,2
	1 248ms	169,43	161,26	165,35	44	63	54	26,5
	1 273ms	169,79	161,16	165,48	44	63	54	26,6
	1 298ms	170,07	161,55	165,81	45	63	54	26,8
	1 323ms	170,23	162,1	166,17	45	64	55	
	1 348ms	170,12	161,87	166	45	64	55	27,2 27,1

ТЕХНИЧЕСКИЙ ОТЧЕТ № 1/19

1	2	3	4	5	6	7	8	9
45	1 373ms	170,07	162,31	166,19	45	64	55	27,2
46	1 398ms	170,12	162,32	166,22	45	64	55	27,2
47	1 423ms	170,17	162,46	166,32	45	64	55	27,2
48	1 448ms	170,4	162,95	166,68	45	64	55	
49	1 473ms	170,36	163,12	166,74	46	65		27,3
50	1 498ms	170,68	163,23	166,96	45	65	56	27,8
51	1 523ms	171,15	163,19	167,17	46		55	27,5
52	1 548ms	171,22	163,36	167,17	46	65 65	56	27,8
53	1 573ms	171,23	163,43	167,33		65 65	56	27,9
54	1 598ms	170,89	163,74	167,32	46	65	56	27,9
55	1 623ms	170,94	163,83	167,39	46	66	56	28,0
56	1 648ms	171,25	164,19	167,72	46	66	56	28,0
57	1 673ms	171,62	164,32	167,97	46	66	56	28,1
58	1 698ms	171,86	164,44	Name and Address of the Owner, where the Owner, which is the O	46	67	57	28,5
59	1 723ms	171,68	164,51	168,15	47	67	57	28,7
60	1 748ms	171,69	164,53	168,1	47	67	57	28,7
61	1 773ms	171,85	Exercise Control of the Control of t	168,11	47	67	57	28,7
62	1 798ms	171,83	164,7	168,28	47	67	57	28,7
63	1 823ms	172,25	165,16	168,5	47	68	58	29,1
64	1 848ms		165,53	168,89	48	68	58	29,3
65	1 873ms	172,41	165,52	168,97	48	68	58	29,3
66	1 898ms	172,18	165,33	168,76	48	68	58	29,3
67	1 923ms	172,09	165,87	168,98	48	68	58	29,3
68	1 948ms	172,45	165,93	169,19	48	69	59	29,7
		172,76	166,28	169,52	48	69	59	29,8
69	1 973ms 1 998ms	173	166,36	169,68	49	69	59	30,0
70		172,84	166,41	169,63	49	69	59	30,0
71	2 23ms	172,68	166,65	169,67	49	69	59	30,0
72	2 48ms	172,98	166,8	169,89	49	70	60	30,3
73	2 73ms	173,46	166,98	170,22	49	70	60	30,4
74	2 98ms	173,68	167,03	170,36	49	70	60	30,4
75	2 123ms	173,13	166,98	170,06	49	70	60	30,4
76	2 148ms	173,37	167,45	170,41	50	71	61	31,0
77	2 173ms	173,69	167,68	170,69	49	71	60	30,7
78	2 198ms	173,89	167,77	170,83	50	72	61	31,2
79	2 223ms	173,97	167,97	170,97	50	71	61	31,1
80	2 248ms	173,63	168,03	170,83	50	71	61	31,0
81	2 273ms	174,24	168,24	171,24	50	72	61	31,3
82	2 298ms	174,61	168,43	171,52	50	72	61	31,3
83	2 323ms	174,22	168,5	171,36	51	73	62	31,8
84	2 348ms	174,35	168,67	171,51	51	73	62	31,8
85	2 373ms	174,56	168,68	171,62	51	73	62	31,9
86	2 398ms	174,63	168,98	171,81	51	74	63	32,2
87	2 423ms	174,58	169,2	171,89	51	74	63	32,3
88	2 448ms	175,05	169,98	172,52	51	74	63	32,4
89	2 473ms	175,28	169,93	172,61	52	74	63	32,6
90	2 498ms	175,1	169,66	172,38	52	74	63	32,5
91	2 523ms	175,3	169,93	172,62	52	75	64	32,9
92	2 548ms	175,32	170,37	172,85	53	75	64	33,1
93	2 573ms	175,45	170,34	172,9	53	75	64	33,1
94	2 598ms	175,39	170,52	172,96	52	75	64	33,0
95	2 623ms	175,57	170,72	173,15	53	75	64	33,2
96	2 648ms	175,67	171,14	173,41	53	76	65	33,6
97	2 673ms 2 698ms	175,75 175,91	171,45 171,6	173,6 173,76	53	76	65	33,6
98					54	76	65	33,8

1	2	3	4	5	6	7	8	9
99	2 723ms	176,02	171,61	173,82	54	76	65	33,8
100	2 748ms	175,73	171,66	173,7	54	77	66	34,2
101	2 773ms	176,32	171,76	174,04	54	77	66	34,2
102	2 798ms	176,26	172,11	174,19	55	77	66	34,4
103	2 823ms	176,3	172,41	174,36	55	78	67	34,8
104	2 848ms	176,72	172,81	174,77	55	78	67	34,9
105	2 873ms	176,72	172,7	174,71	55	78	67	34,9
106	2 898ms	176,82	172,86	174,84	56	78	67	35,1
107	2 923ms	176,94	173,08	175,01	56	78	67	35,1
108	2 948ms	177,19	173,47	175,33	56	79	68	35,5
109	2 973ms	177,68	173,76	175,72	57	79	68	35,8
110	2 998ms	177,29	173,66	175,48	57	79	68	35,8
111	3 23ms	177,61	174,14	175,88	57	80	69	36,2
112	3 48ms	177,55	173,98	175,77	57	80	69	36,2
113	3 73ms	177,66	174,04	175,85	57	80	69	36,2
114	3 98ms	178	174,19	176,1	58	80	69	36,4
115	3 123ms	178,01	174,61	176,31	58	80	69	
116	3 148ms	178,59	174,93	176,76	58	81	70	36,5
117	3 173ms	178,5	175,14	176,82	58	81	70	36,9
118	3 198ms	178,61	175,34	176,98	59	81	70	36,9
119	3 223ms	178,68	175,31	177	59	81	70	37,1
120	3 248ms	178,71	175,33	177,02	59	82	71	37,1
121	3 273ms	179,03	175,8	177,42	59	82	71	37,5
122	3 298ms	179,46	175,96	177,71	60	83	72	37,6
123	3 323ms	179,49	176,19	177,84	60	82	71	38,2
124	3 348ms	179,78	176,22	178	60	83	72	37,8
125	3 373ms	179,5	176,4	177,95	61	83	72	38,2
126	3 398ms	179,54	176,92	178,23	61	83	72	38,4
127	3 423ms	179,75	176,66	178,21	61	83	72	38,5
128	3 448ms	180,12	177,45	178,79	61	84	73	38,5
129	3 473ms	180,18	177,21	178,7	62	84	73	38,9
130	3 498ms	180,54	177,3	178,92	61	85	73	39,1
131	3 523ms	180,56	177,82	179,19	62	84	73	39,1
132	3 548ms	180,62	178,14	179,38	63	84	74	39,2
133	3 573ms	180,77	178,11	179,44	63	84	74	39,6
134	3 598ms	180,85	178,04	179,45	63	85	74	39,6
135	3 623ms	180,87	178,01	179,44	63	85	74	39,8
136	3 648ms	181,36	178,62	179,99	63	86	75	39,8
137	3 673ms	181,43	178,93	180,18	63	86	75	40,3 40,3
138	3 698ms	181,37	179,08	180,23	64	86	75	
139	3 723ms	181,48	179	180,24	64	86	75	40,5
140	3 748ms	181,41	178,91	180,16	64	87	76	40,5
141	3 773ms	181,81	179,3	180,56	64	87	76	40,9 41,0
142	3 798ms	182,11	179,83	180,97	65	87	76	
143	3 823ms	182,23	180,09	181,16	65	88	77	41,2
144	3 848ms	182,46	180,3	181,38	65	88	77	41,6
145	3 873ms	182,34	180,25	181,3	65	88	77	41,7
146	3 898ms	182,55	180,29	181,42	66	88	77	41,7
147	3 923ms	182,58	180,55	181,57	66	88		41,9
148	3 948ms	182,63	180,83	181,73	66		77	41,9
149	3 973ms	182,93	180,82	181,88	67	89	78	42,3
150	3 998ms	182,84	180,86	181,85	67	89	78	42,5
151	4 23ms	182,98	180,96	181,97	67	89 89	78	42,5
	4 48ms	102,30	100,50	101,37	0/	69	78	42,6

1	2	3	4	5	6	7	8	9
153	4 73ms	183,57	181,65	182,61	68	90	79	43,3
154	4 98ms	183,47	181,68	182,58	68	90	79	43,3
155	4 123ms	183,58	181,76	182,67	68	90	79	43,3
156	4 148ms	183,95	182,18	183,07	68	91	80	43,7
157	4 173ms	184,02	182,26	183,14	69	91	80	43,9
158	4 198ms	184,13	182,58	183,36	69	91	80	44,0
159	4 223ms	184,44	182,4	183,42	69	91	80	44,0
160	4 248ms	184,35	182,7	183,53	69	91	80	44,0
161	4 273ms	184,36	183	183,68	69	91	80	44,1
162	4 298ms	184,76	183,1	183,93	70	92	81	44,7
163	4 323ms	184,92	183,38	184,15	71	92	82	45,1
164	4 348ms	184,9	183,37	184,14	71	93	82	45,3
165	4 373ms	185,05	183,48	184,27	71	92	82	45,1
166	4 398ms	185,13	183,96	184,55	71	93	82	45,4
167	4 423ms	185,21	183,96	184,59	71	93	82	45,4
168	4 448ms	185,32	184,2	184,76	72	93	83	45,8
169	4 473ms	185,7	184,2	184,95	72	94	83	46,0
170	4 498ms	185,71	184,34	185,03	72	93	83	45,9
171	4 523ms	185,67	184,73	185,2	72	94	83	46,1
172	4 548ms	186	184,95	185,48	72	94	83	46,2
173	4 573ms	186,2	184,96	185,58	73	94	84	46,6
174	4 598ms	186,29	185,25	185,77	73	94	84	46,6
175	4 623ms	186,58	185,18	185,88	73	94	84	46,6
176	4 648ms	186,77	185,64	186,21	74	95	85	47,3
177	4 673ms	186,85	185,75	186,3	74	95	85	47,3
178	4 698ms	187,03	185,97	186,5	74	95	85	47,4
179	4 723ms	187,09	185,98	186,54	74	95	85	47,4
180	4 748ms	187,23	186,16	186,7	74	95	85	47,4
181	4 773ms	187,15	186,05	186,6	75	95	85	47,6
182	4 798ms	187,54	186,64	187,09	75	96	86	48,1
183	4 823ms	187,82	186,87	187,35	75	96	86	48,1
184	4 848ms	187,79	186,89	187,34	76	96	86	48,3
185	4 873ms	187,9	186,92	187,41	76	96	86	48,3
186	4 898ms	187,91	187,05	187,48	76	96	86	48,4
187	4 923ms	188,3	187,16	187,73	76	96	86	48,4
188	4 948ms	188,58	187,73	188,16	77	97	87	49,1
189	4 973ms	188,76	187,57	188,17	77	97	87	49,1
190	4 998ms	188,71	187,94	188,33	77	97	87	49,1
191	5 23ms	188,9	188,04	188,47	77	97	87	49,2
192	5 48ms	189,07	187,92	188,5	77	97	87	49,2
193	5 73ms	189,35	188,17	188,76	77	97	87	49,3
194	5 98ms	189,37	188,27	188,82	77	97	87	49,3
195	5 123ms	189,36	188,57	188,97	78	97	88	49,7
196	5 148ms	189,58	188,82	189,2	78	97	88	49,7
197	5 173ms	190,11	189	189,56	78	98	88	50,0
198	5 198ms	190,31	189,3	189,81	78	98	88	50,0
199	5 223ms	190,2	189,21	189,71	78	98	88	50,1
200	5 248ms	190,27	189,3	189,79	78	97	88	49,9
201	5 273ms	190,38	189,55	189,97	78	98	88	50,1
202	5 298ms	190,79	190,02	190,41	79	98	89	50,1
203	5 323ms	190,93	190,02	190,41	79	98	89	
204	5 348ms	191,09	190,18	190,59	79	98	89	50,7
205	5 373ms	190,94	190,03	190,62	79	98	89	50,7 50,7
206	5 398ms							
200	2 2201112	191,33	190,58	190,96	79	98	89	50,8

1	2	3	4	5	6	7	8	9
207	5 423ms	191,43	190,63	191,03	79	98	89	50,8
208	5 448ms	191,89	191,04	191,47	80	98	89	5 1,1
209	5 473ms	191,87	190,99	191,43	80	98	89	51,1
210	5 498ms	192,02	191,25	191,64	80	97	89	51,0
211	5 523ms	192,29	191,48	191,89	79	97	88	
212	5 548ms	192,42	191,81	192,12	80	97	89	50,7
213	5 573ms	192,29	191,75	192,02	80	97	89	51,1
214	5 598ms	192,84	191,9	192,37	80	97		51,1
215	5 623ms	192,81	192,13	192,47	80	97	89	51,2
216	5 648ms	193,2	192,59	192,9	80	97	89	51,2
217	5 673ms	193,45	192,56	193,01	80	97	89	51,3
218	5 698ms	193,75	192,95	193,35	80	97	89	51,3
219	5 723ms	193,72	192,93	193,33	79		89	51,4
220	5 748ms	193,8	192,96	193,38	79	96	88	50,8
221	5 773ms	194,17	193,38	193,78	79	96	88	50,9
222	5 798ms	194,42	193,77	194,1	80	95	87	50,6
223	5 823ms	194,89	194,04	194,1	79	96	88	51,2
224	5 848ms	194,68	194,04	194,36	79	95	87	50,7
225	5 873ms	195,07	194,14	194,61	79	95	87	50,7
226	5 898ms	195,44	194,46	194,95	78	94	87	50,6
227	5 923ms	195,61	194,71	STATE OF THE PERSON NAMED IN		93	86	50,1
228	5 948ms	196,06	195,55	195,16 195,81	78 78	93	86	50,1
229	5 973ms	196,55	195,59		77	93	86	50,3
230	5 998ms	196,53	195,6	196,07		92	85	49,8
231	6 23ms	196,76	195,99	196,07	76	91	84	49,2
232	6 48ms	197,07	196,5	196,38	76 76	90	83	48,9
233	6 73ms	197,25	196,99	196,79 197,12	75	90	83	49,0
234	6 98ms	197,7	197,22	197,12	74	89	82	48,5
235	6 123ms	198,03	197,5	197,77	73	87 87	81	47,8
236	6 148ms	198,43	198,17	198,3	73	85	80	47,5
237	6 173ms	198,93	198,33	198,63	72	85	79 79	47,0
238	6 198ms	199,64	198,88	199,26	71	84	78	46,9
239	6 223ms	199,94	199,46	199,7	69	81	75	46,4
240	6 248ms	200,24	199,74	199,99	69	80	75	44,9
241	6 273ms	200,97	200,45	200,71	66	77	72	44,8
242	6 298ms	201,7	201,22	201,46	66	76	71	42,9
243	6 323ms	202,35	201,89	202,12	63	73	68	41,2
244	6 348ms	203,14	202,56	202,85	62	71	67	40,6
245	6 373ms	203,57	203,06	203,32	60	70	65	39,6
246	6 398ms	204,56	204,14	204,35	57	66	62	37,8
247	6 423ms	205,53	205,16	205,35	55	63	59	36,3
248	6 448ms	206,53	206,36	206,45	52	60	56	
249	6 473ms	207,6	207,48	207,54	49	56	53	34,7 32,8
250	6 498ms	208,46	208,6	208,53	47	53	50	31,3
251	6 523ms	209,73	209,91	209,82	43	50	47	29,4
252	6 548ms	210,81	211,18	211	40	46	43	27,2
253	6 573ms	211,85	212,3	212,08	37	43	40	25,5
254	6 598ms	213,4	214	213,7	33	38	36	22,9
255	6 623ms	214,6	215,42	215,01	30	35	33	21,1
256	6 648ms	215,88	216,85	216,37	27	31	29	18,8
257	6 673ms	217,14	218,27	217,71	24	28	26	17,0
258	6 698ms	218,27	219,7	218,99	21	24	23	14,9
259	6 723ms	219,4	220,91	220,16	18	21	20	13,0
260	6 748ms	220,31	222,01	221,16	16	19	18	11,7
						and the sale of the sale of	10	11,/

1	2	3	4	5	6	7	8	9
261	6 773ms	220,95	222,82	221,89	14	17	16	10,4
262	6 798ms	221,78	223,87	222,83	12	15	14	9,1
263	6 823ms	222,3	224,57	223,44	11	13	12	8,0
264	6 848ms	222,8	225,09	223,95	10	12	11	7,4
265	6 873ms	223,21	225,55	224,38	9	11	10	6,7
266	6 898ms	223,6	225,9	224,75	8	10	9	6,1
267	6 923ms	223,95	226,19	225,07	8	10	9	6,1
268	6 948ms	224,36	226,54	225,45	8	10	9	6,1
269	6 973ms	224,56	226,68	225,62	8	10	9	6,1
270	6 998ms	224,74	226,93	225,84	7	9	8	5,4
271	7 23ms	224,96	227,13	226,05	7	9	8	5,4
272	7 48ms	225,14	227,34	226,24	7	9	8	5,4
273	7 73ms	225,27	227,46	226,37	7	9	8	5,4

Полное время пуска электромашинного преобразователя частоты, се	-	6.6
Минимальная величина среднеквадратичных значений переменного		
напряжения, В	-	153,45
Максимальная величина среднеквадратичных значений		
переменного тока, А	-	98,00
Максимальная величина полной мощности, кВА	-	51,42

000 «Зесргонопеторинг» знектродабратогин

OOO «CHEPFORMORKTOPHILE»
SMEKTPOJIABOPATOLIIA

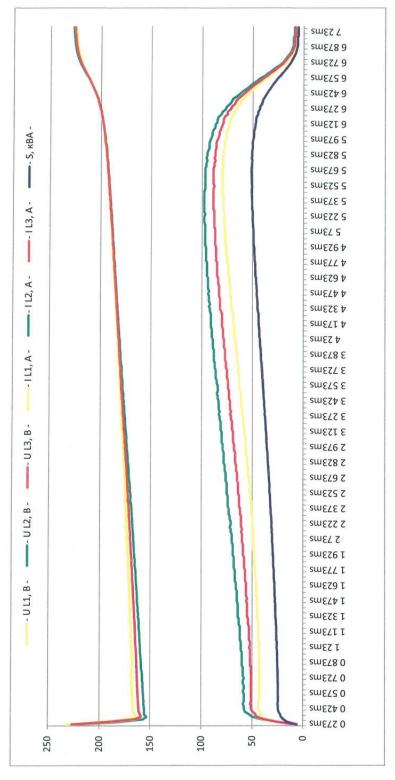


Рис. 3 График параметров измеренных на двигателе при пуске ПВС-8-800У3 с использованием ПРУ

Таблица 5 Срезы активной мощности потребляемой при пуске ПВС-8-800У3 измеренной в питающей сети

№ п/п	Время, с		ая величина активной ности, Вт	Примечание
	-1	Прямой пуск	С использованием ПРУ	примечание
1	2	3	4	5
1	0,0	0	0	
2	0,5	0	0	
3	1,0	0	0	
4	1,5	22200	5900	
5	2,0	56500	9800	
6	2,5	55800	11000	
7	3,0	54600	12400	
8	3,5	51000	14100	
9	4,0	28900	15900	
10	4,5	2400	18000	
11	5,0	0	20500	
12	5,5	0	23300	
13	6,0	0	26400	
14	6,5	0	30000	
15	7,0	0	33600	
16	7,5	0	31300	
17	8,0	0	6500	
18	8,5	0	0	
19	9,0	0	0	
20	9,5	0	0	
Суммарная мощность з пуска, Вт		271400	258700	
Активная э время пуск	and the same of th	37,69	35,93	



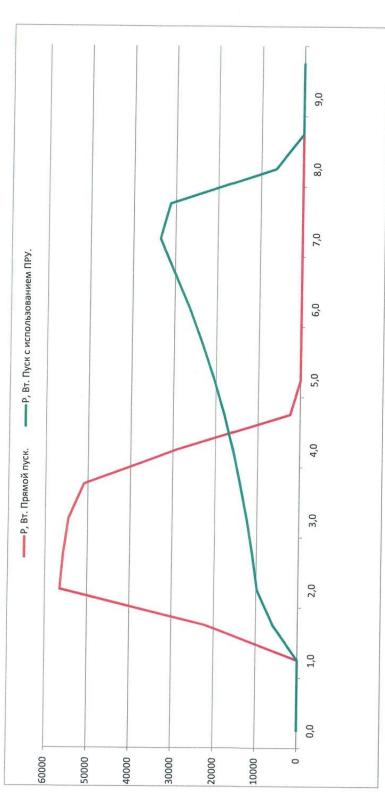


Рис. 4 График активной мощности потребляемой при пуске IIBC-8-800УЗ измеренной в питающей сети

0,1% для Dc% и Пя для Dc% и Dmax% Dmax% и 10 мсек. для и 20 мсек. для времени времени

R npegenax ±5% Tabinvierx ±5% and tabinvierx ±6% ood ferrors and tabinvierx EC\$1000.4-15

± 1,5% ± 10 единиц счета<sup>3</sup> ± 0,03<sup>3</sup>

± 0,03°

± 1% ± 10 единиц счета счета

± 1% ± 10 единиц счета

0,01 Br-час 100 Br-0,01 Br-час 100 Br-

Приложение 1 Погрешность, разрешение и диапазон измерений анализатора качества электрической энергии Fluke 435

Среднеквадратичная ветичина напряжения (переменного и постоянного тока) Ръме 435		газрешение	alpomacion	Гармоници	Диапазон измерений	Разрешение	Погрешность	Мощность и энергия	Диапазон измерений	Разрешение
(переменного и постоянного тока) Fluke 435	1 6008		9 6	Порядковый номер гармоники (n)	Постоянный ток, группир IEC 61000-4-7	Постоянный ток, группирование 150: группы гармоник в соответствии с IEC 61000-4-7	моник в состветствии с	Moureocts (BA, BAP) Fluke 435		1 1 PP-
12 Mile 400	(среднеквадратичное эначение)	(среднеквадратичное значение)	жолу мерения напряжения	Порядковый номер интергармоники	Выкл., группирование 149; п соответствии с IEC 61000-4-7	Выкт., группирование 149, тодгруппы гармоник и интергармоник в соответствии с IEC 61000-4-7	и интергармоник в	Fluke 434	1,0 20,00 MBr	0.11.09
	6001000 В (среднеквадратичное значение)	0.01 В (среднеявадратичное эначение)	±0,1%	Фильтрация	При изверении гармонии используется группа гар постоянной времени 1,5 громежуточных гармонии	При изверении гаралония с вышлочением промежуточных гаралония использовател ругит выприомых и фостатурет стальживающий фильтр с постоянной времения 1,5 оес. При измерении гаралочения с виплочением промежуточных гаралония используются подвурята таралония и	уточных гармоник явающий фильтр с риих с вспочением гармоник и	KBT-vac (KBA , KBAP)	00,00 x87-vac. 200,0 FBr-vac 00,00 x87-vac. 200,0	0,01 Br-vac 100 E
Vлик. (пиковое напряжение)	11400 Vnws.	18	5% от номинального напряжения		центрированкая подгруп либо фильтров.	центрированняя подгруппа промежуточных гармоник без вилочения каких- либо фильтров.	ник без включения каких-		ГВт-час	0,01 Br-час 100 E
Пик-фактор напряжения (CF)	1,0 > 2,8	000	± 5%	(среднеквадратичное	0,0 100,0	0,1%	±0,1% ±n×0,1% (±0,4% grn %;)	HT	01	0,01
Среднеквадратичная величека силы тока (переменого и	30 3000 А (среднеквадратичное	1 A (средневадратичное	± 0,5% ± 20 equium	(set) (set)			± 0,05% номинального напряжения, если < 1% номинального	Соз ф / DPF (гоэффициент реактивной мощности)	0.1	0,01
постоянного) Fluke 435 с 1430flex	OHONGHARD)	(See see)					The procession ± 1% ecnis ≥ 1% ec	Мерцание Ря: (пратковременая	Диапазон измерений 0.00 20.00	Разрешение
Алик. с использованием масштаба 1 мВ/A	0 - 5500 Апик.	18	15%	Fluke 435 абсолютное напряжение:	0.01000 В (среднеквадратичное значение)	0,1 В (среднеквадратичное значение)	напряжения ± 5% ± 2 единицы счета	16		
А, ток пик-фактора (СF)	110	10,01	± 5%	Аотн.	0.0 100,0%	0,1%	±0,1% ±nx0,1%	мерцания), Рк		
Гц <sup>5</sup> Fluke 435 @ 50 Гц, номинальная частота Fluke 435 @ 60 Гц.		0,001 Гц	± 0,01 Fig	(среднеквадратичное значение) (%б); Абсолютный:	0,0 4000 мВ х масштабирование зажимов	1 мВ (среднеквадратичное эначение) х	(± 0,4% для %г) ± 5% ± 5 единиц очета	долговременная интенсивность (мерцания), РF5 мгновенное мерцание		
номинальная частота		0,001 F <sub>4</sub>	± 0,01 Fu			зажилов		время	0,0 ± 100,0% для	0,1% для Dc% и
Кратковременные понижения и повышения наприжения	Диапазон измерений	Разрешение	Погрешность	Мощность относительная (топью тармония) Мощность абсолютная.	0.0 100,0% зависит от масштабирования	0,1%	± n x 2% ± 5% ± n x 2% ± 10 earthui cvera	d() hpreseurant npegens. Kar npwsegeno s IEC 61000- 3-3	ость и ривкть и о одо	ремени времени
Среднеквадратичная				(только гармония)	закимов и напряжения					
величина напряжения У (переменного и постоянного тока) Fluke 435	0,0% 200% новинального напряжения	0,1 В (среднеквадратичное энсчение)	± 2% от номинального напрожения	Постоянный ток относительный. Fluke 435 абсолитное		0,1% 0,1B	± 0,1% В и А (± 2% Вт) ± 2% от номинального напряжения ± 5% ± 10 единиц очета			
Среднеквадратичная величина силы тока ½ (переменного и постоянного) Fluke 435 с i430lex	303000 А (среднеквадратичное значение)	1 А (среднезвадратичное экачение)	± 1% ± 20 единиц счета <sup>3</sup>	напряжение: Fluke 434 абсолютное напряжение: Абсолютная сила тока:	53	0,1 В 1 ыВ (среднеквадратичное значение) х масштабирование	± 5% ± 10 единиц очета ± 5% ± 10 единиц очета		000 «3"	Worden Charles
Пороговые уровни	Пороговые уровни программир напряжения Обизпижение событив основан	Пороговые уровни программируются в процентах от номинального натряжения Обизпижение себытия сентальны на матномениях (глемные выполимения	T HOMMATIENOTO	Абсолютная мощность:	мисштабирования зажимов и напряжения	закимов 0,1 В зависит от масштабирования			SHEETP	SHERTPOHABOPA
	значения) попупериодов Обнаружение кратховрем исчезновения напряжени напряжения	экачения) популернодов  зкачения) повышений понимений, повышений и случаев исчеловение напряжения, в также слачнобразных изменений напряжения	с изменений	ТНD (суммарное гармоническое искажение) реша; (относительно % или % или % или	0.0 100,0%	0,1%	± 2,5% B и A (± 5% Br)			
Продолжительность	часы, шинуты, секунды. месяцы	полупериод	один период	2	0 3500 Fu	12	#1fu			
				Casur фаз Fluke 435 Fluke 434	-0408C-	* *	C ot x a a			