

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Сибирский государственный индустриальный университет»

На правах рукописи

УДК 62-83::621.314.5

МОДЗЕЛЕВСКИЙ Дмитрий Евгеньевич

**ЦИФРОВАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ТИРИСТОРНЫМ
ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ ШАХТНОЙ ПОДЪЕМНОЙ УСТАНОВКИ**

Специальность 05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель
доктор технических наук
профессор Островлянчик В. Ю.

Новокузнецк 2014

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
ГЛАВА 1 АНАЛИЗ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ ШАХТНЫХ ПОДЪЕМНЫХ УСТАНОВОК.....	10
1.1 Функциональная структура электропривода шахтных подъемных установок.....	11
1.2 Система регулирования скорости электропривода шахтных подъемных установок.....	14
1.3 Тиристорные преобразователи в составе электропривода подъемной установки	17
1.4 Цифровые системы управления электроприводом шахтной подъемной установки.....	22
1.5 Дискретизация непрерывных систем	24
1.5.1 Связь преобразований Лапласа, z -преобразований и дельта-преобразований.....	24
1.5.2 Дискретизация методом структурно-топологического разбиения и обоснование интервала дискретизации	27
1.6 Выводы по главе.....	30
ГЛАВА 2 АЛГОРИТМИЧЕСКИЕ СТРУКТУРЫ УПРАВЛЯЮЩИХ ОБЪЕКТОВ ТИРИСТОРНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ШАХТНОЙ ПОДЪЕМНОЙ УСТАНОВКИ	32
2.1 Тиристорный преобразователь	32
2.1.1 Статическая характеристика тиристорного преобразователя.....	32
2.1.2 Математическое описание нелинейных процессов в тиристоре	34
2.1.3 Адекватность модели тиристора.....	39
2.1.4 Построение модели тиристорного преобразователя.....	44
2.1.5 Аналитический расчет переходных процессов для различных состояний тиристора.....	50
2.1.6 Анализ модели с целью классификации электроприводов по моменту и оценки области исследования	57
2.1.7 Исследование модели тиристорного преобразователя.....	61
2.1.8 Алгоритм управления шириной управляющего импульса при работе на индуктивную нагрузку большой мощности	69
2.2 Математическое описание объекта управления.....	70
2.2.1 Математическая модель двигателя.....	70
2.2.2 Математическое описание генератора	72
2.2.3 Статическая характеристика генератора.....	72
2.3 Система регулирования скорости.....	73
2.3.1 Контур напряжения генератора	75
2.3.2 Построение целевой функции	76
2.3.3 Контур ЭДС	78

2.3.4	Методика параметрического синтеза системы управления	80
2.3.5	Оптимизация контура ЭДС при различных способах выделения ЭДС	81
2.3.6	Структуры датчика ЭДС с применением гибкой обратной связи по напряжению ...	82
2.4	Задающее устройство	88
2.4.1	Задатчик интенсивности	89
2.4.2	Режим токоограничения	89
2.5	Выводы по главе	91
ГЛАВА 3 СТРУКТУРЫ И АЛГОРИТМЫ ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ		93
3.1	Алгоритмы цифровых звеньев системы автоматического регулирования	93
3.1.1	Получение вычислительного алгоритма звеньев	93
3.1.2	Оптимизация вычислительной структуры звеньев системы автоматического регулирования.....	95
3.2	Алгоритм устройства импульсно-фазового управления	97
3.3	Алгоритмы управляющей программы	104
3.4	Методика преобразования алгоритмических структур в вычислительные алгоритмы	110
3.4.1	Структурные элементы	110
3.4.2	Преобразование алгоритмическая структура – граф – дерево – расчетный алгоритм	111
3.5	Формирование вычислительного алгоритма по структуре и графу аналитического описания тиристора.....	116
3.6	Выводы по главе	120
ГЛАВА 4 ПРОЕКТИРОВАНИЕ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ШАХТНОЙ ПОДЪЕМНОЙ УСТАНОВКИ		121
4.1	Техническая структура цифрового устройства автоматического управления электропривода подъемной машины.....	121
4.2	Комплекс программ для проектирования, анализа и синтеза управления электроприводом	123
4.2.1	Структура и задачи комплекса программ	123
4.2.2	Объектная структура комплекса программ	130
4.2.3	Среда моделирования	131
4.3	Методика проектирования и модернизации систем электропривода с использованием системы моделирования	132
4.4	Применение полученных моделей в системе анализа объекта в реальном масштабе времени.....	134

4.4.1 Анализ работы каждого тиристора по кривой напряжения и тока, выявление нештатных ситуаций	134
4.5 Практическое применение.....	136
4.6 Выводы по главе.....	141
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	142
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ	144
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	145
ПРИЛОЖЕНИЕ А	156
ПРИЛОЖЕНИЕ Б.....	161

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность и степень разработанности темы исследования. Шахтные подъемные установки являются основным транспортным средством для перевозки людей и грузов по вертикальным и наклонным шахтам. От их производительности и надежности зависит эффективность всего предприятия по добыче полезных ископаемых.

Исследования систем управления шахтными подъемными установками проводились в 80-90-х годах прошлого века такими авторами, как В.Е. Католиков, А.Д. Динкель, А.М. Седунин, В.Ю. Островляничик, И.Я. Гальперин, В.Р. Бежок, О.В. Слежановский, А.В. Башанин, В.А. Бесикерский, G.K. Gudvin, R. Dorf, но были ограничены возможностями используемых в то время технических элементов систем управления. На нынешнем этапе развития микропроцессорной техники многие ограничения, накладываемые техническими средствами управления, сняты.

Тиристорный преобразователь электрической энергии является основным звеном в системах электропривода. От его параметров и быстродействия зависят выходные характеристики и качество управления системой электропривода в целом.

Задачи создания преобразователей и систем импульсно-фазового управления (СИФУ) в составе электропривода рассматривались на протяжении многих лет. Наиболее активно они изучались в 70-х годах прошлого столетия такими авторами, как В.М. Перельмутер, В.М. Терехов, В.А. Барский, О.А. Маевский, В.С. Руденко, В.И. Сенько, И.М. Чиженко, Ю.К. Розанов. Для тиристорных электроприводов с отдельным управлением до конца не решенным остался ряд вопросов, связанных с управлением в режиме прерывистых токов и осуществлением безлюфтового переключения групп тиристоров при работе на ЭДС двигателя и индуктивной нагрузки большой мощности.

Применение быстродействующих микропроцессорных устройств для управления такими преобразователями позволяет реализовать гибкие алгоритмы формирования импульсов в соответствии с заданной фазой или законом управления, обеспечивающих надежную работу при изменениях параметров питающей сети, характера и процессов, протекающих в нагрузке, а также производить учет особенностей управления и нелинейностей в самом преобразователе.

Для электроприводов большой мощности и специальных систем управления возникают процессы в тиристорном преобразователе (ТП) при работе на индуктивную нагрузку, которые не могут быть объяснены стандартными представлениями о ТП. При больших индуктивностях

тиристорный преобразователь не удовлетворяет условиям управляемости при регулировании координат электропривода.

Для таких систем необходимо разработать эффективные законы управления, которые могут быть реализованы в микропроцессорных системах импульсно-фазового управления.

Исходя из изложенного, вопросы реализации современных систем автоматического управления электроприводом являются актуальными.

Объект исследования – управляющие устройства электроприводом шахтной подъемной установки: тиристорный преобразователь, система автоматического регулирования скорости, задающее устройство, система управления тиристорным электроприводом шахтной подъемной установки.

Цель диссертационной работы - разработать структуры и алгоритмы цифровых управляющих устройств тиристорного электропривода шахтной подъемной установки.

Идея работы - развитие теории и практики построения цифровых систем управления электроприводами подъемных установок. Ставится задача моделирования, разработки алгоритмов, реализации цифрового управления, а также создания гибких управляющих программ для цифровых систем управления.

Задачи

1. Провести анализ электромагнитных процессов в тиристорном преобразователе. Построить модель ТП, учитывающую его нелинейные динамические свойства.

2. Разработать функциональную структуру и математическую модель системы управления тиристорным преобразователем и на её основе построить алгоритмическую структуру ТП, обеспечивающую линейность характеристик ТП в широком диапазоне параметров нагрузок.

3. Выбрать и обосновать структуру системы автоматического управления скоростью подъемного двигателя. Сформулировать и решить задачу синтеза регуляторов в полученной структуре.

4. Разработать комплекс программ для исследования моделей, анализа переходных процессов, проверки адекватности модели, идентификации параметров объекта управления.

5. Разработать методику проектирования и настройки подобных микропроцессорных систем управления.

6. Произвести апробацию разработанных структур и алгоритмов на шахтных подъемных установках.

Научная новизна

1. Разработана математическая модель тиристорного преобразователя, учитывающая нелинейные динамические свойства тиристорных в зоне малых токов.

2. Определена зависимость между шириной управляющего импульса, углом управления и временем затягивания переходного процесса при пуске и реверсе тиристорного преобразователя в зоне малых токов.

3. Получены алгоритмы управляющего устройства, отличающиеся управлением шириной управляющего импульса в функции тока преобразователя, возможностью работы тиристорного преобразователя при различных нагрузках и обеспечивающие сокращение времени переключения групп преобразователя.

4. Предложена структура системы автоматического регулирования скорости с датчиком ЭДС, обеспечивающая требуемые показатели качества и робастности.

5. Создана методика синтеза управляющего устройства, отличающаяся оптимизацией переходных процессов одновременно по нескольким параметрам с применением многомерных методов оптимизации.

6. Разработана методика реализации цифровой системы управления, обеспечивающая переход от структуры модели к её графу с последующим получением вычислительного алгоритма и кода программы.

Теоретическая и практическая значимость работы

1. Разработана методика настройки цифровых систем управления электроприводом шахтными подъемными установками, отличающаяся итерационным подходом и использованием методов оптимизации.

2. Предложено устройство управления тиристорным электроприводом, обеспечивающее линейность характеристик преобразователя при различных видах нагрузок.

3. Практически реализовано цифровое устройство автоматического управления электроприводом подъемной машины ЦУАЭПМ (9 версий устройства внедрено на производстве, 4 версии выполнены в виде лабораторных стендов). Каждая версия устройства создана на общих принципах, изложенных в диссертации, со своей уникальной структурой системы управления и решаемыми задачами.

4. Создан комплекс программ для управления электроприводом и моделирования, который использован для проведения исследований тиристорного преобразователя и системы автоматического регулирования.

Выполненное исследование позволило создать алгоритмы управления тиристорным преобразователем и практически реализовать тиристорный преобразователь, работающий как

на индуктивную нагрузку большой мощности, так и при работе на ЭДС двигателя. Разработанные системы управления тиристорными преобразователями внедрены на трех шахтных подъемных установках: с системой ТП-Д (с реверсом поля двигателя мощностью 2250 кВт); с асинхронным двигателем с фазным ротором; с системой Г-Д, мощностью 2000 кВт. Системы внедрены в качестве возбудителя синхронных двигателей 2500 кВт и в качестве системы динамического торможения. В системах электропривода обеспечена линейность характеристик тиристорного преобразователя и достигнуто требуемое качество управления.

Методы исследования. Теория электропривода, теория автоматического управления, теория электрических цепей, методы оптимизации, численное моделирование, натурный эксперимент. Компьютерное моделирование и экспериментальные исследования осуществлялись с использованием комплекса программ, разработанных в средах Watcom и Builder на языках С и С++.

Положения, выносимые на защиту

1. Исследование нелинейных процессов в тиристорном преобразователе в зоне малых токов возможно осуществить путем применения модели преобразователя, учитывающей нелинейные динамические свойства тиристора.

2. Достичь линейности характеристик ТП при индуктивной нагрузке возможно путем определения функциональной взаимосвязи между шириной управляющего импульса, углом управления и временем затягивания переходного процесса при пуске и реверсе ТП.

3. Качество и робастность управления скоростью шахтной подъемной установки может быть обеспечено применением двухконтурной системы автоматического регулирования с внутренним контуром напряжения, внешним контуром ЭДС.

4. Использование графов при получении вычислительного алгоритма и кода программы и оптимизации переходных процессов одновременно по нескольким параметрам с применением многомерных методов оптимизации позволяет создать унифицированное цифровое устройство управления электроприводом шахтной подъемной установки.

Достоверность полученных результатов. Обоснованность и достоверность научных выводов и результатов подтверждается правомочностью принятых исходных положений и допущений, адекватностью используемых математических моделей, количественным и качественным соответствием теоретических и экспериментальных данных, апробацией моделей и алгоритмов на реальных объектах.

Результаты работы используются на предприятии ООО «НИИ АЭМ СибГИУ» при создании устройств ЦУАЭПМ для реализации систем автоматического управления, внедрены алгоритмы диагностики систем управления тиристорным преобразователем с применением модели наблюдателя, а также в учебном процессе Сибирского государственного индустриального университета при подготовке бакалавров и магистров.

Апробация работы. Основные положения и результаты диссертационной работы обсуждались и докладывались в рамках следующих конференций: II Всероссийской научно-практической конференции «Автоматизированный электропривод и промышленная электроника в металлургической и горно-топливной областях» (Новокузнецк, 18 – 20 мая 2004 г.), XI Международной научно-практической конференции «Современные техника и технологии» (Томск, 29 марта – 5 апреля 2005 г.), V Всероссийской научно-практической конференции «Системы автоматизации в образовании, науке и производстве» (Новокузнецк, 12 – 14 апреля 2005 г.), XII Международной научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых учёных «Современные техника и технологии» (Томск, 27 марта – 31 марта 2006 г.), XIII Международной научно-практической конференции «Современные техника и технологии» (Томск, 26 – 30 марта 2007 г.), IV и V Всероссийских научно-практических конференциях «Автоматизированный электропривод и промышленная электроника» (Новокузнецк, 2010 г. и 2012 г.).

Публикации. Результаты выполненных исследований отражены в 29 работах, в том числе 2-х статьях, опубликованных в журналах, рекомендованных ВАК РФ, и в двух свидетельствах (№ 2013617014 и № 2013617015) о регистрации программы для ЭВМ.

Структура и объем диссертационной работы. Диссертация состоит из введения, 4-х глав, заключения, выводов, списка литературы. Работа изложена на 155 страницах, иллюстрирована 5 таблицами и 66 рисунками. Библиографический указатель включает 108 наименований.

ГЛАВА 1 АНАЛИЗ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ ШАХТНЫХ ПОДЪЕМНЫХ УСТАНОВОК

В настоящее время горнодобывающая промышленность в связи с непрерывным повышением производительности и возрастающими требованиями к безопасности труда нуждается в создании автоматизированных современных систем управления электроприводом. Создание таких систем невозможно без современных средств вычислительной техники.

Применение программируемых контроллеров, управляющих ЭВМ, диагностических комплексов позволяет автоматизировать задачи реализации систем управления, создавать высокоточные, эффективные и сравнительно недорогие устройства, которые в конечном итоге способствуют оптимизации любого технологического процесса, в нашем случае – подъема руды на поверхность.

Шахтная подъемная установка (ШПУ) является звеном транспортировки полезного ископаемого на поверхность из шахты. Как правило, производительность главного подъема определяет производительность добычи шахты в целом и, следовательно, предъявляются высокие требования к времени цикла подъема, надежности и безопасности.

В настоящее время на шахтных подъемных установках применяются преимущественно аналоговые системы управления, которые обладают рядом недостатков: они имеют меньшую точность, их тяжело интегрировать в создаваемые автоматизированные и автоматические комплексы управления производством, настройка требует изменения физических элементов схемы.

В современных цифровых системах управления можно достичь более высокой точности, чем в аналоговых. Цифровые системы обладают помехоустойчивостью, гибкостью и надежностью. Точность реализации законов управления в цифровых устройствах позволяет создавать системы управления, отвечающие самым сложным требованиям. Быстродействие, которое может дать цифровое устройство на сегодняшнем этапе развития вычислительной техники, не уступает аналоговым. Все это делает актуальной проблему разработки высоконадежных и эффективных цифровых систем управления ШПУ.

1.1 Функциональная структура электропривода шахтных подъемных установок

Современный автоматизированный электропривод можно рассматривать как состоящий из ряда основных функциональных узлов. На рисунке 1 приведена функциональная структура современного автоматизированного электропривода шахтой подъемной установки.

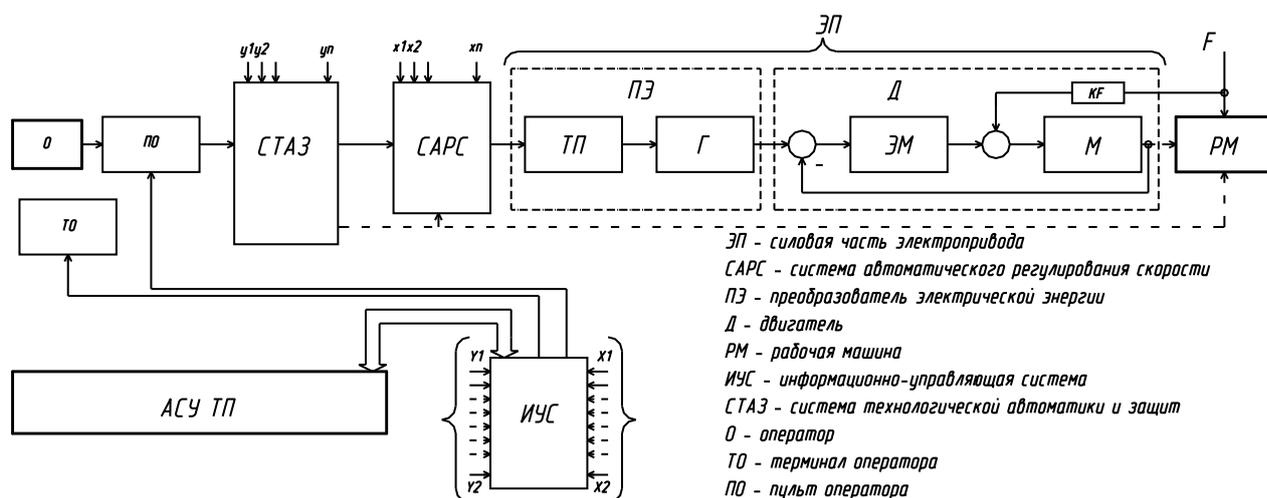


Рисунок 1 – Структура современного автоматизированного электропривода

Объектом управления является приводной двигатель (Д) совместно с рабочим органом подъемной машины (РМ). Система управления содержит следующие управляющие объекты:

1. Преобразователь электрической энергии (ПЭ);
2. Система автоматического регулирования скорости (САРС);
3. Система технологической автоматики (СТА);
4. Информационно-управляющая система (ИУС);
5. Автоматизированная система управления технологическим процессом (АСУ ТП) предприятия.

СТА осуществляет следующие функции: управление последовательностью выполнения логических операций установками технологического комплекса и защиты электрического и механического оборудования; защиту технологического процесса от ненормального хода и вырабатывает управляющие воздействия на специальные установки вывода в безаварийное состояние; измерение координат процесса и их индикации; формирование управляющего воздействия системы автоматического регулирования скорости [64].

Информационно-управляющая система предназначена для задания параметров технологического процесса с учетом сложившейся ситуации.

Каждый из элементов представленной структуры влияет на производительность и характеристики подъемной установки. Таким образом, в структуре электропривода выделяются пять управляющих объектов, основными в настоящей работе будут рассматриваться три: тиристорный преобразователь электрической энергии, система автоматического регулирования скорости и задающее устройство.

Рассмотрим основные режимы работы электропривода подъемной установки [30]. Режимы можно разделить на три основные части: начало движения, равномерный ход, замедление.

Период начала движения подразделяется на два этапа. Первый этап – нарастание тока в главной цепи до величины, определенной статической нагрузкой. Величина скорости нарастания тока ограничивается величиной допустимого значения рывка. Длительность времени задержки равна времени нарастания момента двигателя до величины статического момента. Второй этап – нарастание скорости от нуля до максимальной. Начальный период второго этапа характеризуется максимальным значением рывка. Разгон производится при ограничении первой и второй производной по скорости двигателя.

В период равномерного движения скипа задача системы регулирования заключается в поддержании заданной максимальной скорости.

Период замедления в подъемной машине является основным узким местом, обеспечивающим производительность подъемной установки, так как это связано с технологией подъема. Общее требование к системе регулирования в этот момент – это требование поддержания заданного ускорения (замедления) для того, чтобы общий путь, проходимый между заданными моментами подачи сигналов управления, не зависел от нагрузки. Это динамический стационарный режим.

Весь период замедления состоит из двух этапов. Первый этап – замедление от максимальной скорости до скорости движения в разгрузочных кривых. Этап характеризуется наиболее интенсивным уменьшением скорости при ограничении максимальных ускорений и рывков. Второй этап – время движения скипа в разгрузочных кривых («время дотяжки») на постоянной скорости 0,3 м/с до момента срабатывания датчика точной остановки. От точности поддержания скорости на этом этапе зависит точность остановки скипа.

Система регулирования электропривода шахтной подъемной установки с приводом постоянного тока должна удовлетворять следующим основным требованиям согласно функциям, которые она выполняет:

- 1) осуществлять реверсирование, обеспечивать работу в двигательном и тормозном режимах с переходом из одного в другой несколько раз на цикл;
- 2) обеспечивать регулирование скорости в диапазоне 1:40;

4) поддерживать определенную максимальную скорость в установившемся режиме с точностью 1 %;

5) обеспечивать точность поддержания скорости дотягивания и ревизии ствола 10 % относительно заданной скорости;

6) ограничивать ускорения и рывки.

Электропривод следует рассматривать как единую электромеханическую систему, свойства и параметры которой меняются по ходу технологического процесса.

Исходя из описанных этапов движения подъемной установки, можно сделать вывод, что электропривод работает в двух основных режимах: режиме программного движения при разгоне и торможении и режиме стабилизации при движении на установившейся скорости при диапазоне регулирования 1:40.

Преобразователь электрической энергии может быть представлен полупроводниковым преобразователем или системой тиристорный возбудитель – генератор.

Управление приводным двигателем постоянного тока может производиться по трем основным принципам:

- управление напряжением на якоря двигателя с использованием электромашинного преобразователя (система генератор – двигатель Г-Д) при постоянном потоке возбуждения [29, 64];
- управление напряжением на якоре двигателя от реверсивного тиристорного преобразователя (система тиристорный преобразователь двигатель ТП-Д) при одно- или двух- зонном регулировании [94];
- управление от нереверсивного тиристорного преобразователя, питающего якорь двигателя, и реверсивного преобразователя питания обмотки возбуждения двигателя (ТП-Д с реверсом поля) [31].

Электропривод шахтной подъемной установки, выполненный по системе генератор – двигатель (Г-Д), на текущий момент не утратил своей актуальности. Несмотря на существенные недостатки: трехкратное преобразование энергии, невысокий коэффициент полезного действия, шум и вибрации, увеличение массогабаритных показателей, дополнительное обслуживание механики и коллекторного аппарата, у такой системы имеется ряд ключевых достоинств: отсутствие прямой электрической связи двигателя с питающей сетью, которое сглаживает нагрузку на сеть в переходных режимах, хорошие показатели потребления реактивной мощности, возможность улучшения параметров сети предприятия за счет использования синхронного двигателя в качестве компенсатора реактивной мощности, отсутствие пульсаций напряжения двигателя [93]. С точки зрения энергосбережения система Г-Д оказывается эффективней систем ТП-Д. Несмотря на трехкратное преобразование энергии

синхронный двигатель, вращающий генератор, способен не только компенсировать реактивную мощность, но и генерировать её в сеть предприятия.

В результате рассмотрения функциональной структуры электропривода можно сделать вывод, что основными звеньями, влияющими на характер переходных процессов в электроприводе, являются система автоматического регулирования скорости и тиристорный преобразователь, питающий обмотку возбуждения генератора.

1.2 Система регулирования скорости электропривода шахтных подъемных установок

Развитие практики разработки и внедрения систем электропривода в нашей стране связано с эволюцией унифицированной блочной системы регуляторов (УБСР). После широко использовавшейся и хорошо себя зарекомендовавшей первой серии УБСР появилась серия УБСР-АИ, в которой использовались интегральные элементы. Серия цифровых регуляторов УБСР-ДИ не нашла широкого применения, хотя достаточно подробно освещалась в научной литературе [79]. Проблемными местами серии УБСР являются: жестко определенная структура блоков, построенная по принципу подчиненного регулирования; отдельные блоки выполняли отдельные функции, которые были не универсальны; установка и ревизия модулей в процессе эксплуатации являлась частой причиной неисправности; элементная база не отличалась большой надежностью, постоянством параметров и помехоустойчивостью.

Применительно к подъемным установкам механическая система имеет сложное математическое описание и рассматривается в ряде работ, посвященных особенностям динамики механической части подъемной установки, связанной с распределенным характером механических связей и упругих элементов [29, 30, 31, 33]. Для подъемной машины характерны большие маховые массы движущихся частей электропривода.

В работе [64] показано, что при ограничении задающего воздействия на скорость подъемной установки анализ электромеханической системы можно производить без учета упругости каната. При этих условиях можно рассматривать систему как одномассовую.

Требование к быстродействию не является жестким для электропривода шахтных подъемных установок. На первый план выходят требования статической и динамической точности поддержания регулируемых координат в режиме программного управления и стабилизации [14].

Наиболее универсальным методом является метод логарифмических частотных характеристик, однако существует сложность синтеза многоконтурных систем, имеющих

несколько параллельных обратных связей, следовательно, возникает необходимость выполнения точных графических построений [14].

Синтез системы управления электроприводом шахтной подъемной установки возможен методом синтеза с использованием нормированных передаточных функций [14], который рассмотрен в работе [90]. Выбор параметров звеньев системы по заданному переходному процессу методом нормированных переходных характеристик и стандартных передаточных функций приведен в работе [40]. Метод заключается в подборе параметров звеньев передаточной функции замкнутой системы автоматического регулирования скорости путем присвоения коэффициентов при степенях p полинома $F(p)$ знаменателя известным значениям выбранной нормированной передаточной функций соответствующей степени. Для нахождения коэффициентов системы регулирования необходимо решить систему уравнений, состоящую из коэффициентов в полиноме при степенях p , с одной стороны, и коэффициентов нормированной передаточной функции, с другой.

Для удовлетворения всех параметров и разрешения системы уравнений требуется пренебрежение высокими степенями и малыми постоянными времени передаточной функции. Полученный таким образом результат является некоторым приближенным решением. Следовательно, при реализации на магнитных усилителях этот метод был применим. В цифровых системах управления, позволяющих со значительно большей точностью реализовать закон управления, этот метод приводит к существенным погрешностям.

Рассмотрение систем электропривода постоянного тока связано с довольно обширным классом электроприводов. Самым основным и широко используемым является метод подчиненного регулирования [29].

Исследование трехконтурной системы регулирования скорости (рисунок 2) для электроприводов мощных подъемов приводит к получению коэффициента усиления регулятора скорости равным 200. На практике такой коэффициент реализовать практически невозможно. При этом рассмотрение трехконтурной системы всегда связано с пренебрежением обратной связью по ЭДС в двигателе. Отмечено, что для таких электроприводов это приводит к обязательному ухудшению качества регулирования [64], поэтому учет влияния ЭДС двигателя производится с помощью специальных корректирующих звеньев.

Структурные элементы схемы, представленной на рисунке 2, подробно будут рассмотрены ниже. В этом месте схема приведена для иллюстрации рассматриваемых принципов.

Для системы автоматического регулирования скорости шахтного подъема достижение высокого быстродействия не является соображением преобладающего характера. Вполне

приемлемо, если показатели быстродействия будут вынужденными. Статизм же системы задается и должна существовать возможность его свободного выбора [14].

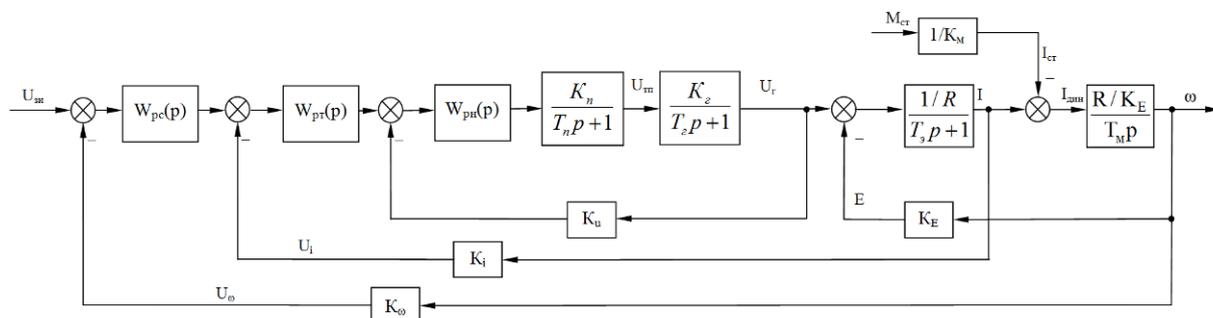


Рисунок 2 – Структурная схема электропривода подъемной установки по принципу подчиненного регулирования

В работе [64] показано, что для электропривода шахтной подъемной установки целесообразно применять двухконтурную систему регулирования скорости с внутренним контуром напряжения и внешним контуром ЭДС (рисунок 3). Системы подчиненного регулирования, построенные таким образом, оказываются наиболее перспективными с точки зрения возможности реализации и обеспечения точности несмотря на необходимость организации внешнего контура токоограничения. Для таких систем выходит на первый план вопрос реализации датчика ЭДС, от точности выделения которой зависит качество управления, устойчивость к изменению параметров электропривода.

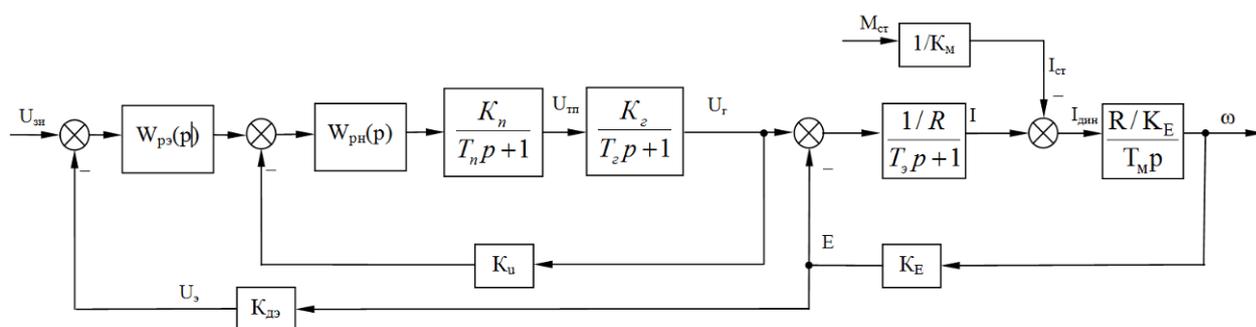


Рисунок 3 – Двухконтурная структурная регулирования скорости подъемной установки

Известные методы измерения ЭДС обладают некоторой ошибкой измерения. ЭДС двигателя не может быть измерена непосредственно и всегда имеется погрешность её измерения [64, 93]. При этом недостаточно исследовано влияние датчика ЭДС на переходные процессы в системе управления. Для того, чтобы решить задачу синтеза системы, необходимо исследовать не только регулятор, но и датчик ЭДС. До конца остался нерешенным вопрос синтеза регулятора ЭДС в двухконтурной системе регулирования при неточном выделении

ЭДС. Синтез регулятора во многом зависит от структуры датчика ЭДС. Необходимо провести исследования и выработать рекомендации по структуре системы управления и датчика ЭДС и осуществить синтез параметров регулятора ЭДС.

Таким образом очевидно, что при реализации цифровых систем управления могут быть достигнуты высокие качественные показатели за счет более точного воспроизведения заданных законов управления. Более перспективным является применение двухконтурной системы регулирования, которая позволяет реализовать необходимую точность при реализуемых значениях коэффициентов регуляторов.

1.3 Тиристорные преобразователи в составе электропривода подъемной установки

Тиристорный преобразователь электрической энергии является основным звеном в системах электропривода. От его параметров и быстродействия зависят выходные характеристики и качество управления системой электропривода в целом.

Тиристорный преобразователь (ТП) при работе на якорь двигателя рассмотрен подробно во многих источниках [80, 87, 88, 93, 98].

Несмотря на это, тиристорные возбудители, используемые для возбуждения генераторов постоянного тока, синхронных генераторов, асинхронных двигателей в режиме динамического торможения, не исследованы достаточно подробно. В рассмотренных источниках не представлены результаты исследований тиристорных преобразователей при работе на большую индуктивность. Нештатные ситуации без применения специальных мер защиты приводят к выходу из строя элементов преобразователей и двигателей, а также к аварийному отключению установки. Следовательно, вопрос исследования ТП с позиции рассмотрения электромагнитных процессов при работе на большую индуктивность является актуальным.

При рассмотрении устройств преобразовательной техники, как правило, ограничиваются простыми описаниями силовых полупроводниковых устройств, представляя их ключевыми безынерционными элементами [20, 31, 86, 104].

В исследованиях [12, 28, 80] включение и отключение вентиля представляется динамическим процессом и разъясняются все этапы, происходящие в вентиле. Однако затем утверждается, что с достаточной степенью точности тиристор можно заменить статической моделью с линейной аппроксимацией вольт-амперной характеристики (ВАХ), и рассмотрение работы преобразователей производится с использованием этого допущения.

В работе [80] приведен алгоритм расчета работы тиристора и аппроксимация его вольт-амперной характеристики, в котором активное сопротивление тиристора R_m рассматривается

как функции переменных, что взято за основу построения модели. Однако коэффициенты в функции являются постоянными и не зависят от времени. Необходимо, расширив данное представление, получить более точную модель тиристора.

Для моделирования динамической характеристики тиристора с учетом его времени включения, выключения и других параметров, необходимость учета которых возникает при исследовании процессов деления тока между параллельно соединенными тиристорами, при исследовании возникновения опасных для устойчивой работы установки перенапряжений на тиристорах и других исследованиях электромагнитных процессов в ТП, составляется динамическая модель тиристора [80]. При этом вопросы составления модели в работе [80] не рассматриваются.

Успехи в развитии теории автоматического управления и регулирования привели к созданию многочисленных методов анализа и синтеза замкнутых систем, которые в большинстве своем доведены до стадии практического использования [8, 9, 17, 21, 104]. Пользование этими методами, позволяющими проектировщикам создавать системы, удовлетворяющие заданным требованиям, предполагает, естественно, знание статических и динамических свойств отдельных элементов и звеньев, входящих в систему автоматического регулирования. В то время как свойства большинства элементов, используемых в системах автоматического регулирования вентильного электропривода, достаточно хорошо изучены, наименее исследованным устройством является управляемый вентильный преобразователь – главное звено таких систем [104]. Это объясняется сложностью математического описания процессов в преобразователе при изменении сигнала управления.

Существует большое число методов анализа установившихся и переходных процессов в вентильных цепях (метод припасовывания по интервалам проводимости ключевых элементов, метод эквивалентных источников, метод выделения полезной составляющей [86]). Однако наиболее широкое распространение получил метод кусочно-линейной аппроксимации [42]. Замена реальных нелинейных характеристик вентильных элементов аппроксимированными кусочно-линейными позволяет рассматривать эквивалентную схему преобразователя в отдельные интервалы времени как линейную схему, в которой электромагнитные процессы описываются линейными дифференциальными уравнениями. Полный цикл работы преобразователя при этом представляет собой совокупность частичных циклов, для каждого из которых справедливы своя эквивалентная схема и система расчетных дифференциальных уравнений [42].

Первое и второе аналитические приближения, описанные в работе [42], не дают адекватной картины переходных процессов в тиристорном преобразователе при работе в зоне малых токов и при работе на индуктивную нагрузку большой мощности. Самый явный

показатель, иллюстрирующий неадекватность аналитического описания, – это явление невозможности открывания тиристорного преобразователя при работе на обмотку возбуждения мощных машин постоянного тока, существующее в реальных преобразователях. Аналитическое же описание с использованием указанных приближений не позволяет получить такого же эффекта.

Целиком модель тиристорного преобразователя при рассмотрении процессов в электроприводе представляется либо линейной моделью, либо импульсной моделью для напряжения или тока [80, 20]. Общие подходы и методы моделирования ключевых преобразователей рассмотрены в работе [100].

Влияние тиристорного преобразователя на качество управления внутреннего контура системы регулирования (напряжения или тока), а, следовательно, и всей системы в целом значительно. Существует проблема возникновения колебаний и автоколебаний в преобразователе при движении подъемной установки с малой скоростью. Статическая и динамическая нелинейность особенно проявляется при работе на индуктивную нагрузку большой мощности.

Автоколебания в замкнутых системах регулирования с вентильными преобразователями связаны с его не полной управляемостью вентилей и дискретностью управления, определяемой частотой питающей сети [104]. Есть критическая круговая частота изменения входного сигнала, которую может пропустить через себя преобразователь, при этом с повышением частоты возникают субгармонические колебания и автоколебания, вызванные рядом причин – низкочастотные биения, субгармонические автоколебания и автоколебания, вызванные не полной управляемостью.

Правомерность такого подхода объясняется тем, что в замкнутой системе автоматического регулирования с вентильным преобразователем доминирующее влияние оказывает, как правило, лишь одна из отмеченных динамических особенностей преобразователя. Если полоса пропускания системы невелика, то специфика динамики преобразователя вовсе не сказывается на работе системы, поскольку скорость изменения сигнала da/dt мала, а пульсации ЭДС преобразователя, связанные с дискретностью управления, хорошо отфильтровываются системой. При более высоких частотах процессов в системе производная da/dt может превышать критическое значение, то есть начнет проявляться вторая особенность динамики преобразователя, в то время как более высокочастотные пульсации ЭДС будут по-прежнему в значительной степени ослабляться инерционными звеньями системы, если иметь в виду преобразователи с числом фаз $m > 3$. Наконец, при еще больших частотах преобладающую роль начинает играть первая особенность динамики, связанная с дискретностью управления, в результате чего в системе могут возникнуть высокочастотные

субгармонические автоколебания [104]. Приведенный в работе [104] перечень причин динамических нелинейностей является не полным, так как при рассмотрении не учитываются нелинейные динамические свойства тиристора [46, 50].

В связи с возрастающей степенью использования быстродействия вентильного преобразователя появились многочисленные работы, исследующие его динамику. При этом наиболее полно оказались изученными специфические свойства силовой схемы преобразователя, включающей в себя как его нагрузку, так и внутренние импедансы, а также статические и динамические характеристики различных систем импульсно-фазового управления. Что же касается собственно вентильного преобразователя, то его динамические свойства исследованы недостаточно. Результаты ряда работ, посвященных этому вопросу, мало согласуются между собой из-за различного рода допущений, принятых авторами. Так, в одних работах вентильный преобразователь трактуется как абсолютно безынерционное устройство, в других — как безынерционное устройство в ограниченной полосе частот управляющего сигнала, в третьих — как звено с чистым запаздыванием, равным половине периода пульсаций. Лишь в немногих работах учитывается особенность динамики преобразователя, связанная с невозможностью запереть открытый вентиль воздействием по каналу управления [104].

Нелинейности в тиристорном преобразователе связаны с поведением полупроводниковых приборов, из которых он состоит. Методы математического описания полупроводниковых приборов в соответствующей литературе рассмотрены довольно подробно. Можно выделить модели, представленные в работах [11, 12, 96]. Такие модели разрабатываются производителями полупроводниковых приборов.

Натурное моделирование мощных тиристорных устройств – процесс дорогой и трудоемкий, поэтому математическое моделирование тиристорных устройств имеет особые перспективы с точки зрения затрат на проектирование [96]. Широкий диапазон изменения токов, напряжений и температуры структуры при переключении тиристора значительно усложняет построение динамической модели тиристора, так как для получения приемлемой точности модели вычислительные затраты (прежде всего связанные с определением параметров модели) неоправданно возрастают.

Подробное рассмотрение полупроводниковых структур и всей сложности представленных моделей остается на уровне одного конкретного полупроводникового прибора. Использование моделей в составе какой-либо схемы или, тем более, электропривода не производится.

Работа электропривода от тиристорного преобразователя рассматривается обычно в двух режимах: режиме непрерывного тока и режиме прерывистого тока [104, 93, 80, 31], при этом, как правило, параметр λ – угол проводимости вентилей – является задаваемым для расчетов, а

не получаемым в результате моделирования. В работе [31] подробно рассмотрена зона прерывистых токов, рассчитана графическая зависимость угла проводимости от угла управления.

Необходимо выделить три режима работы преобразователя:

- режим непрерывного тока;
- режим прерывистого тока;
- режим запираания тиристора и отсутствие тока при работе на большую индуктивность.

Последний режим является слабоизученным и требует подробного изучения при исследовании модели для формирования требований к управляющему устройству. Работа в третьем режиме часто возникает в реверсивном преобразователе с раздельным управлением.

Реверсивные тиристорные преобразователи в настоящее время выполняются с раздельным управлением [7]. Совместное управление группами вентиляй, несмотря на возможность получения линейной статической характеристики, не применяется из-за наличия токоограничивающих реакторов, которые значительно увеличивают стоимость преобразователя и ухудшают его энергетические характеристики. Реверсивные тиристорные преобразователи (ТП) с раздельным управлением обладают рядом преимуществ по сравнению с преобразователями с совместным управлением. Эти преимущества широко описаны в литературе [7, 80]. К наиболее часто упоминаемым преимуществам раздельного управления относятся более высокий коэффициент полезного действия, более низкие стоимостные и массогабаритные показатели преобразователя. К недостаткам часто относят существенную нелинейность ТП в зоне малых токов.

При раздельном управлении группами вентиляй необходимо наличие бестоковой паузы τ_n при переключении с одной вентиляльной группы на другую [104]. Во время паузы τ_n при переключении групп ток преобразователя отсутствует, а напряжение преобразователя оказывается равным ЭДС нагрузки e_n (либо нулю в схемах вентиляльного возбуждения).

Наличие паузы τ_n при переключении групп снижает динамические качества реверсивного преобразователя с раздельным управлением по сравнению с реверсивным преобразователем, имеющим совместное управление группами. Воздействие гармоническим сигналом на вход преобразователя с раздельным управлением вызывает соответствующую реакцию лишь при частотах сигнала, не превышающих значения $f < 1/2\tau_n$ вне зависимости от того, какова амплитуда этого сигнала.

Наличие инерционности и нелинейность характеристики ТП приводят к ухудшению регулировочных характеристик, затягиванию переходного процесса пуска (реверса) и возникновению нежелательных колебаний в системе регулирования. Существуют ситуации,

когда без применения специальных мер в принципе невозможно открыть тиристорный преобразователь на нагрузку, обладающую большой индуктивностью. В рассмотренных литературных источниках не исследована взаимосвязь управляющих импульсов, подаваемых на тиристоры, и характеристик тиристорных преобразователей. Нет методики расчетов тиристорных преобразователей в указанных режимах при работе на индуктивную нагрузку. Следовательно, необходимо составить более точную математическую модель тиристорного преобразователя с учетом нелинейных динамических свойств тиристора. На основании исследования модели предполагается выработать способы компенсации указанных нелинейностей тиристорного преобразователя.

В итоге следует отметить, что необходимо исследовать электромагнитные процессы в тиристорном преобразователе, определить его характеристики и законы управления.

1.4 Цифровые системы управления электроприводом шахтной подъемной установки

Цифровые системы позволяют реализовать функции блоков и регуляторов в одном вычислительном устройстве. Функционирование устройств определяется алгоритмом и управляющей программой. Системе присущи признаки виртуальности, так как все функции возлагаются на гибкие программные элементы, которые могут существовать как в физическом устройстве управления, так и в системах моделирования. Периферийные модули выполняют функции обработки входных и формирования выходных сигналов. Разработка алгоритмов и управляющих программ в настоящее время является основным направлением в совершенствовании систем управления.

Особенности цифровых систем управления электроприводом[6]:

- работа в реальном времени;
- миниатюризация размеров и процесс тестирования;
- интерфейс пользователя и интерфейс сопряжения с объектом;
- многозадачность;
- программно–аппаратный дуализм.

Система должна быть разработана таким образом, чтобы необходимый цикл вычислений укладывался в отведенный временной интервал. Для этого нужно выбрать соответствующую вычислительную производительность микроконтроллера, разработать эффективный по быстродействию алгоритм, а также выбрать схемы интерфейсов с минимально возможными

задержками в передаче сигналов. Система должна обладать устойчивостью по отношению к внешним данным.

Большое количество систем могут быть реализованы как на микроконтроллере с соответствующей управляющей программой, так и на основе высокоинтегрированной жесткой логики, например, на программируемых логических интегральных схемах. Первое решение обладает большей гибкостью, поскольку управляющая программа может быть многократно доработана без изменения аппаратного решения устройства. Второе решение обязательно будет более быстродействующим по сравнению с первым. Возможны и комбинированные варианты решения, при которых часть функций будет возложена на микроконтроллер, а часть – на устройства жесткой логики.

При разработках систем управления в настоящее время все чаще применяются модели, рассчитываемые в реальном времени, которые позволяют производить прогнозирование, диагностику, адаптивное регулирование и уменьшение количества датчиков.

Система управления должна обслуживать в реальном времени сразу несколько внешних устройств. Причем периоды повторения алгоритмов вычисления в реальном времени для каждого из устройств различаются. Для таких систем ставится вопрос применения одно- и двух- и многоконтроллерных систем. Распределение вычислительной нагрузки позволяет упростить управляющие программы в каждом отдельном контроллере, что сокращает число возможных ошибок и время разработки. С другой стороны, для одноконтроллерных систем не нужно дополнительных интерфейсов связи между контроллерами, сокращается число элементов системы, что приводит к удешевлению и увеличению надежности. В одном контроллере проще отслеживать работу комплекса в целом и производить диагностику исполняемых модулей. В таких системах на первый план выходят алгоритмы распределения процессорного времени между задачами и модульный подход к построению программ.

При построении цифровых систем управления широко применяется теория графов. Теория графов используется: в теории алгоритмов [47], при переходе от алгоритмов к программам [89], при оптимизации моделей и получении расчетных алгоритмов для систем управления [36, 38], при расчете электрических схем, в том числе тиристорных преобразователей [80], при получении алгоритмов систем импульсно-фазового управления (СИФУ) и её диагностики [60], в теории надежности и при принятии решений о неисправностях [106].

В системах управления электроприводом реализуется возможность построения систем цифрового управления, при котором все функции управления регуляторов и системы импульсно-фазового управления могут быть реализованы программно на единой унифицированной элементарной базе – микропроцессорной системе [94].

Перспективы внедрения микроконтроллеров очень широкие, что подтверждается повсеместным использованием цифровых систем. Это высокая гибкость, способность к модернизации (изменения структуры при испытаниях и наладке, а также в эксплуатации), самотестирование (решение контрольных задач с выводом результатов проверок на индикацию) и ремонтпригодность (модульный принцип – замена неисправных блоков), большие возможности адаптации, удешевление за счет массовости и технологичности. При проектировании одной системы разработка последующих значительно сокращается. Возможна реализация в автоматических системах алгоритмов, приближающихся по своим характеристикам к оптимальным [10].

Совмещение в одном вычислительном устройстве систем с различным быстродействием требует разработки новых алгоритмов, позволяющих совмещать вычислительные процессы без существенного влияния друг на друга.

1.5 Дискретизация непрерывных систем

1.5.1 Связь преобразований Лапласа, z -преобразований и дельта-преобразований

Преобразование передаточных функций как средства описания динамических свойств объектов возможно как в непрерывной области, так и дискретной области. Часто для описания цифровых систем используют понятие z -преобразования [21,9,91].

Z -преобразование описывается следующим выражением с использованием решетчатой функций $y[k]$:

$$Z[y[k]] = Y(z) = \sum_{k=0}^{\infty} z^{-k} y[k]; \quad (1.1)$$

$$Z^{-1}[Y(z)] = y[k] = \frac{1}{2\pi j} \oint z^{k-1} Y(z) dz. \quad (1.2)$$

Преобразование Лапласа выполняется с использованием следующего выражения:

$$L[y(t)] = \int_{0-}^{\infty} e^{-st} y(t) dt. \quad (1.3)$$

В работе [18] показано, что используя дискретное время $t_k = k\Delta$ и изоморфное изменение аргумента $e^{s\Delta} = 1 + \gamma\Delta$, можно перейти к дискретному дельта-преобразованию:

$$D[y(k\Delta)] = Y_{\delta}(\gamma) = \sum_{k=0}^{\infty} (1 + \gamma\Delta)^{-k} y(k\Delta)\Delta, \quad (1.4)$$

$$D^{-1}[Y_{\delta}(\gamma)] = y(k\Delta) = \frac{1}{2\pi j} \oint (1 + \gamma\Delta)^{k-1} Y_{\delta}(\gamma) d\gamma. \quad (1.5)$$

Связь между дельта-преобразованием и z -преобразованием следующая:

$$Y_{\delta}(\gamma) = \Delta Y_q(z) \Big|_{z=\Delta\gamma+1}; \quad (1.6)$$

$$Y_q(z) = \frac{1}{\Delta} Y_{\delta}(\gamma) \Big|_{\gamma=\frac{z-1}{\Delta}}. \quad (1.7)$$

Принципиальное свойство дельта-преобразований в том, что они сходятся к соответствующим преобразованиям Лапласа при $\Delta \rightarrow 0$:

$$\lim_{\Delta \rightarrow 0} Y_{\delta}(\gamma) = Y(s) \Big|_{s=\gamma}. \quad (1.8)$$

Если принять, что время дискретизации достаточно мало, то с помощью этого выражения можно осуществлять дискретизацию непрерывных передаточных функций.

Важная особенность дельта-преобразования – область устойчивости для полюсов (корней характеристического уравнения), которая для z -преобразования соответствует окружности единичного радиуса в начале координат, преобразуется в окружность радиуса $1/\Delta$, отстоящее от начала координат по вещественной оси на величину минус $1/\Delta$ [18]. В пределе $\Delta \rightarrow 0$ эта окружность преобразуется в комплексную полуплоскость с отрицательной вещественной частью, известную как область устойчивости линейных непрерывных систем. Исследования траекторий корней и корневого годографа таким образом можно обобщить на дискретные системы с учетом выбора достаточно малого шага дискретизации. На рисунке 4 представлены области устойчивости расположения корней для z -преобразования и преобразования Лапласа. Штриховой линией отмечены показатели колебательности (в форме лучей) и показатели времени затухания (в форме концентрических окружностей) для расположения доминирующих полюсов системы.

Использование z -преобразования требует задания высокой точности коэффициентов при большой разнице между постоянными времени и шагом дискретизации. Также полученные коэффициенты имеют математическую зависимость между коэффициентами передаточной функции и требуют полного пересчета при их изменении.

Использование неявного способа задания требует решения системы нелинейных уравнений. Использование комбинирования явного и неявного способов позволяет изменять время реакции для сложных передаточных функций большого порядка, не решая при этом систем уравнений [36].

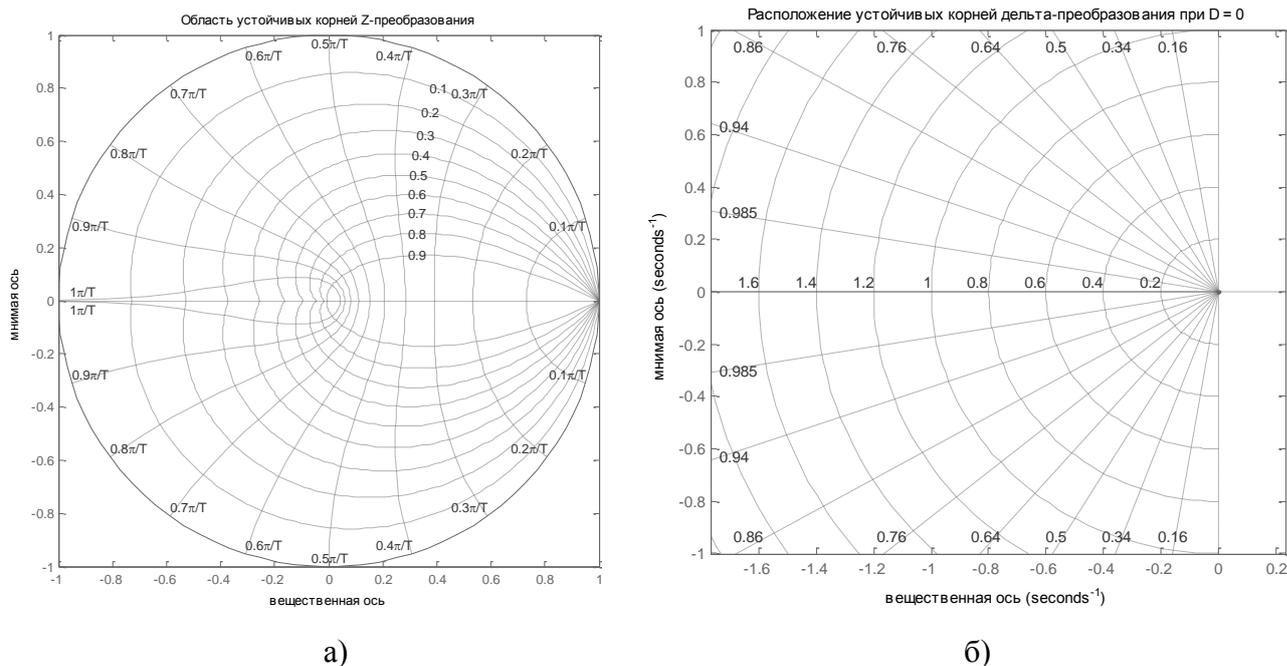


Рисунок 4 – Области устойчивости корней характеристического уравнения

Вопросы возможности описания и синтеза импульсных систем управления линейными методами ставятся в ряде источников [18]. При рассмотрении таких систем вводится понятие приближенно-непрерывных объектов. Если шаг квантования в 5 – 10 раз больше полосы пропускания замкнутого контура, возможно проектирование цифровых систем непрерывными методами. Полоса шумов должна быть за полосой пропускания замкнутого контура. Время переходного процесса может быть получено из передаточной функции с помощью обратного преобразования Лапласа, но на практике почти всегда предпочитают перевести передаточную функцию во временную область и решать дифференциальные уравнения численными методами. Ограничение внутренних переменных состояния может быть обеспечено переключением между двумя регуляторами. Один из регуляторов (главный регулятор) – стандартный, предназначенный для достижения главной цели: чтобы выходной сигнал отслеживал эталонный. Задача второго регулятора состоит в том, чтобы держать переменную в пределах описанных границ. Это достигается путем вторичного замкнутого контура, предназначенного для регулирования восстанавливаемого состояния z , используя фиксированное значение.

Возможны три варианта синтеза цифровых систем [18]:

1. синтезировать регулятор в непрерывном времени, дискретизировать регулятор перед реализацией и гарантировать, что ограничения квантования существенно не затронут окончательную характеристику;
2. работать в дискретном времени, делая точный анализ реакции в моменты квантования и гарантировать, что межтактовая реакция не будет существенно колебательной;

3. выполнить точный проект, оптимизируя непрерывную реакцию при наличии цифрового регулятора.

В настоящей работе предлагается использовать первый вариант проектирования, с уточнением и проверкой результатов полученных цифровых регуляторов.

Полезная стратегия разработки нелинейных систем состоит в том, чтобы разбить пространство состояния на малые области, внутри которых ограниченная линейная модель дает разумное приближение для реакции на управляющие и возмущающие воздействия [18].

1.5.2 Дискретизация методом структурно-топологического разбиения и обоснование интервала дискретизации

Методы цифрового моделирования динамических систем основываются на численном интегрировании системы дифференциальных уравнений

$$F(\dot{x}, x, u) = 0, \quad (1.9)$$

где x и u – n -мерный вектор переменных состояния и m -мерный вектор управления соответственно;

F – n -мерная вектор-функция.

Системы электропривода описываются в основном структурной схемой и для моделирования применяются соответственно цифровые структурные методы, отличительной особенностью которых является структурно-визуальная минимизация числа блоков схемы и преобразование в детализированную [64]. Ниже рассматривается явный метод структурно-топологического моделирования, основанный на использовании базисных звеньев:

$$y(t) = \int z(t)dt, \quad (1.10)$$

$$y(t) = f(Z(t), u(t)), \quad (1.11)$$

где $Z(t)$ – вектор внутренних переменных;

f – скалярная нелинейная функция;

$u(t)$ – вектор внешних воздействий.

Соотношению (1.10) соответствует интегрирующее звено. Дифференцирующее звено может быть получено из интегрирующего структурным преобразованием по правилу инверсии. Частным случаем безынерционного нелинейного звена (1.11) является пропорциональное и суммирующее звенья.

В данном базисе система (1.9) представляется в виде совокупности уравнений:

$$x_i(t) = \int x_j(t)dt, \quad i=1,2,\dots,n; j=1,2,\dots,q; j \neq i, \quad (1.12)$$

где q - число переменных, равное числу звеньев схемы.

Моделирование систем, содержащих безынерционные звенья, не вызывает затруднений. Точность и устойчивость рассмотренного подхода соответствуют численным методам первого порядка.

Сущность известных в настоящее время разностных методов и состоит в замене процессов, протекающих в непрерывных системах, процессами в эквивалентных дискретных системах. Математическим аппаратом при этом служит z -преобразование.

Рассмотренный выше метод является универсальным в том смысле, что может быть произвольно использован при входных сигналах аналитической или произвольной формы и применим к любым системам автоматического управления, при этом отдельные части системы могут быть заданы экспериментальными данными, представлены в табличной или графической формах.

Алгоритмы при цифровом моделировании одной и той же системы получаются одинаковыми по сложности: порядок разностного уравнения совпадает с порядком линейной части моделируемой системы.

Метод моделирования на основе структурно-топологических представлений достаточно прост, при его применении требуется небольшая подготовительная работа, он характеризуется малым объемом вычислений из совокупности классических методов решения дифференциальных уравнений. К недостаткам метода можно отнести невысокую точность, необходимость задания шага порядка 0,1-0,2 наименьшей постоянной времени исходя из условий получения достоверного решения. Метод, основанный на замене непрерывных сигналов их дискретными аппроксимациями, при необходимости моделирования звеньев порядка выше первого (исключая звенья второго порядка, у которых $\xi \geq 1$) связан с необходимостью выполнения достаточно большой подготовительной работы, при этом данный метод, как правило, требует знания информации о значениях переменных предыдущего шага. Интегральное звено дает абсолютное совпадение разностных уравнений для всех трех видов преобразований: z -преобразования, δ -преобразования и преобразования на основе структурно-топологического разбиения.

Представление идеального интегрирующего звена в обоих случаях одинаково, в результате чего можно сделать выводы предпочтительности метода моделирования, основанного на структурно-топологических представлениях, для моделирования данного класса систем управления.

При использовании методов преобразования непрерывных систем в импульсные возникает вопрос о выборе шага дискретизации.

Сигнал, описываемый непрерывной функцией времени $f(t)$ с ограниченным спектром, полностью определяется своими значениями, отсчитанными через интервалы времени $T=1/(2\Omega)$, где Ω – ширина спектра сигнала. Из теоремы Котельникова следует [22]

$$T < 0,5 T_{sig}, \quad (1.13)$$

где T – период дискретизации или интервал квантования;

T_{sig} – наименьший период гармонической составляющей сигнала, подверженного дискретизации.

Частота среза и полоса пропускания сигналов связаны с малыми постоянными времени системы. Некомпенсируемые постоянные времени любого контура находятся за полосой пропускания контура и тем самым определяют его быстродействие.

Время достижения первого максимума можно приближенно определить как

$$t_m = \frac{\pi}{2\omega_{cp}}, \quad (1.14)$$

где ω_{cp} – частота среза системы.

Частоту среза системы приблизительно можно определить как

$$\omega_{cp} = \frac{1}{2T_\mu}, \quad (1.15)$$

где T_μ – малая некомпенсируемая постоянная времени контура.

Частота дискретизации $\omega_{дискр}$ должна быть больше двух частот среза, которая в свою очередь больше, чем полоса пропускания системы $\omega_{пропускания}$:

$$\omega_{дискр} > 2\omega_{cp} = \frac{2}{2T_\mu} > 2\omega_{пропускания}. \quad (1.16)$$

Переходя к постоянным времени и периодам, получим условие

$$T < T_\mu. \quad (1.17)$$

Следовательно, если принять частоту дискретизации меньше наименьшей постоянной времени системы в 5 – 10 раз, можно утверждать, что за счет дискретизации не потеряется информация об измеряемых сигналах.

Выбор шага интегрирования может быть основан на полосе пропускания и частотных характеристиках сигналов [22]. Тиристорный преобразователь вносит особенности в характер работы дискретных систем. Необходима фильтрация сигналов для выделения полезной составляющей. Наиболее точно фильтрация может производиться с помощью интегральных оценок [98]. Измерение тока тиристорного преобразователя и использование его интегральной оценки (усреднения) существенно уменьшает помехи во внутренних контурах системы управления.

Выбор интервала повторения в цифровом тиристорном электроприводе связан также с дискретным характером работы ТП. Интервал дискретизации выбирается равным дискретности ТП или кратным этому интервалу [98]. Дискретизация, присущая тиристорному преобразователю, определяет время реакции всей системы в целом. Все постоянные времени, существующие в электроприводе шахтной подъемной установки, более чем в 10 раз превышают время дискретизации по времени тиристорного преобразователя.

При применении явных методов моделирования систем необходимо выбирать шаг интегрирования в несколько раз меньше наименьшей постоянной времени [36]. Использование неявных методов позволяет выбирать шаг интегрирования исходя из скорости изменения решения и может превышать наименьшую постоянную времени. Однако при использовании неявного метода необходимо на каждом шаге интегрирования решать систему нелинейных алгебраических уравнений [36]. Возможна разработка алгоритмов, объединяющая достоинства явных и неявных методов интегрирования.

Вопросы быстродействия цифровых вычислительных машин и его влияние на управление изложены в работе [80]. При таком подходе рассматриваются контуры с различным быстродействием, достаточным для целей управления.

На текущем уровне развития микропроцессорной техники нет серьезных технических ограничений на время дискретизации, которое при эффективном распределении процессорного времени может составлять десятки и единицы микросекунд. Для задач электропривода это позволяет эффективно распределять задачи управления по быстродействию.

В итоге можно сделать вывод, что не требуется рассмотрение громоздких z -преобразований и других преобразований, если шаг дискретизации достаточно мал. Можно пользоваться упрощенными методами дискретизации, основанными на комбинации элементарных звеньев.

1.6 Выводы по главе

В результате анализа литературных источников выделены следующие вопросы, требующие дальнейшей разработки:

1. Анализ показал, что при рассмотрении преобразователей электрической энергии не учитываются нелинейные динамические свойства тиристорных преобразователей при работе в составе электропривода.

2. Исследование литературных источников показало, что остался не решенным вопрос синтеза регулятора ЭДС в двухконтурной системе регулирования скорости электропривода шахтной подъемной установки.

3. При достаточно малом шаге дискретизации в цифровых системах управления электроприводом шахтной подъемной установки возможно пользоваться непрерывными методами анализа и синтеза систем управления.

4. Имеются особенности алгоритмизации цифровых систем. В программируемых системах нет физического воплощения отдельных модулей. Вопросы разработки алгоритмов функционирования цифровых систем управления при параллельном выполнении различных задач становятся актуальными. Необходимо разработать алгоритмы и структуры систем управления шахтными подъемными установками.

Принимая во внимание указанные вопросы, можно сформулировать следующие задачи исследования:

1. Провести анализ электромагнитных процессов в тиристорном преобразователе (ТП) при работе на индуктивную нагрузку с учетом возникающих при этом нелинейных динамических процессов в тиристоре.
2. Разработать функциональную структуру и математическую модель системы управления тиристорным преобразователем и на её основе построить алгоритмическую структуру ТП, обеспечивающую линейность характеристик ТП в широком диапазоне параметров нагрузок.
3. Сформулировать и решить задачу синтеза регулятора и датчика ЭДС в выбранной структуре системы автоматического управления скоростью подъемного двигателя.
4. Разработать комплекс программ для исследования моделей, анализа переходных процессов, проверки адекватности модели, идентификации параметров объекта управления.
5. Разработать методику синтеза цифровых управляющих устройств тиристорного электропривода.
6. Произвести апробацию разработанных моделей и алгоритмов на шахтных подъемных установках.

ГЛАВА 2 АЛГОРИТМИЧЕСКИЕ СТРУКТУРЫ УПРАВЛЯЮЩИХ ОБЪЕКТОВ ТИРИСТОРНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ШАХТНОЙ ПОДЪЕМНОЙ УСТАНОВКИ

Рассмотрим три управляющих объекта: тиристорный преобразователь, систему автоматического регулирования скорости и задающее управляющее устройство. Для синтеза структуры системы управления необходимо проанализировать статические и динамические характеристики тиристорного преобразователя.

2.1 Тиристорный преобразователь

Приведем статические характеристики тиристорного преобразователя при работе на индуктивную нагрузку для иллюстрации нелинейных свойств в зоне малых токов.

2.1.1 Статическая характеристика тиристорного преобразователя

При работе тиристорного преобразователя на индуктивную нагрузку наблюдается нелинейность его статической характеристики. На рисунке 5 приведена статическая характеристика тиристорного преобразователя при плавном увеличении и последующем снижении задания. Задание U_3 представлено в микросекундах. Оно может быть конвертировано как в электрические градусы угла управления, так и в вольты напряжения управления. Измерения производились при работе на обмотку возбуждения. При увеличении задания со значения 600 мкс до 650 мкс наблюдается скачкообразное увеличение напряжения и тока. При последующем постепенном уменьшении угла управления происходит плавное снижение напряжения.

Такой эффект тиристорного преобразователя часто пытались устранять введением активного сопротивления параллельно обмотке возбуждения (ОВ). Это приводит к изменению статической характеристики и увеличению тока преобразователя при углах управления больше 90 градусов. На рисунке 6 показана статическая характеристика реверсивного тиристорного преобразователя с введенным активным сопротивлением и без него. При малом задании наблюдается ток, соответствующий току преобразователя при работе на чисто активную нагрузку. При переключении вентильных групп в районе нуля происходит скачкообразное изменение тока.

В районе включения преобразователя наблюдаются значительные перенапряжения, поэтому при больших индуктивностях этот процесс производить нельзя.

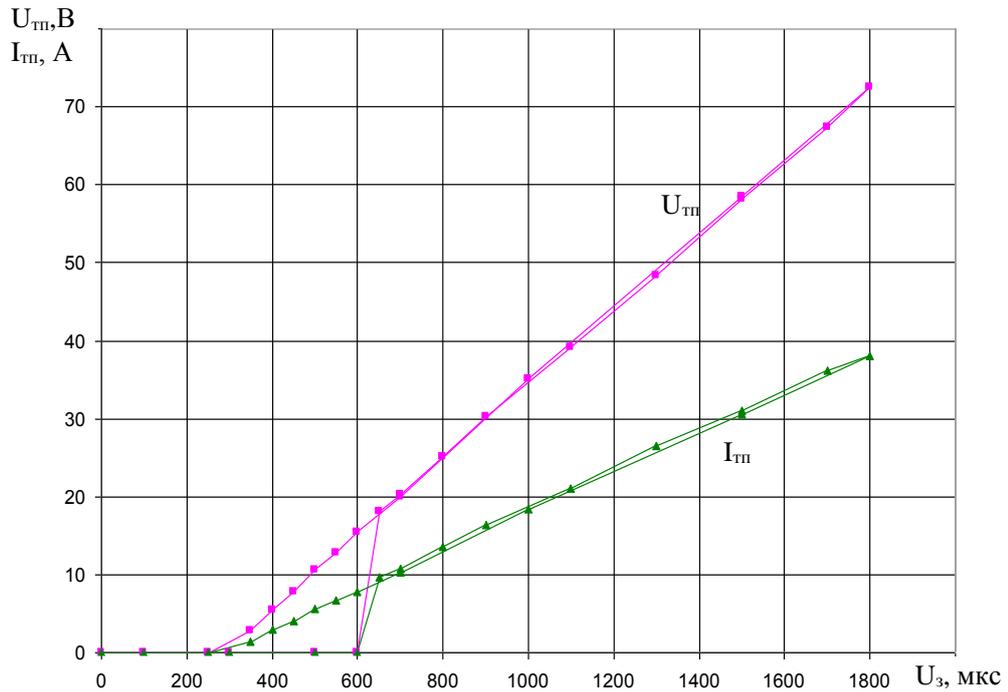


Рисунок 5 – Статическая характеристика тиристорного преобразователя при работе на ОБ

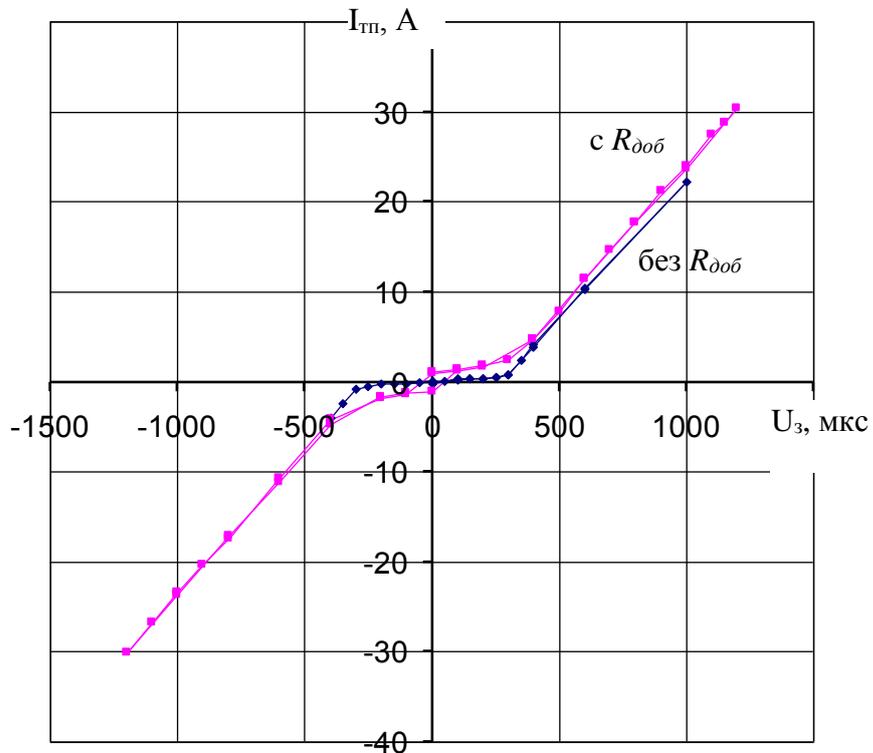


Рисунок 6 – Статическая характеристика реверсивного тиристорного преобразователя при работе на обмотку возбуждения с добавочным сопротивлением (с $R_{доб}$) и без него (без $R_{доб}$)

Указанные явления ухудшают линейность характеристик тиристорного преобразователя. При использовании прогрузочных сопротивлений параллельно обмотке возбуждения также возникают нелинейности, ухудшающие работу ТП в зоне малых токов.

Указанные нелинейности требуют разработки математической модели тиристорного преобразователя и исследования его поведения в зоне малых токов.

2.1.2 Математическое описание нелинейных процессов в тиристоре

В этом разделе предлагается уточнить аналитическое описание тиристора нелинейным законом изменения активного сопротивления тиристора в зоне малых токов. Этот режим характерен для тиристорных преобразователей, работающих на активно-индуктивную нагрузку с большой постоянной времени. Подробное рассмотрение свойств тиристора позволит построить модель тиристорного преобразователя.

Рассмотрим статическую вольт-амперную характеристику тиристора [28], представленную на рисунке 7.

Первый квадрант характеристики соответствует двум статически устойчивым состояниям тиристора – открыт (проводящее состояние) и закрыт (состояние большого активного сопротивления). Участок характеристики $a - b$ соответствует закрытому состоянию тиристора. При увеличении тока управления величина пробивного напряжения и изгиб характеристики уменьшаются вплоть до перехода на характеристику открытого состояния (участок $d - e$), при величине тока управления, равной току спрямления $I_{y,c}$ [80]. Фактически при питании управляющего электрода током спрямления характеристика тиристора вырождается в характеристику диода.

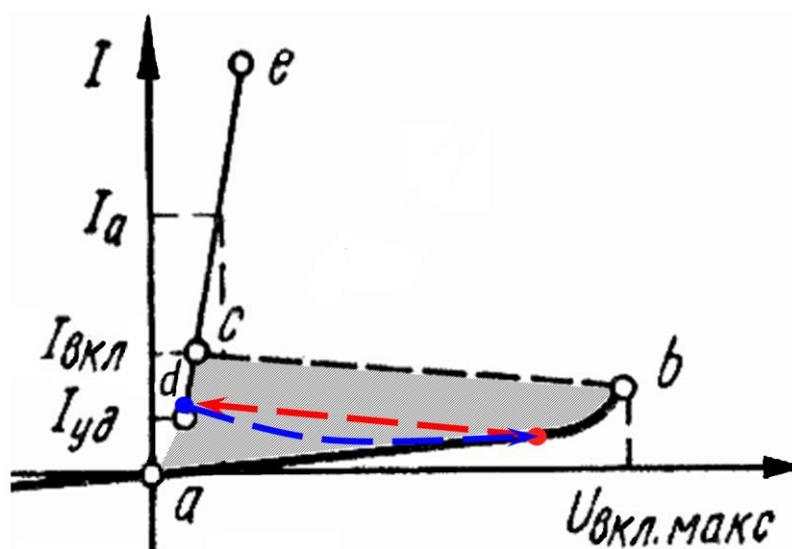


Рисунок 7 – Прямые ветви статической вольт-амперной характеристики тиристора

Участок $b - c$ характеризует лавинообразный процесс включения тиристора [28]. Это статически неустойчивый процесс, поэтому он изображен штриховой линией. После этого процесса тиристор переходит в открытое состояние на характеристику $d - e$ и, при наличии тока в тиристоре больше тока удержания $I_{y\delta}$, будет находиться на ней, независимо от величины тока управления.

Точка d характеристики соответствует величине тока при отсутствии тока управления, при котором тиристор еще способен находиться в открытом состоянии. При уменьшении тока в тиристоре происходит рассасывание зарядов в полупроводниковой структуре, и тиристор переходит в закрытое состояние. Если при условии положительного напряжения (а это условие соблюдается, так как при протекании положительного тока в тиристоре, пусть даже меньше тока удержания, падение напряжения на нем положительно) в момент перехода в закрытое состояние на тиристор подать управляющий импульс достаточной амплитуды, то он снова перейдет на характеристику, соответствующую открытому состоянию. Таким образом, в этой ситуации состояние тиристора характеризуется его динамическими свойствами. На статической характеристике состояние тиристора в данном режиме находится в области, ограниченной фигурой $a - b - c$.

Исходя из приведенных характеристик, можно сделать вывод, что тиристор описывается нелинейным активным сопротивлением, зависящим от формы и величины тока i_{VS} и напряжения U_{VS} на выводах анод-катод тиристора, тока управления i_y и времени t , а также от внутреннего состояния S (0 – открыт, 1 - закрыт):

$$R_{VS} = f(U_{VS}(t), i_{VS}(t), i_y(t), t, S). \quad (2.1)$$

Пользуясь методом кусочно-линейной аппроксимации, можно описать работу тиристора при различных режимах по его статической характеристике. При таком описании временем переключения пренебрегаем, емкости и индуктивности, возникающие в полупроводниковой структуре, также считаем незначительными. Участки ВАХ тиристора $a - b$, $a - f$ (обратная ветвь) и $d - e$ считаем линейными. Ток управления считаем дискретным, изменяющимся мгновенно и равным либо нулю, либо току спрямления $I_{y,c}$:

$$R_{VS} = \begin{cases} R_{a-f} = R_{закр}, & \text{если } i_{VS} \leq 0 \text{ или } U_{VS} < 0, \\ R_{a-b} = R_{закр}, & \text{если } U_{VS} \geq 0 \text{ и } S = 0, \\ R_{d-e} = R_{откр}, & \text{если } U_{VS} \geq 0 \text{ и } i_{VS} > I_{y\delta} \text{ и } S = 1, \end{cases} \quad (2.2)$$

где i_{VS} – ток в тиристоре,

U_{VS} – напряжение на выводах анод-катод тиристора,

$I_{y\delta}$ – ток удержания включенного состояния тиристора,

$I_{вкл}$ – ток перехода во включенное состояние,

$R_{закр}$ – сопротивление тиристора в закрытом состоянии,

$R_{откр}$ – сопротивление тиристора в открытом состоянии,

S – внутреннее состояние (0 – открыт, 1 – закрыт), может быть представлено выражением:

$$S = \begin{cases} 0, & \text{если } U_{VS} < 0 \text{ или } i_{VS} < I_{y\delta} \\ 1, & \text{если } U_{VS} \geq 0 \text{ и } i_Y = I_{y.c} \\ S & \text{во всех остальных случаях;} \end{cases} \quad (2.3)$$

здесь i_Y – ток управления,

$I_{y.c}$ – ток управления равный току спрямления характеристики тиристора.

В расчетах тиристорных преобразователей, как правило, таким описанием и ограничиваются, принимая ток удержания равным нулю и продлевая точку d характеристики до точки a . Эта модель справедлива и показывает адекватные характеристики в большинстве практических расчетов.

Сравнивая полученную модель с характеристикой, представленной на рисунке 7, можно увидеть, что модель тиристора ни каким образом не учитывает поведение тиристора на участках $a - d$ и $a - c$ для момента открывания. Приведенная модель никак не объясняет ситуации, связанной с неоткрыванием тиристорного преобразователя.

Расширим представленную модель. Переход во включенное состояние будет производиться только при наличии тока включения $I_{вкл}$, обратный переход будет иметь место при отсутствии тока удержания $I_{y\delta}$. Во время, когда на тиристор подан управляющий импульс, его характеристика спрямляется и соответствует линейному участку $a - e$. Последнее правило необходимо, иначе в противном случае невозможно будет создать какой-либо ток в тиристоре при наличии индуктивного сопротивления в цепи.

Введем также нелинейность, полученную эмпирическим путем. Будем считать, что сопротивление тиристора после снятия управляющего импульса будет прямо пропорционально времени, истекшего с момента снятия управляющего импульса. Зависимость от времени связана с процессом рассасывания зарядов в полупроводниковой структуре тиристора, способных создавать ток.

Выражения (2.2) и (2.3) не учитывают динамических процессов при включении и отключении тиристора. Переход во включенное состояние будет производиться только при наличии тока включения $I_{вкл}$, обратный переход будет иметь место при отсутствии тока удержания $I_{y\delta}$ [50]. Во время, когда на тиристор подан управляющий импульс, его характеристика спрямляется, и соответствует линейному участку $a - d$. Этим процессам можно поставить в соответствие следующие выражения.

$$R(t_{откл\ и\ мн}) = R I t_{откл\ и\ мн}, \text{ если } i_{VS} > 0 \text{ и } (U_{VS} / R_{закр} < i_{VS} < I_{вкл}) \text{ и } S = 0, \quad (2.4)$$

$$R_{a-d} = R_{\text{включ}}, \quad \text{если } U_{VS} \geq 0 \text{ и } S = 0 \text{ и } (i_Y = I_{y.c}), \quad (2.5)$$

где R_I – коэффициент пропорциональности, определяющий скорость роста активного сопротивления, является настроечным коэффициентом модели и зависит от конструктивного исполнения тиристора;

$R_{\text{включ}}$ – сопротивление тиристора в момент включения при поданном управляющем импульсе;

t – время;

$t_{\text{откл имп}}$ – время, отсчитываемое от момента снятия управляющего импульса.

На основании вышеизложенного модель тиристора можно представить следующими соотношениями:

$$R_{VS} = \begin{cases} R_{a-f} = R_{\text{закр}}, & \text{если } i_{VS} \leq 0 \text{ или } U_{VS} < 0, \\ R_{a-b} = R_{\text{закр}}, & \text{если } U_{VS} \geq 0 \text{ и } S = 0 \text{ и } i_Y = 0 \text{ и } i_{VS} \leq U_{VS} / R_{\text{закр}}, \\ R_{d-e} = R_{\text{откр}}, & \text{если } U_{VS} \geq 0 \text{ и } i_{VS} > I_{y\delta} \text{ и } S = 1, \\ R_{a-d} = R_{\text{включ}}, & \text{если } U_{VS} \geq 0 \text{ и } S = 0 \text{ и } i_Y = I_{y.c}, \\ R(t_{\text{откл имп}}) = R_I t_{\text{откл имп}}, & \text{если } i_{VS} > 0 \text{ и } (U_{VS} / R_{\text{закр}} < i_{VS} < I_{\text{вкл}}) \text{ и } S = 0. \end{cases} \quad (2.6)$$

В этом случае выражение для состояния тиристора будет представлено как

$$S = \begin{cases} 0, & \text{если } U_{VS} < 0 \text{ или } i_{VS} < I_{y\delta}, \\ 1, & \text{если } U_{VS} \geq 0 \text{ и } i_{VS} \geq I_{\text{вкл}}, \\ S, & \text{во всех остальных случаях.} \end{cases} \quad (2.7)$$

Полученная модель основывается на принципе кусочно-нелинейной аппроксимации. Величина R_I зависит от конструктивного исполнения тиристора.

Для пояснения процесса включения тиристора на основе эмпирической модели рассмотрим первый квадрант статической вольт-амперной характеристики тиристора, приведенной на рисунке 7. Статически устойчивым состояниям тиристора, когда можно зафиксировать значения тока и напряжения, при которых в заданном состоянии тиристор будет находиться сколь угодно долго, соответствуют прямые сплошные линии. Отрезок $a - b$ соответствует закрытому состоянию тиристора, участок $d - e$ соответствует открытому.

Исходя из эмпирической модели, устойчивые состояния аппроксимируются прямыми линиями с коэффициентами наклона $R_{\text{закр}}$ и $R_{\text{откр}}$. Переход из этих состояний происходит в области $a - b - c$ (заштрихованная на рисунке 7), так как выше тока включения тиристор однозначно перейдет во включенное состояние.

Переход во включенное состояние определяется свойствами цепей управления и в данной эмпирической модели считается мгновенным. График, соответствующий возможному переходу во включенное состояние из точки на отрезке $a - b$, показан прямой линией.

Обратный же переход при недостижении тока удержания показан из точки на отрезке $c - d$ кривой линией, которая, исходя из модели, определяется переменным коэффициентом пропорциональности, зависящим от времени.

Модель тиристора при работе одного тиристора в однополупериодной схеме выпрямления представлена на рисунке 8.

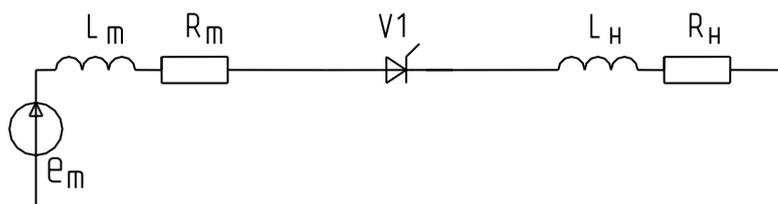


Рисунок 8 – Эквивалентная расчетная схема однофазного однополупериодного выпрямителя

Для такой схемы можно поставить в соответствие следующее выражение

$$(L_T + L_n) \frac{di}{dt} + [R_T + R_{VS} + R_n] i = e_T(t), \quad (2.8)$$

где i – ток цепи;

R_T , R_{VS} и R_n – активные сопротивления трансформатора, тиристора и нагрузки соответственно;

L_T и L_n – индуктивные сопротивления трансформатора и нагрузки;

$e_T(t)$ – ЭДС трансформатора, принятая синусоидальной.

Решая это уравнение для моментов, когда сопротивление тиристора не зависит от времени, получаем выражение

$$i(t) = \frac{U_{max}}{Z} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6} - \arctg \frac{\omega L}{R}\right) + C_n \cdot e^{-\frac{R}{L}t} \quad \text{при } t_n \leq t < t_{n+1}, \quad (2.9)$$

где t_n , t_{n+1} – время начала и конца периода постоянства сопротивления тиристора;

C_n – постоянная интегрирования, определяется значением тока в момент t_n ;

ω – круговая частота сети;

U_{max} – амплитуда напряжения сети;

R – активное сопротивление цепи;

L – индуктивное сопротивление цепи;

$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$ – модуль комплексного сопротивления цепи.

Для случая нелинейного сопротивления тиристора, зависящего от времени, получим соотношение

$$i(t) = \frac{U_{max}}{L} e^{-\frac{R}{L}t - \frac{R_1}{2L}t^2} \left(\int e^{\frac{R}{L}t} e^{\frac{R_1}{2L}t^2} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) dt + C \right). \quad (2.10)$$

Функциональная структура полученной модели приведена на рисунке 9. Модель можно представить как совокупность трех структурных блоков: модели нагрузки, описываемой уравнением (2.8), модели состояния тиристора – системой уравнений (2.6) и нелинейным элементом – системой уравнений (2.7). На рисунке 9 обозначено e_T – ЭДС подводимой фазы трансформатора, Imp – управляющим импульс, формируемый системой управления.

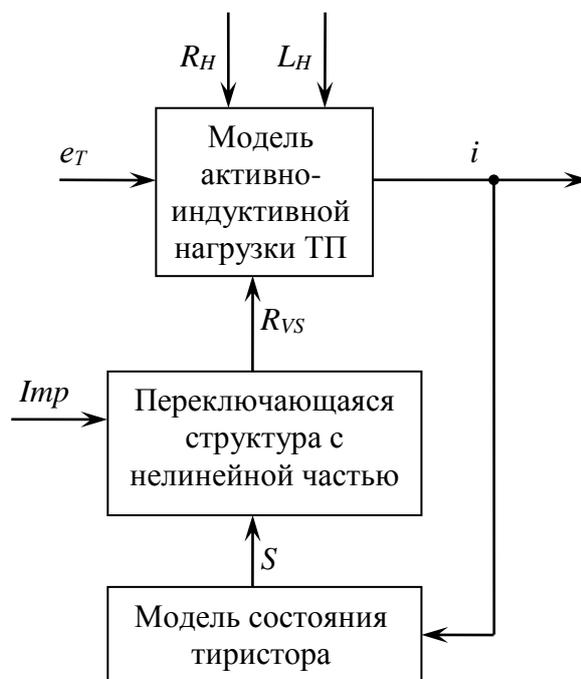


Рисунок 9 – Функциональная структура модели тиристора

Предложенная модель тиристора требует доказательства адекватности, после которой возможно построение более сложных моделей с большим количеством элементов для исследования свойств тиристорного преобразователя в целом.

2.1.3 Адекватность модели тиристора

Для подтверждения правильности полученной модели проведена серия экспериментов работы одного тиристора на активно-индуктивную нагрузку. При исследовании статических характеристик наблюдали поведение тиристора при питании от источника постоянного напряжения. Определенное значение тока включения и тока удержания составило $I_{вкл} = 0,20$ А и $I_{уд} = 0,06$ А.

Для исследования динамики поведения тиристора были проведены эксперименты с однофазной однополупериодной схемой выпрямления. Эквивалентная электрическая схема эксперимента приведена на рисунке 8.

Тиристор управлялся прерывистым импульсом различной ширины и при различных углах задания. Прерывистый импульс необходим для пропускания управляющего сигнала через импульсный трансформатор. Для проверки работы тиристора также изменялось индуктивное сопротивление нагрузки путем переключения количества обмоток трансформаторов, введенных в работу, используемых в качестве дополнительной индуктивности, подключенной последовательно с обмоткой возбуждения генератора физической модели.

Численно моделируя процесс, описываемый дифференциальным уравнением (2.8) по формулам (2.9) и (2.10) для различных участков, определяющих сопротивление тиристора, с использованием формул (2.2), (2.3) и (2.6), (2.7), находим величины токов и напряжений в электрической цепи. Результаты моделирования для оценки адекватности сравнивались с результатами эксперимента, в котором, при подаче импульсов разной продолжительности на тиристор фиксировались величины напряжения и тока.

При настройке модели использована величина среднеквадратичного отклонения тока как наиболее информативного параметра. Настройку и проверку адекватности модели производили следующим образом: коэффициенты выбранной структуры оптимизировались по условию минимума среднеквадратичного отклонения модельного и реального токов в эксперименте открывания тиристора на индуктивную нагрузку. Затем проверяли работу модели по данным эксперимента принудительного закрывания тиристора. Результаты исследований сведены в таблицу 1.

Таблица 1 – Сравнительная таблица оценки отклонения модели и эксперимента

Структура модели	Среднеквадратичное отклонение тока в эксперименте открывания тиристора (оптимизация модели)	Среднеквадратичное отклонение тока в эксперименте закрывания тиристора (проверка модели)
Стандартное представление о тиристоре, выражения (2.2)-(2.3)	76,7 мА	282 мА
Модель с двумя коэффициентами	52,8 мА	270 мА
Модель с двумя коэффициентами, оптимизация по эксперименту закрывания	144 мА	14,4 мА
Модель с тремя коэффициентами	17,46 мА	15,94 мА

Из таблицы видно, что лучший результат с наименьшим отклонением в четвертой строке, соответствующей выражениям (2.6), (2.7). Минимального отклонения во всех экспериментах

удалось добиться в модели с тремя коэффициентами ($R_{откр}$, $R_{включ}$ и R_I), когда в модель вводится коэффициент, определяющий сопротивление тиристора $R_{включ}$.

Поведение тиристора в цепи выпрямления подчинялось предложенному аналитическому описанию. Для иллюстрации этого приведены две осциллограммы переходных процессов на рисунках 10 и 11.

На рисунке 10 представлен процесс принудительного выключения тиристора, который связан с тем, что ток в контуре не достиг тока включения тиристора. После снятия управляющего импульса сопротивление тиристора начинает возрастать согласно предложенной формуле, на нем значительно возрастает напряжение (до 1165 В) за счет накопленной в индуктивности энергии, и тиристор переходит в закрытое состояние.

На рисунке 11 представлен переходный процесс с теми же условиями управления, что и на рисунке 10 за исключением того, что управляющий импульс расширен на один дополнительный фронт. Суммарная ширина импульса на рисунке 10 составляет 1,94 мс, на рисунке 11 – 2,22 мс. В связи с тем, что импульс шире, ток за время подачи импульса успевает нарасти до тока включения $I_{вкл}$, и тиристор переходит во включенное состояние. Падение напряжения на нем становится близким к нулю, и ток в индуктивном элементе нарастает и спадает согласно приложенного к ней напряжения трансформатора. В конце переходного провеса, когда ток в тиристоре спал до тока удержания $I_{уд}$, тиристор стал закрываться, увеличивая свое сопротивление, тем самым возник маленький пик перенапряжения в момент закрывания тиристора.

Моделирование производилось при использовании аналитического приближения с помощью формул (2.2), (2.3) и (2.6), (2.7) для сравнения моделей и оценки адекватности.

При использовании упрощенного аналитического описания (2.2), (2.3) тиристора указанных процессов не происходит, и ток в индуктивности нарастает и спадает только под действием напряжения трансформатора и управляющего импульса. Сопротивление тиристора во время его проводимости остается постоянным и незначительно малым.

Для модели с двумя коэффициентами, которая дает хороший качественный результат, не удалось получить достаточный количественный результат. Это связано с тем, что при оптимальной настройке модели для эксперимента включения, включение модельного тиристора происходило также в эксперименте принудительного запираания на некоторых интервалах. При уходе от оптимальности наблюдались хорошие показатели в эксперименте принудительного запираания, но не включался тиристор на некоторых участках эксперимента открывания.

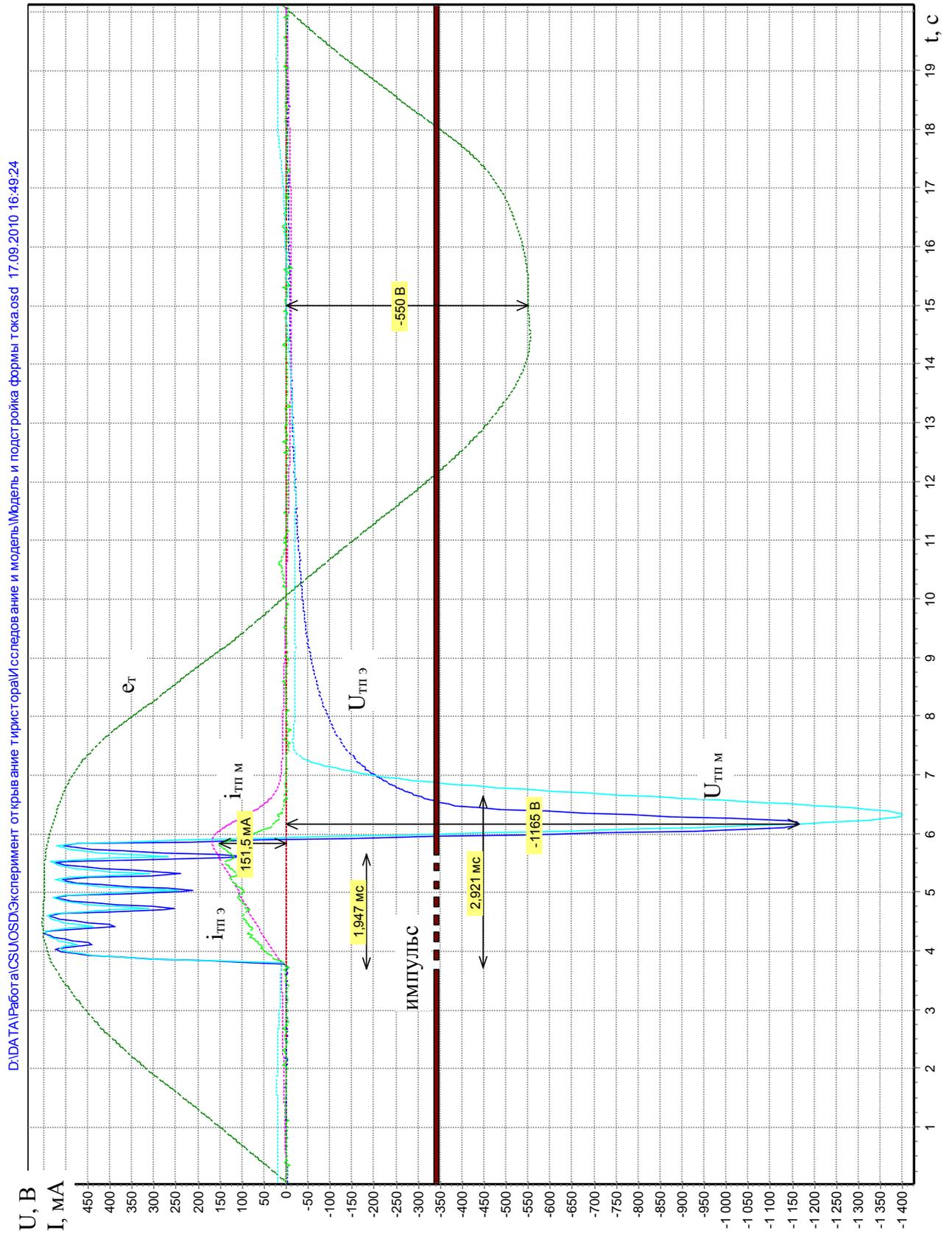


Рисунок 10 – Переходный процесс принудительного закрывания тиристора при работе на активно-индуктивную нагрузку

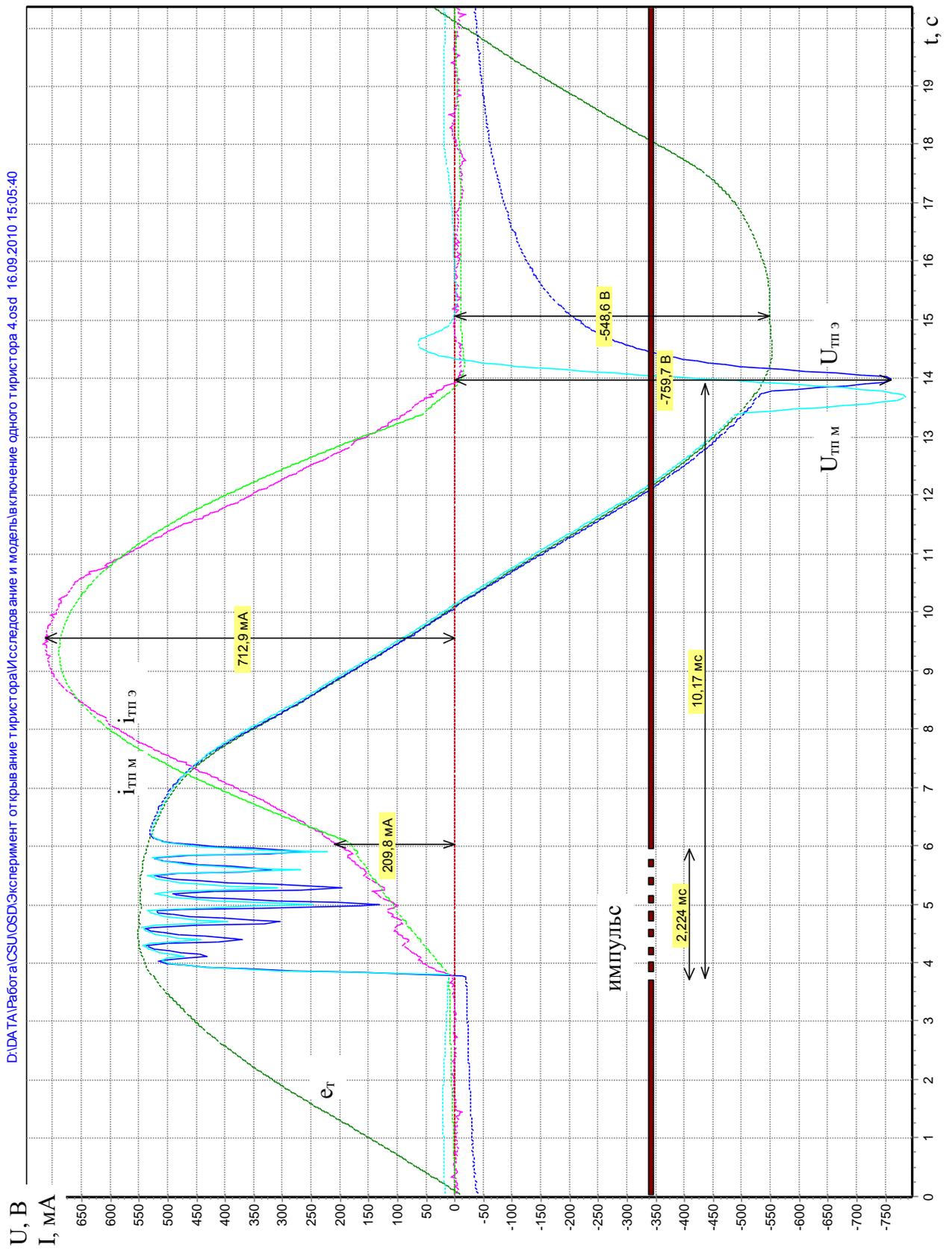


Рисунок 11 – Переходный процесс открывания тиристора при работе на активно-индуктивную нагрузку

Стабильных показателей во всех экспериментах удалось добиться в модели с тремя коэффициентами, когда в модель вводится третий коэффициент, определяющий сопротивление тиристора $R_{включ} = 3R_{откр}$ в тот момент, когда подан управляющий импульс, но тиристор еще не перешел в открытое состояние.

Из полученных графиков видно значительное сокращение времени проводимости тиристора. Этим эффектом и объясняется неоткрывание тиристорного преобразователя на индуктивную нагрузку большой мощности при управлении узким импульсом. Индуктивность сдерживает нарастание тока, ток в тиристоре за интервал коммутации спадает до нуля, и следующий тиристор, вступающий в работу, также не может открыться. Искусственно создается режим прерывистого тока, не позволяющий тиристорному преобразователю открыться на индуктивную нагрузку.

Если в течение переходного процесса ток в тиристоре достигнет тока включения, то тиристор перейдет во включенное состояние. Это скачкообразное увеличение выпрямленного тока объясняет скачкообразный процесс открывания тиристорного преобразователя при плавном увеличении угла управления при активно-индуктивных нагрузках средней мощности [48].

В результате доказана адекватность на полученной модели тиристора, которая при достаточно простом математическом описании учитывает нелинейные динамические свойства тиристора. Предложенная модель позволит построить и исследовать модель тиристорного преобразователя в целом.

2.1.4 Построение модели тиристорного преобразователя

В современных преобразователях электрической энергии с ключевыми элементами такими, как тиристоры и силовые транзисторы, при работе схемы выпрямления или инвертирования работают несколько вентиляей:

- один вентиль – простые или нулевые схемы;
- два вентиля – все мостовые схемы и нулевые схемы в периоды коммутации;
- три вентиля – период коммутации вентиляей для мостовых схем;
- более трех вентиляей – режим, близкий короткому замыканию преобразователя.

Для процесса коммутации эквивалентная схема будет содержать узел схождения токов и два контура: контур работы с нагрузкой и контур коммутации (рисунок 12). Работа обеих этих схем может быть описана первым и вторым законами Кирхгофа для электрических цепей.

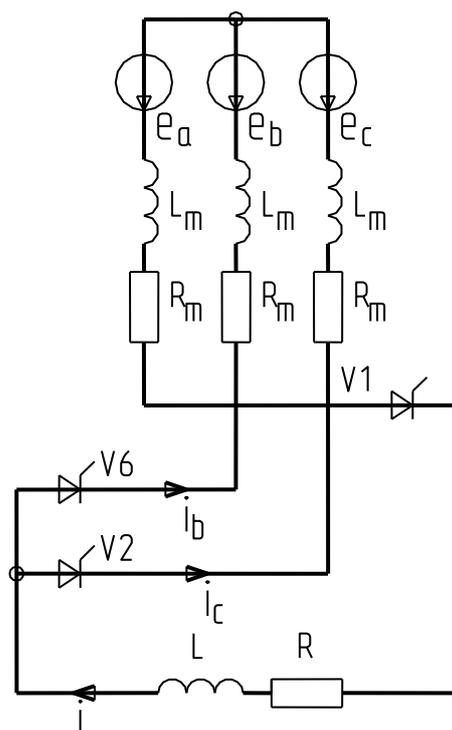


Рисунок 12 – Эквивалентная электрическая схема работы трех вентиляей

При работе на активно-индуктивную нагрузку большой мощности сказывается нелинейный эффект силовых тиристоров, работающих в широких диапазонах анодных токов. При малых токах в моменты включения или реверса сложно достигнуть устойчивого включенного состояния тиристора только за счет тока управления. Эти нелинейные свойства являются ключевой особенностью настоящего исследования.

Для построения многофазной модели, основываясь на принятых допущениях, можно принять, что напряжение, подводимое к нагрузке, попеременно коммутируется вентилями. Форма напряжения зависит от текущей фазы напряжения и от номеров, вступающих в работу тиристоров.

Это утверждение также будет производить учет коммутации, если в модели использовать напряжение, измеренное непосредственно на точках подключения тиристорного моста. Пренебрегая падением напряжения на вентилях во включенном состоянии, можно принять, что потенциал точек тиристоров V2 и V6 (рисунок 12) одинаков для момента коммутации. Тогда напряжение между токами подключения $a - b$ и $a - c$ можно считать одинаковым, и напряжение, прикладываемое к нагрузке, можно вычислять как создаваемое выходящим из работы тиристором V6, так и входящим в работу тиристором V2.

Последнее можно использовать при построении модели работы преобразователя и для контроля включения тиристоров от управляющих импульсов.

Воспользуемся вторым приближением аналитического описания тиристорного преобразователя [42]. Переходный процесс работы трехфазного мостового тиристорного выпрямителя при работе на активно-индуктивную нагрузку на интервале коммутации и одновременной работе двух вентилях описывается системой уравнений, полученной из законов Кирхгофа:

$$\begin{cases} i = i_b + i_c; \\ (R_T + R + R_{V1})i + (L_T + L)\frac{di}{dt} + (R_T + R_{V6})i_b + L_T \frac{di_b}{dt} = e_a - e_b; \\ (R_T + R_{V6})i_b + L_T \frac{di_b}{dt} - (R_T + R_{V2})i_c - L_T \frac{di_c}{dt} = e_c - e_b; \end{cases} \quad (2.11)$$

где i , i_b , i_c , - токи в нагрузке, фазах В и С;

e_a , e_b , e_c – ЭДС обмоток питающего трансформатора (питающей сети) фаз А, В и С;

t – время;

R_T и L_T – активное и индуктивное сопротивления фазы трансформатора;

R и L – активное и индуктивное сопротивления нагрузки тиристорного преобразователя, в данном случае обмотки возбуждения или якоря электрической машины;

R_{V1} , R_{V2} и R_{V6} – эквивалентное активное сопротивление тиристоров 1, 2 и 6 с учетом нелинейности, получаемое из модели, рассмотренной выше.

В общем случае число тиристоров равно m или $2m$ для нулевой и мостовой схем соответственно, где m - число фаз питающей сети. Система уравнений для определения этого сопротивления каждого тиристора R_V представлена выражениями (2.6) и (2.7). Переключающаяся структура с нелинейной частью описывается системой уравнений (2.6) и определяет текущее активное сопротивление тиристора.

Для нулевой m -фазной схемы характерно m вариантов подводимого в нагрузку напряжения, для мостовой – соответственно $2m$ вариантов напряжения, в связи с возможностью инверсии подводимых фаз.

Для трехфазной мостовой схемы при симметричном синусоидальном напряжении фаз без учета коммутации подводимое напряжение может быть вычислено по выражению:

$$e_a(t) - e_b(t) = U_{\max} \sin(\omega t) - U_{\max} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{m}) = \sqrt{3}U_{\max} \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}), \quad (2.12)$$

где U_{\max} – амплитуда фазного напряжения трансформатора.

Следует отметить, что разность ЭДС фаз трансформатора, поочередно вступающих в работу, будет смещено на $n\pi/m$, где $n = 0, 1, 2, \dots$ – номер переключения, начиная с нуля. Это

легко проверить, если вычислить разность между ЭДС фаз трансформатора для моментов включения первого, второго и так далее до шестого тиристором соответственно.

Из полученных выражений можно получить напряжение, подводимое к нагрузке в виде ряда относительно интервалов проводимости вентилей, приняв за n номер интервала проводимости:

$$U_d(t) = \sqrt{3}U_{\max} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6} - \frac{n\pi}{3}\right) \text{ при } t_n < t < t_{n+1} \text{ для } n = 0, 1, 2, \dots \quad (2.13)$$

Определим моменты времени переключения t_n . Управляющий импульс на тиристоры подается относительно моментов естественной коммутации тиристором, когда напряжение на тиристоре становится положительным. Из уравнения (2.12) можно определить, что это время составляет

$$t_{e.к.n} = \frac{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \frac{n\pi}{m}}{\omega} = \frac{\frac{\pi}{6} + \frac{n\pi}{3}}{\omega}, \text{ для } n = 0, 1, 2, \dots, \quad (2.14)$$

где m – число фаз, в нашем случае равное трем;

ω – круговая частота сети.

Величина угла $\alpha(t)$ задается из системы управления преобразователем, основываясь на управляющем напряжении, относительно начального угла управления α_0 , согласно выбранному закону управления:

$$\alpha(t) = \alpha_0 - U_V(t), \quad (2.15)$$

где $U_V(t)$ – напряжение из системы управления преобразователем, задаваемое в масштабе углов.

В общем случае значение t_n , определим как

$$t_n = t_{e.к.n} + \frac{\alpha(t)}{\omega} = \frac{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \frac{n\pi}{m} + \alpha(t)}{\omega}, \text{ для } n = 0, 1, 2, \dots \quad (2.16)$$

Моменты переключения t_n определяются подаваемыми в данный момент парами импульсов.

После подачи управляющего импульса, если тиристор перешел во включенное состояние и ток в нем достиг тока включения, нужно запомнить те номера тиристором, которые подводят напряжение в данный момент, так как это напряжение к нагрузке будет подаваться до следующей точки коммутации.

Для выбора правильных тиристором анодной и катодной групп моста и формирования правильной полуволны линейного напряжения соответствующих фаз необходим блок, отвечающий за память пар управляющих импульсов. Пара импульсов образует один

логический сигнал о текущей полуволне напряжения. Блок работает в соответствии со следующим логическим выражением:

$$\overline{Imp}^* = \bar{f}_P(\overline{Imp}), \quad (2.17)$$

$$Imp^*_i = 1, \text{ если } (Imp_i = 1 \cap Imp_{i+1} = 0) \cup (Imp_i^* = 1 \cap \sum Imp = 0), \text{ иначе } 0, \quad (2.18)$$

где $i = 1..6$,

Imp – вектор управляющих импульсов, формируемых системой импульсно-фазового управления.

Для работы структуры, формирующей состояние S работающего тиристора, нет необходимости в информации об управлении конкретным тиристором. Вместо моделирования $2m$ тиристоров с учетом принятых выше допущений достаточно использовать модель одного тиристора, на который подается суммарный импульс. Этот импульс становится равен логической единице при условии, что в данный момент импульс подается на какой-либо из тиристоров. Этот сигнал формируется в соответствии со следующим выражением.

$$\sum Imp = f_{\Sigma}(\overline{Imp}) = \bigcup (Imp_i = 1 \cap Imp_{i+1} = 0). \quad (2.19)$$

Сигнал, формируемый коммутатором напряжения на основании выражения (2.13), можно представить в виде выражения

$$U_d^* = f_U(U_{AB}, U_{CA}, U_{BC}, \overline{Imp}) = \begin{cases} U_{AB}, & \text{если } Imp^*_1 = 1, \\ -U_{CA}, & \text{если } Imp^*_2 = 1, \\ U_{BC}, & \text{если } Imp^*_3 = 1, \\ -U_{AB}, & \text{если } Imp^*_4 = 1, \\ U_{CA}, & \text{если } Imp^*_5 = 1, \\ -U_{BC}, & \text{если } Imp^*_6 = 1, \end{cases} \quad (2.20)$$

где U_{AB} , U_{CA} , U_{BC} – синусоидальные напряжения питания тиристорного преобразователя, генерируемые либо измеряемые на входе тиристорного преобразователя.

Блок выбора моста осуществляет реверсирование знака напряжения по сигналам задания на мост из логического переключающего устройства:

$$U_d = f_M(U_d^*, TM1, TM2) = \begin{cases} U_d^*, & \text{если } TM1 = 1, TM2 = 0; \\ -U_d^*, & \text{если } TM1 = 0, TM2 = 1; \\ 0, & \text{если } TM1 = 0, TM2 = 0; \end{cases} \quad (2.21)$$

где $TM1$, $TM2$ – логические сигналы выбора соответствующего моста.

Активно-индуктивная нагрузка ТП описывается дифференциальным уравнением, получаемым из системы уравнений (2.11):

$$\frac{di}{dt} = \frac{1}{L} (-(R + R_V)i + U_d - E), \quad (2.22)$$

где E – против ЭДС нагрузки.

Решение дифференциального уравнения при начальных условиях, соответствующих заданному интервалу, позволит получить значение тока в нагрузке тиристорного преобразователя. В общем виде ток i может быть описан выражением

$$i = f_I(U_d, R_V, R, L, E). \quad (2.23)$$

Структуру модели тиристорного преобразователя, используя выражения (2.6), (2.7) и (2.17)-(2.23), можно представить в виде, приведенном на рисунке 13. В получаемой модели также необходимо учесть против ЭДС, создаваемую двигателем постоянного тока.

На структуре обозначены следующие сигналы: Imp – управляющие импульсы, формируемые системой импульсно-фазового управления. Блок памяти управляющих импульсов выдает: Imp^* – выделенные пары управляющих импульсов, необходимые для коммутатора линейного напряжения, фиксируемые до прихода следующей пары импульсов; ΣImp – суммарный импульс, необходимый блоку выбора моста для включения напряжения после переключения моста; ΣImp^* – суммарный импульс, позволяющий рассматривать работу тиристорного моста как одного тиристора.

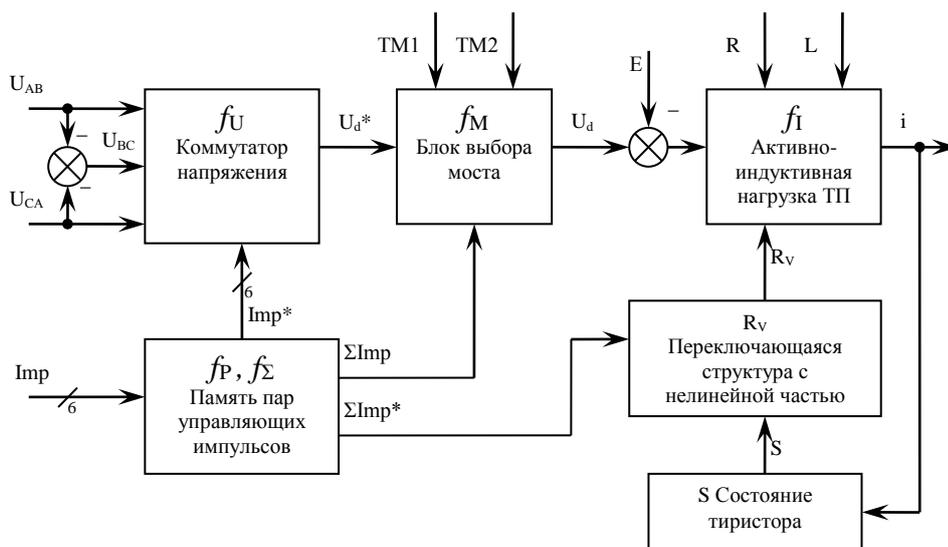


Рисунок 13 – Алгоритмическая структура модели тиристорного преобразователя

На выходе коммутатора U_d^* получается напряжение, формируемое в соответствии с выражением (2.20) по сигналам Imp^* . Блок выбора моста осуществляет обнуление либо реверс сигнала U_d^* в соответствии с работающим в данный момент мостом. С выхода последнего блока получаем сигнал U_d , который подается соответственно на электрическую цепь тиристор – активно-индуктивная нагрузка, обозначенную блоком активно-индуктивная нагрузка, за вычетом величины E .

Представленная модель, учитывающая нелинейные динамические свойства тиристора, позволяет рассматривать три режима работы преобразователя:

- режим непрерывного тока;
- режим прерывистого тока;
- режим запираания тиристора и отсутствие тока при работе на большую индуктивность.

Последний режим является слабоизученным и требует подробного изучения при исследовании модели для формирования требований к управляющему устройству.

2.1.5 Аналитический расчет переходных процессов для различных состояний тиристора

Пользуясь математической моделью тиристора, представленной системой уравнений (2.6), (2.7), произведем аналитический расчет кривой тока в нагрузке преобразователя для случая, когда тиристор находится в открытом состоянии, для процесса коммутации между тиристорами и для нелинейного случая, зависящего от времени процесса отключения тиристора.

Ток тиристора и достижение им значения, равного току удержания, является определяющим, так как при этом значении происходит переключение структуры модели и, следовательно, состояния тиристорного преобразователя.

2.1.5.1 Два тиристора во включенном состоянии

При расчетах будем пренебрегать индуктивным сопротивлением трансформатора, так как моделируем работу в зоне малых токов, и индуктивность трансформатора много меньше индуктивности обмотки возбуждения. Данный класс преобразователей – это преобразователи средней мощности. Следовательно, коммутация в тиристорах при малых токах практически отсутствует, будем считать, что переключение тока с одного тиристора на другой происходит мгновенно.

Ток в тиристоре, выходящем из работы, равен току тиристора, входящего в работу. Это допущение позволяет использовать напряжение на выходе трансформатора как ЭДС трансформатора в модели, которое поочередно подключается к нагрузке через соответствующие тиристоры в многофазной схеме выпрямления. Для трехфазной мостовой схемы существует шесть интервалов коммутации при шести вариантах подключения фаз А, В и С.

Суммарную индуктивность нагрузки обозначим как $(2L_{\phi} + L_n)$, активное сопротивление нагрузки – R_n , активное сопротивление обмотки трансформатора – R_{ϕ} , сопротивление тиристора во включенном состоянии – r_m .

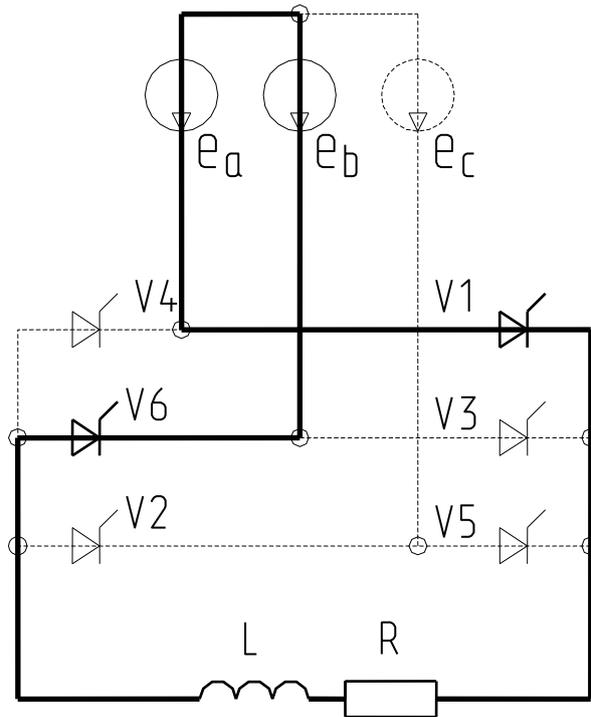


Рисунок 14 – Эквивалентная электрическая схема работы двух тиристоров

Эквивалентная схема замыкаемого тиристорами контура приведена на рисунке 14. Пользуясь первым приближением [42], запишем дифференциальное уравнение для момента включения первого тиристора и соответственно шестого:

$$(2L_{\phi} + L_n) \frac{di_n}{dt} + [2(R_{\phi} + r_m) + R_n] i_n = e_a - e_b - E_n. \quad (2.24)$$

Упростим выражение до первого приближения и примем ЭДС нагрузки равной нулю:

$$\frac{di}{dt} = \frac{1}{L} (-Ri_n + e_a - e_b). \quad (2.25)$$

Для решения полученного дифференциального уравнения заменим ток произведением функций u и v .

$$\begin{aligned} i(t) &= u(t) \cdot v(t); \\ i' &= u'v + uv'; \end{aligned} \quad (2.26)$$

Подставим полученные выражения в уравнение (2.25).

$$\begin{aligned} u'v + u \cdot v' + \frac{R}{L} u \cdot v &= \frac{1}{L} (e_a - e_b); \\ u'v + u \left(v' + \frac{R}{L} v \right) &= \frac{1}{L} (e_a - e_b). \end{aligned} \quad (2.27)$$

Найдем общее решение, для этих целей определим v из уравнения:

$$v' + \frac{R}{L}v = 0 \Rightarrow \frac{dv}{dt} = -\frac{R}{L}v(t) \Rightarrow \int \frac{dv}{v} = -\int \frac{R}{L} dt \Rightarrow \ln|v(t)| = -\frac{R}{L}t;$$

$$v(t) = e^{-\frac{R}{L}t};$$

Подставим полученное выражение в уравнение (2.27):

$$u'e^{-\frac{R}{L}t} = \frac{1}{L}(e_a - e_b) \Rightarrow u' = \frac{e^{\frac{R}{L}t}}{L}(e_a - e_b);$$

$$u(t) = \int \frac{e^{\frac{R}{L}t}}{L}(e_a - e_b) dt + C.$$

Найденные выражения подставим в уравнение (2.26):

$$i(t) = e^{-\frac{R}{L}t} \left(\frac{1}{L} \int e^{\frac{R}{L}t} (e_a - e_b) dt + C \right). \quad (2.28)$$

Выражение для напряжения, соответствующего разности ЭДС, находящихся в составе подынтегрального выражения, определяется согласно уравнений (2.12) и (2.13).

Разрешим полученный интеграл (2.28), пользуясь выражением:

$$\int e^{\frac{R}{L}x} \sin(\omega x + c) dx \rightarrow \frac{L e^{\frac{R}{L}x} \cdot (R \sin(c + \omega x) - L \omega \cos(c + \omega x))}{L^2 \omega^2 + R^2};$$

$$\begin{aligned} i(t) &= e^{-\frac{R}{L}t} \left[\frac{L}{L} e^{\frac{R}{L}t} \frac{U_{\max} \sqrt{3}}{Z^2} \left(R \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) - L \omega \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \right) + C \right] = \\ &= \frac{U_{\max} \sqrt{3}}{Z} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6} - \arctg \frac{\omega L}{R}\right) + C \cdot e^{-\frac{R}{L}t}; \end{aligned}$$

где $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$ - модуль комплексного сопротивления цепи.

Константу интегрирования найдем из условия, что в первый момент включения t_0 ток в цепи был равен нулю, то есть $i(t_0) = 0$:

$$C_0 = \left[i(t_0) - \frac{\sqrt{3}U_{\max}}{Z} \sin\left(\omega t_0 + \frac{\pi}{6} - \arctg \frac{\omega L}{R}\right) \right] \cdot e^{\frac{R}{L}t_0}.$$

Учитывая временной сдвиг, вносимый последовательным переключением ЭДС трансформатора, можно записать общее выражение для тока, в те моменты, когда включены два тиристора:

$$i(t) = \frac{\sqrt{3}U_{\max}}{Z} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6} - \frac{n\pi}{m} - \arctg \frac{\omega L}{R}\right) + C_n \cdot e^{-\frac{R}{L}t} \text{ при } t_n \leq t < t_{n+1}. \quad (2.29)$$

Если пренебречь процессом коммутации в фазах трансформатора и считать, что ток непрерывен в течении всего исследуемого процесса ($i(t) > 0$), то можно задать рекуррентную формулу расчета постоянных интегрирования C_n . Фактически при этих условиях получается, что ток, рассчитанный по формуле (2.29) на правой границе интервала, является начальным для следующего интервала, иными словами, ток в индуктивности не может измениться скачком. Коммутация вентилей, из условий первого приближения, принята мгновенной. Формула расчета постоянных интегрирования записана в виде

$$\begin{aligned} C_n &= \left[i(t_{n-0}) - \frac{\sqrt{3}U_{\max}}{Z} \sin\left(\omega t_n + \frac{\pi}{6} - \frac{n\pi}{m} - \arctg \frac{\omega L}{R}\right) \right] \cdot e^{\frac{R}{L}t_n} = \\ &= \frac{\sqrt{3}U_{\max}}{Z} \sin\left(\omega t_n + \frac{\pi}{6} - \frac{(n-1)\pi}{m} - \arctg \frac{\omega L}{R}\right) e^{\frac{R}{L}t_n} + C_{n-1} - \\ &- \frac{\sqrt{3}U_{\max}}{Z} \sin\left(\omega t_n + \frac{\pi}{6} - \frac{n\pi}{m} - \arctg \frac{\omega L}{R}\right) e^{\frac{R}{L}t_n}. \end{aligned}$$

2.1.5.2 Три тиристора во включенном состоянии, коммутация

Получим выражение для процесса коммутации вентилей, т.е. для процесса спада тока в одной фазе трансформатора до нуля, а в другой фазе нарастание тока от нуля до тока нагрузки. Воспользуемся вторым приближением аналитического описания тиристорного преобразователя, то есть учитываем индуктивное и активное сопротивления трансформатора и питающих цепей, приведенных к вторичной обмотке трансформатора. Характер этих сопротивлений и ЭДС по-прежнему считаем симметричным.

Рассмотрим случай, когда в работе три тиристора. Эквивалентная расчетная электрическая схема приведена на рисунке 12.

Момент, когда должна произойти коммутация, обозначим t_1 . Начальным и конечным условиями для существования данного переходного процесса будет условие неотрицательности тока в тиристорах, а именно:

$$i_b(t_1) = i(t_1) = i_1;$$

$$i_c(t_1) = 0;$$

$$i_b(t_{11}) = 0;$$

$$i_c(t_{11}) = i_{11};$$

где t_{11} – момент времени, когда ток в фазе b спадет до нуля и процесс коммутации закончится.

Запишем уравнения Кирхгофа для электрической цепи:

$$\begin{cases} i = i_b + i_c; \\ (R_T + R)i + (L_T + L)\frac{di}{dt} + R_T i_b + L_T \frac{di_b}{dt} = e_a - e_b; \\ R_T i_b + L_T \frac{di_b}{dt} - R_T i_c - L_T \frac{di_c}{dt} = e_c - e_b; \end{cases} \quad (2.30)$$

Приведем систему дифференциальных уравнений (2.30) в форме Коши. Для этого исключим ток i из системы и раскроем дифференциал суммы.

$$\begin{cases} (R_T + R)(i_b + i_c) + (L_T + L)\left(\frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt}\right) + R_T i_b + L_T \frac{di_b}{dt} = e_a - e_b; \\ L_T \frac{di_b}{dt} = e_c - e_b - R_T i_b + R_T i_c + L_T \frac{di_c}{dt}; \end{cases}$$

Поменяем уравнения местами и подставим значение дифференциала из нижнего в верхнее уравнение:

$$\begin{cases} L_T \frac{di_b}{dt} = e_c - e_b - R_T i_b + R_T i_c + L_T \frac{di_c}{dt}; \\ (L_T + L)\left(\frac{1}{L_T}\left(e_c - e_b - R_T i_b + R_T i_c + L_T \frac{di_c}{dt}\right) + \frac{di_c}{dt}\right) + \\ + (R_T + R)(i_b + i_c) + R_T i_b + e_c - e_b - R_T i_b + R_T i_c + L_T \frac{di_c}{dt} = e_a - e_b; \end{cases} \quad (2.31)$$

$$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{L_T}\left(e_c - e_b - R_T i_b + R_T i_c + L_T \frac{di_c}{dt}\right); \\ \left(\frac{L_T + L}{L_T}\right)\left(e_c - e_b - R_T i_b + R_T i_c + 2L_T \frac{di_c}{dt}\right) + \\ + (R_T + R)i_b + (2R_T + R)i_c + L_T \frac{di_c}{dt} = e_a - e_c; \end{cases}$$

$$\begin{aligned} & \left(\frac{L_T + L}{L_T}\right)\left(e_c - e_b - R_T i_b + R_T i_c\right) + (3L_T + 2L)\frac{di_c}{dt} + \\ & + (R_T + R)i_b + (2R_T + R)i_c = e_a - e_c; \\ & (3L_T + 2L)\frac{di_c}{dt} = e_a + \frac{(L_T + L)}{L_T}e_b - \frac{(2L_T + L)}{L_T}e_c - \\ & - \left(-\frac{(L_T + L)}{L_T}R_T + R_T + R\right)i_b - \left(2R_T + R + \frac{(L_T + L)}{L_T}R_T\right)i_c; \\ & (3L_T + 2L)\frac{di_c}{dt} = e_a + \frac{(L_T + L)}{L_T}e_b - \frac{(2L_T + L)}{L_T}e_c + \left(\frac{L}{L_T}R_T - R\right)i_b - \left(\frac{(3L_T + L)}{L_T}R_T + R\right)i_c; \end{aligned}$$

Подставим значение найденного дифференциала в первое уравнение системы (2.31):

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{di_b}{dt} &= \frac{1}{L_T} (e_c - e_b - R_T i_b + R_T i_c) + \\ &+ \frac{1}{3L_T + 2L} \left[e_a + \frac{(L_T + L)}{L_T} e_b - \frac{(2L_T + L)}{L_T} e_c + \left(\frac{L}{L_T} R_T - R \right) i_b - \left(\frac{(3L_T + L)}{L_T} R_T + R \right) i_c \right]; \\ \frac{di_c}{dt} &= \frac{1}{(3L_T + 2L)} \times \\ &\times \left[e_a + \frac{(L_T + L)}{L_T} e_b - \frac{(2L_T + L)}{L_T} e_c + \left(\frac{L}{L_T} R_T - R \right) i_b - \left(\frac{(3L_T + L)}{L_T} R_T + R \right) i_c \right]; \end{aligned} \right.$$

Окончательно получаем

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{di_b}{dt} &= \frac{1}{(3L_T + 2L)} \times \\ &\times \left[e_a + \frac{(2L_T + L)}{L_T} e_b - \frac{(L_T + L)}{L_T} e_c - \left(\frac{3L_T + L}{L_T} R_T + R \right) i_b + \left(\frac{L}{L_T} R_T - R \right) i_c \right]; \\ \frac{di_c}{dt} &= \frac{1}{(3L_T + 2L)} \times \\ &\times \left[e_a - \frac{(L_T + L)}{L_T} e_b + \frac{(2L_T + L)}{L_T} e_c + \left(\frac{L}{L_T} R_T - R \right) i_b - \left(\frac{3L_T + L}{L_T} R_T + R \right) i_c \right]. \end{aligned} \right.$$

Если обозначить

$$K_1 = \frac{1}{(3L_T + 2L)} \left(\frac{3L_T + L}{L_T} R_T + R \right),$$

$$K_2 = \frac{1}{(3L_T + 2L)} \left(\frac{L}{L_T} R_T - R \right),$$

$$U_1(t) = \frac{1}{(3L_T + 2L)} \left[e_a + \frac{(2L_T + L)}{L_T} e_b - \frac{(L_T + L)}{L_T} e_c \right],$$

$$U_2(t) = \frac{1}{(3L_T + 2L)} \left[e_a - \frac{(L_T + L)}{L_T} e_b + \frac{(2L_T + L)}{L_T} e_c \right],$$

то система дифференциальных уравнений примет вид:

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{di_b}{dt} &= U_1(t) - K_1 i_b + K_2 i_c; \\ \frac{di_c}{dt} &= U_2(t) + K_2 i_b - K_1 i_c. \end{aligned} \right. \quad (2.32)$$

Решение системы дифференциальных уравнений (2.32) в общем виде не тривиально, сложно и громоздко. Предполагается решать эту систему уравнений численными методами на каждом конкретном участке коммутации.

2.1.5.3 Нелинейный случай, процесс отключения тиристора

Запишем дифференциальное уравнение для момента включения первого тиристора и соответственно шестого (эквивалентная схема замыкаемого тиристорами контура приведена на рисунке 14):

$$(2L_{\phi} + L_H) \frac{di_H}{dt} + [2(R_{\phi} + r_T) + R_H] i_H = e_a - e_b - E_H. \quad (2.33)$$

Упростим выражение до первого приближения и ЭДС нагрузки примем равной нулю:

$$\frac{di}{dt} = \frac{1}{L} (- (R + R_1 t) i + e_a - e_b). \quad (2.34)$$

Для решения полученного дифференциального уравнения заменим ток как произведение функций u и v .

$$\begin{aligned} i(t) &= u(t) \cdot v(t); \\ i' &= u'v + uv'. \end{aligned} \quad (2.35)$$

Подставим полученные выражения в уравнение (2.34):

$$\begin{aligned} u'v + u \cdot v' + \frac{R + R_1 t}{L} u \cdot v &= \frac{1}{L} (e_a - e_b); \\ u'v + u \left(v' + \frac{R + R_1 t}{L} v \right) &= \frac{1}{L} (e_a - e_b). \end{aligned} \quad (2.36)$$

Найдем общее решение, для этих целей определим v из уравнения:

$$\begin{aligned} v' + \frac{R + R_1 t}{L} v &= 0; \\ \frac{dv}{dt} &= - \frac{R + R_1 t}{L} v(t); \\ \int \frac{dv}{v(t)} &= - \int \frac{R + R_1 t}{L} dt; \\ \ln|v(t)| &= - \int \frac{R + R_1 t}{L} dt; \\ v(t) &= e^{-\frac{R}{L}t - \frac{R_1}{2L}t^2}; \end{aligned}$$

Подставим полученное выражение в уравнение (2.36):

$$\begin{aligned} u' e^{-\frac{R}{L}t - \frac{R_1}{2L}t^2} &= \frac{1}{L} (e_a - e_b) \\ u' &= \frac{e^{\frac{R}{L}t + \frac{R_1}{2L}t^2}}{L} (e_a - e_b); \\ u(t) &= \int \frac{e^{\frac{R}{L}t + \frac{R_1}{2L}t^2}}{L} (e_a - e_b) dt + C; \end{aligned}$$

Подставим найденные выражения в уравнение (2.35):

$$i(t) = e^{-\frac{R}{L}t - \frac{R_1}{2L}t^2} \left(\frac{1}{L} \int e^{\frac{R}{L}t + \frac{R_1}{2L}t^2} (e_a - e_b) dt + C \right). \quad (2.37)$$

В результате получаем

$$i(t) = \frac{\sqrt{3}U_{\max}}{L} e^{-\frac{R}{L}t - \frac{R_1}{2L}t^2} \left(\int e^{\frac{R}{L}t + \frac{R_1}{2L}t^2} \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) dt + C \right). \quad (2.38)$$

Полученный интеграл решить аналитическими методами не удастся. Для исследования модели применим численные методы решения. Перейдем к вычислительной модели тиристора и проведем численные исследования.

2.1.6 Анализ модели с целью классификации электроприводов по моменту и оценки области исследования

По полученным соотношениям рассчитаем переходный процесс включения тиристорного преобразователя на обмотку возбуждения двигателя (генератора) подъемной машины.

Зададимся начальными условиями: вторичная цепь питающего трансформатора выдает линейное действующее значение напряжения $U_2 = 380$ В. Питающее трехфазное напряжение симметрично, частота питающей сети 50 Гц. Сопротивление нагрузки R принимаем равным 3 Ом. Подобные характеристики являются усредненными питания обмоток возбуждения для подъемных машин. Угол управления и индуктивность нагрузки будем менять в широких пределах – угол от 0 до 85 градусов, индуктивность L – от 0,01 до 30 Гн. В расчетах нас будет интересовать не отдельно активное и индуктивное сопротивление, а их отношение $T = \frac{L}{R}$, определяющее постоянную времени цепи.

Построение переходного процесса для тока производится согласно полученному ранее уравнению (2.29). На рисунке 15 приведен переходный процесс тока, начиная с момента подачи управляющих импульсов. Переходный процесс построен для угла управления 75 градусов, постоянная времени $T = 0,77$ с ($L = 2,31$ Гн). На рисунке жирной линией отмечен переходный процесс в токе $i(t)$, показана форма тока, полученного решением дифференциального уравнения (2.29) для момента включения первого тиристора $i_0(t)$, приведена форма напряжения $Ud(t)$, отмеченная в относительных единицах, прикладываемая к нагрузке, и отмечены моменты времени включения вентилей t_n .

Рассмотрим процесс включения с точки зрения тиристора. Для запуска мостового тиристорного преобразователя (ТП) необходимо, чтобы при подаче управляющих импульсов за время их существования ток через тиристоры стал больше тока удержания [80]. Как следует из

формулы (2.29), скорость нарастания тока будет зависеть от постоянной времени цепи нагрузки и от мгновенного напряжения на включаемых тиристорах. Наиболее неблагоприятные условия для запуска имеют место при работе ТП на обмотку возбуждения электрических машин и в некоторых случаях при работе на якорь тихоходного электродвигателя при установке в якорной цепи насыщающегося сглаживающего реактора (высокая индуктивность при малых токах) [80].

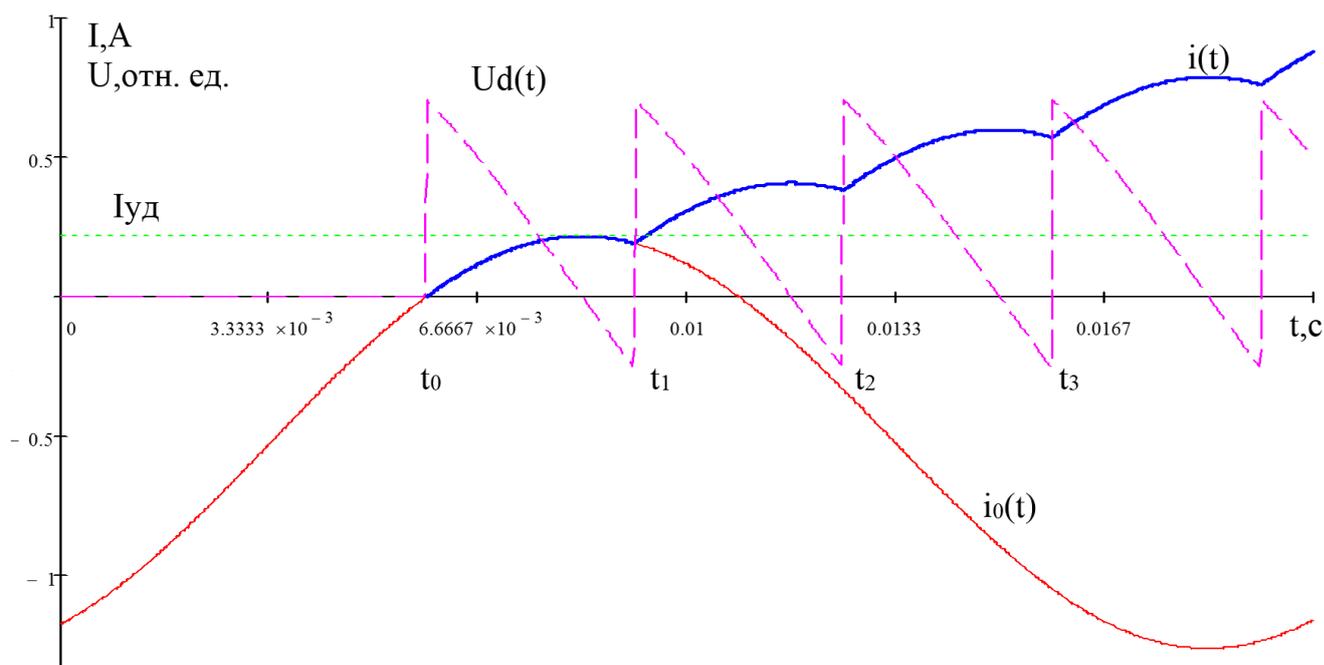


Рисунок 15 – Переходный процесс включения тиристорного преобразователя

При подаче управляющего импульса на тиристор его полупроводниковая структура насыщается зарядами, и тиристор находится в открытом состоянии, имея малое сопротивление, что соответствует принятым допущениям согласно первому аналитическому приближению. Снятие же управляющего импульса до момента нарастания тока в тиристоре до тока удержания $I_{уд}$ приводит к рассасыванию зарядов по полупроводниковой структуре, тиристор увеличивает свое активное сопротивление и переходит в закрытое состояние. Таким образом, формула (2.29) справедлива только в том случае, если за время, пока ток в тиристоре не вырос до тока удержания, на тиристор постоянно будет подаваться управляющий импульс.

Величина тока удержания зависит от конструкции тиристора, размеров областей полупроводниковой структуры и приводится в паспорте каждого тиристора. В справочнике [24] приводятся значения тока удержания $I_{уд}$ и тока включения $I_{вкл}$ для тиристорov на номинальный ток больше 10 А. Ток удержания для приведенных в справочнике тиристорov составляет от 0,08 до 0,3 А. Ток включения составляет от 0,15 до 0,5 (редко 2,0) А. При этом для обоих параметров преимущественно встречаются значения ближе к верхней границе

диапазона. Для дальнейших численных вычислений принимаем среднее значение тока удержания $I_{yд}$ равное 0,22 А.

В работе [80] предлагается определять длительность управляющего импульса из уравнения

$$i(t) = I_{yд}. \quad (2.39)$$

Время, соответствующее нарастанию тока до тока удержания, определяет длительность управляющего импульса. При этом приведенное в работе [80] уравнение для формы тока нагрузки выдает неверный результат при определенном соотношении активного и индуктивного сопротивлений нагрузки и учитывает интервал проводимости только одного тиристора.

На рисунке 16 приведены графики времени нарастания тока до тока удержания в электрических градусах (эл. град.) в зависимости от постоянной времени нагрузки T для четырех значений углов управления $\alpha = 0, 30, 60, 75$ эл. град., полученные решением кусочно-заданного трансцендентного уравнения (2.39).

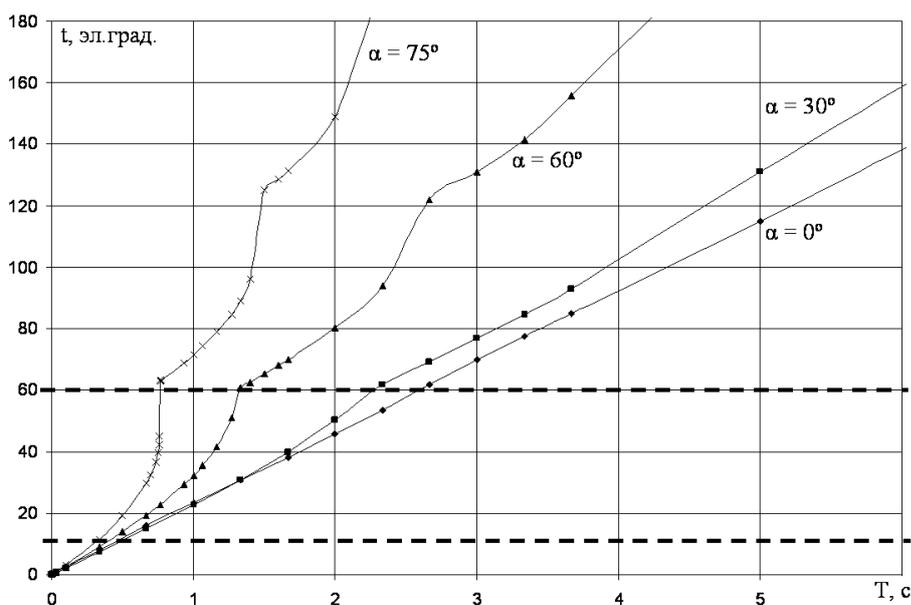


Рисунок 16 – Время нарастания тока удержания в ТП в зависимости от постоянной времени цепи нагрузки

Пренебрежение процессом коммутации не вносит сколь либо значительных изменений в полученные результаты, потому что, во-первых, коммутация вентиля может сказаться только при времени нарастания больше 60 градусов, во-вторых, коммутируемый ток настолько мал, что не приведет к возникновению большого угла коммутации λ .

На графиках рисунка 16 для углов управления 30 и 60 эл. град. видны изломы характеристики в районе значения времени нарастания 60 и 120 эл. град. Для угла управления 75 эл. град. виден разрыв в графике (соединенный прямой) и скачкообразное изменение

времени нарастания тока в районе тех же 60 и 120 эл. град. Эти особенности объясняются кусочным заданием тока функции времени. При времени нарастания больше 60 эл. град. в работу должен вступать следующий тиристор, обеспечивая нарастание тока в нагрузке до тока удержания подключением другой комбинации обмоток питающего трансформатора. Тот же процесс происходит при времени нарастания 120 эл. град., когда в работу вступает третий тиристор моста.

Разрыв в графике можно проиллюстрировать рисунком 15. При угле управления $\alpha > 60$ эл. град. форма тока на каждом интервале проводимости начинает приобретать точку перегиба, после которой ток некоторое время спадает за счет отрицательного напряжения, прикладываемого к нагрузке. Если ток за первый интервал проводимости не вырос до тока удержания, то это может произойти за следующий интервал проводимости. При этом в начале интервала должен сначала компенсироваться спад тока предыдущего интервала (см. рисунок 15). Таким образом, при незначительном увеличении постоянной времени цепи нагрузки при $\alpha > 60$ эл. град. время нарастания тока изменяется скачком.

Следует отметить, что скачкообразное изменение времени нарастания тока должно возникать несколько раньше, так как нарастание, спадание затем снова нарастание тока в районе тока удержания при снятии управляющего импульса приведет к раннему запираению тиристора и невозможности (или значительному увеличению времени) открывания тиристорного моста. Это свойство следует из уравнения (2.39), так как при приведенных значениях индуктивности оно имеет три решения.

На рисунке 16 штриховыми линиями отмечены два уровня времени нарастания тока – 10 и 60 эл. град. Из графика следует, что для постоянных времени нагрузки тиристорного преобразователя $T < 0,5$ с не требуется специальных мер для выполнения условия открывания тиристорного преобразователя на активно-индуктивную нагрузку. ТП открывается стандартным углом управления 8 – 10 эл. град.

При постоянных времени T от 0,5 до 1÷2 с необходимо применение широкого импульса длиной до 60 эл. град. управления тиристорами, при этом виден значительный разброс времени нарастания тока для различных углов управления. Для больших углов управления нет гарантии, что ток в тиристоре нарастет до тока удержания, и следовательно, процесс включения тиристорного моста будет происходить дольше одного периода проводимости, внося задержку в процессы управления.

Для постоянных времени $T > 2$ с видно, что процесс открывания ТП занимает более одного периода проводимости (60 эл. град.) даже при минимальных углах управления. При этом видно существенное увеличение времени нарастания тока до тока удержания при

увеличении угла управления – при угле управления $\alpha = 75$ эл. град. для постоянной времени нагрузки $T = 2$ с время нарастания тока составляет 150 эл. град.

Воспользовавшись усредненной зависимостью постоянной времени обмотки возбуждения и моментом двигателя $T_B = f(M_{\text{дв.ном}})$, представленной в работе [31], можно провести следующую классификацию электрических машин, используемых на подъемных установках, по управляемости при открывании ТП в зависимости от номинального момента:

$M_{\text{дв.ном}} < 20$ т·м, при постоянной времени обмотки возбуждения $T < 0,5$ с не существует проблем с открыванием ТП и привод способен управляться стандартным общепромышленным ТП; как правило, такие электрические машины не применяются на подъемных установках.

$M_{\text{дв.ном}} < 50$ т·м и $M_{\text{дв.ном}} > 20$ т·м, при постоянной времени обмотки возбуждения $T < 2$ с существует проблема с открыванием ТП, при этом без применения специальных мер возможно значительное затягивание процессов включения и реверсирования; как правило, такие электрические машины устанавливаются на редукторных подъемных установках малой и средней мощности.

$M_{\text{дв.ном}} > 50$ т·м, при постоянной времени обмотки возбуждения $T > 2$ с необходимо применение специальных мер для обеспечения открывания тиристорного преобразователя; как правило, такие электрические машины применяются на подъемных установках средней и большой мощности (> 1 МВт).

Представленная классификация показывает необходимость анализа электромагнитных процессов в тиристорных преобразователях, используемых в мощных электроприводах шахтных подъемных установок, с целью определения зависимостей и выработки принципов управления ТП, компенсирующих нелинейности в зоне малых токов.

2.1.7 Исследование модели тиристорного преобразователя

Исследование тиристорного преобразователя будем производить с использованием модели, полученной выше, и системы моделирования, структура и принципы работы описаны в третьей главе.

Время нарастания тока в тиристорном преобразователе определяется для широкого диапазона постоянных времени нагрузки и углов управления α и различной ширины управляющего импульса.

На рисунке 17 представлены статические характеристики модели тиристорного преобразователя при различной ширине управляющего импульса. Наблюдается скачкообразное увеличение напряжения при определенном угле управления, причем, чем больше ширина импульса, тем при меньшем угле управления происходит скачок. Поведение модели подтверждается реально снятой характеристикой, приведенной на рисунке 5.

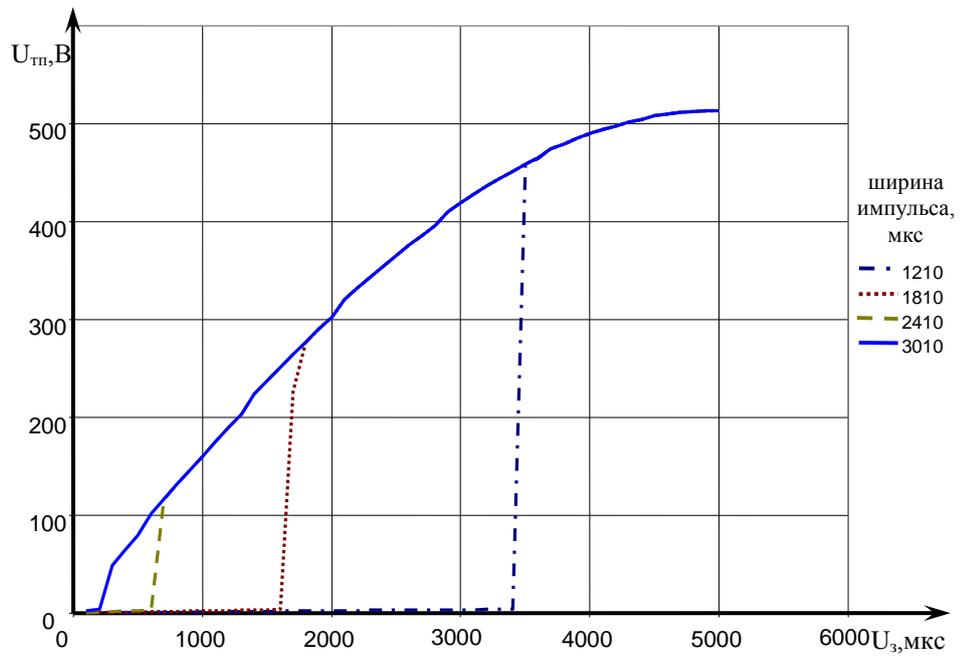


Рисунок 17 – Статическая характеристика напряжения тиристорного преобразователя

$U_{тп} = f(U_3)$, полученная из модели, при различной ширине управляющего импульса

На рисунке 18 продемонстрирован переходный процесс включения тиристорного преобразователя на индуктивную нагрузку, полученный в модели.

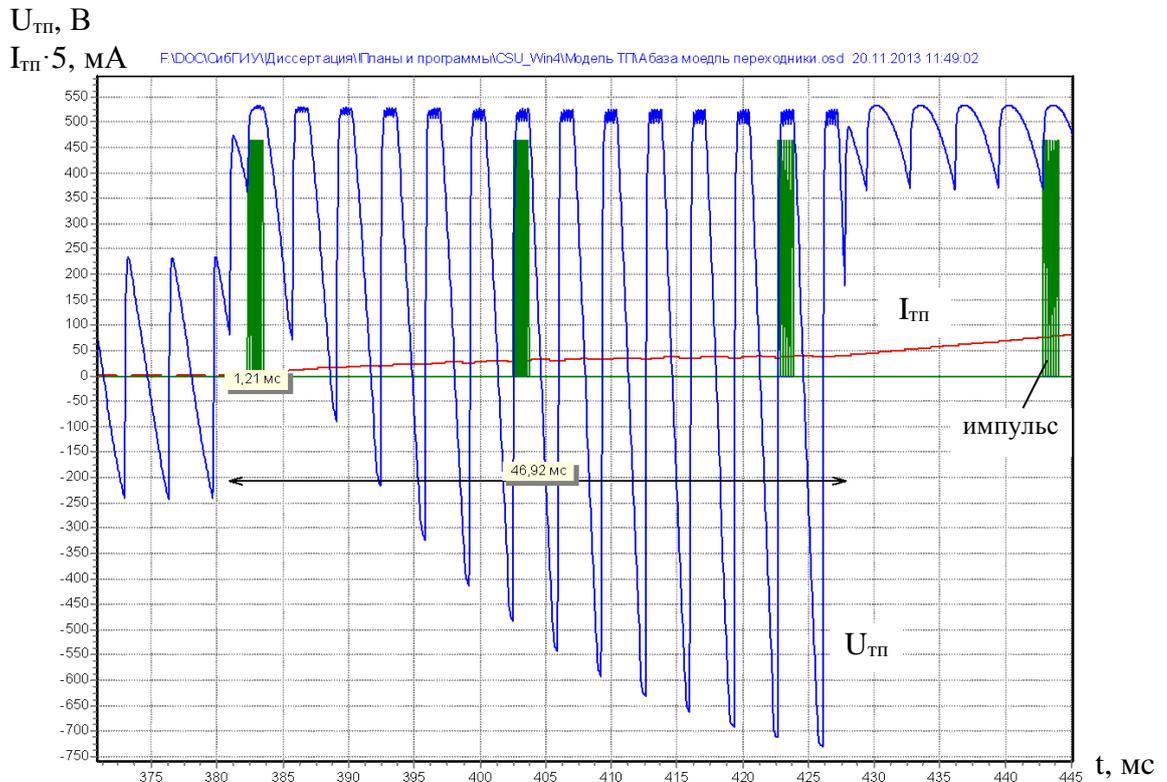


Рисунок 18 – Переходный процесс при включении тиристорного преобразователя с учетом нелинейных свойств тиристора, при задании 4000 мкс, ширине импульса 1210 мкс

На рисунке 18, кроме тока и напряжения тиристорного преобразователя, приведен импульс управления первым тиристором. На переходных процессах наблюдается уменьшение напряжения преобразователя после снятия управляющего импульса. Уменьшение напряжения зависит от величины тока и от времени между подаваемыми импульсами. Чем больше ток, тем больше амплитуда обратного выброса напряжения, и чем меньше ширина импульса, тем больше время между импульсами. Тем самым площадь под кривой разности напряжений с учетом и без учета напряжения в тиристоре больше. При описании модели в системе управления с достаточной степенью точности можно оперировать средними величинами за период проводимости одного тиристора.

Исследуем теперь систему по выходной координате – току преобразователя. Работа в таких малых токах приведет к насыщению (полному открытию) преобразователя в начальный момент времени. Это подтверждается и моделированием. Исследуемыми переменными параметрами в таком случае будут: ширина управляющего импульса, максимально допустимый угол управления преобразователем и постоянная времени цепи возбуждения (нагрузки).

На рисунке 19 приведена зависимость времени нарастания тока до тока включения тиристоров $t_{нар}$ от ширины импульсов управления тиристорами Sh в случае включения тиристорного преобразователя, а также установившееся значение тока $I_{уст}$, если преобразователь не включается. Семейство характеристик приведено для различных минимальных углов управления, ограниченных на входе преобразователя. Графики приведены для постоянной времени $T_{ov} = 2с$. Видно, что характеристики разных цветов для одного максимального угла сходятся в одном значении ширины импульса управления, в котором происходит переход между открыванием и неоткрыванием преобразователя.

Для постоянной времени 2 с при угле управления шириной менее 1200 мкс наблюдается отсутствие возможности открыть преобразователь при любом угле управления. Также уход графика $t_{нар}$ вверх, выше уровня при ширине 3300 мкс, показывает затягивание переходного процесса при нарастании тока.

На рисунке 20 показана величина обратная времени нарастания тока до тока удержания в функции угла управления. Зависимость напоминает регулировочную характеристику тиристорного преобразователя при широких импульсах правления и существенно искажается при сокращении ширины импульса.

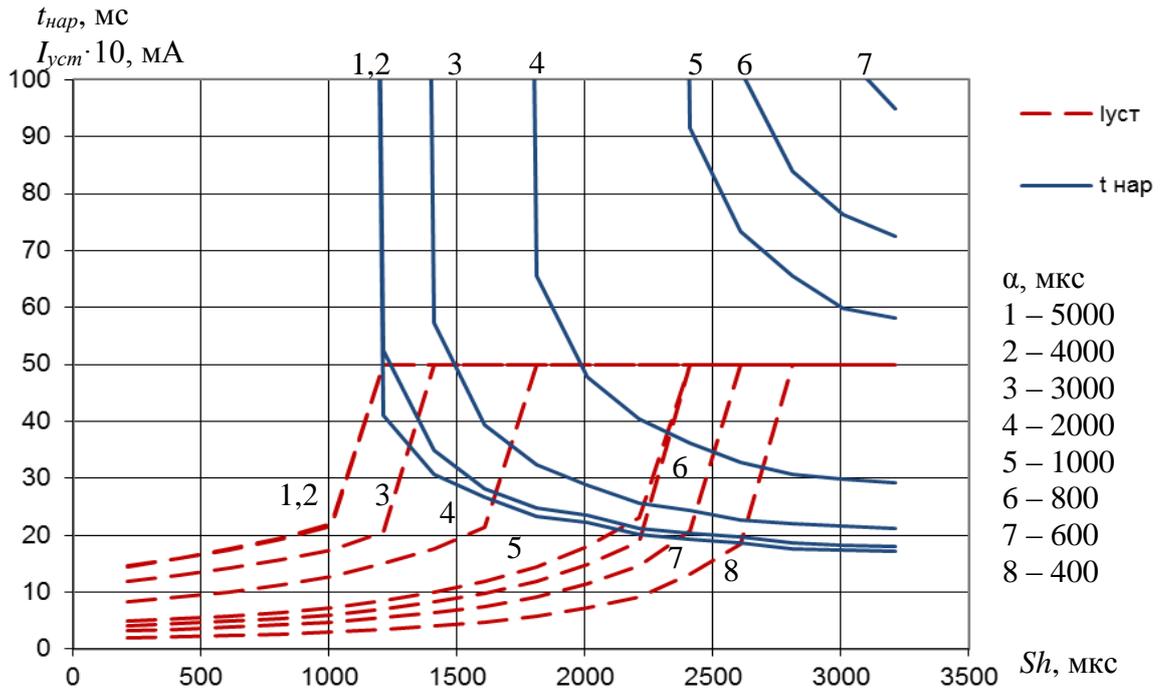


Рисунок 19 – Зависимость времени нарастания $t_{нар}$ от ширины управляющего импульса Sh

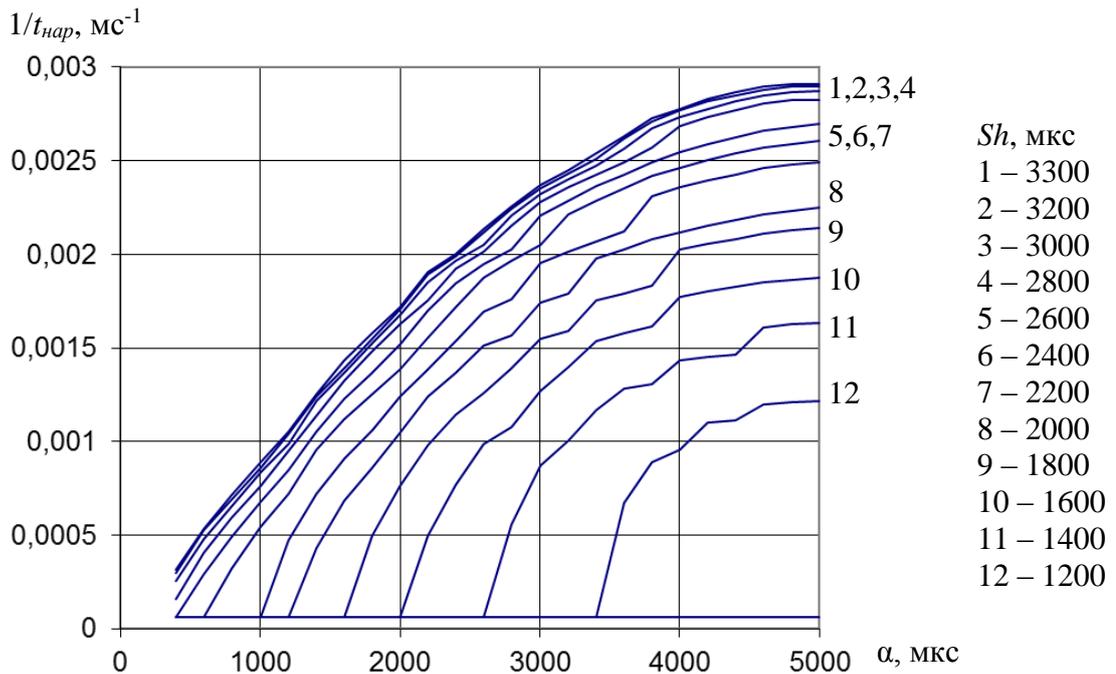


Рисунок 20 – Зависимость обратного времени нарастания $1/t_{нар}$ от угла управления α

На рисунке 21 представлена зависимость $t_{нар}$ в функции угла управления α при различных значениях ширины управляющего импульса Sh . Наблюдается резкое увеличение времени нарастания тока при уменьшении величины задания.

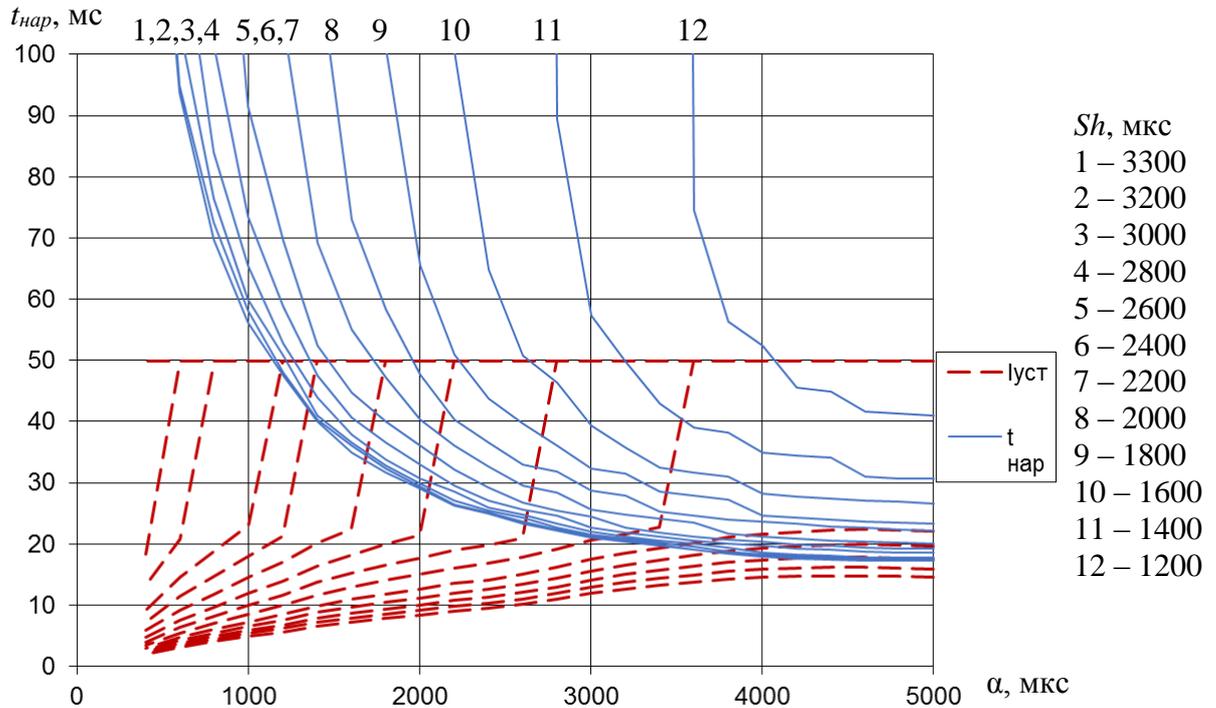


Рисунок 21 – Зависимость времени нарастания от максимального угла управления

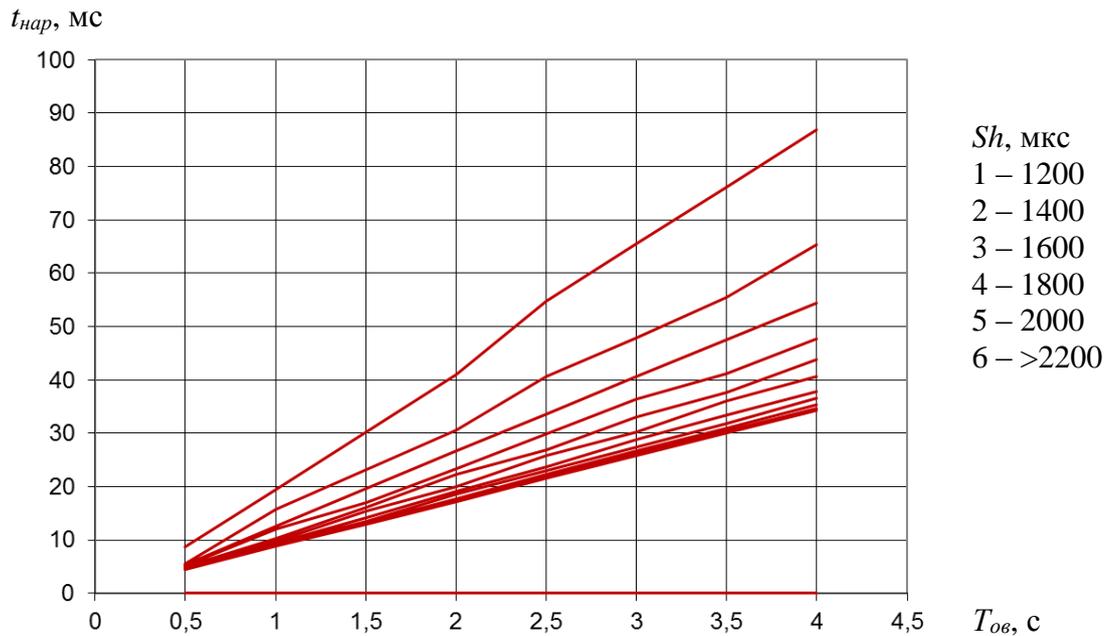


Рисунок 22 – Зависимость времени нарастания от постоянной времени нагрузки

Коэффициент корреляции между временем нарастания и постоянной времени нагрузки, график зависимости между которыми приведен на рисунке 22, равен 0.9999, что говорит о линейной взаимосвязи этих параметров. В таком диапазоне измерений апериодическое звено можно рассматривать как чисто интегрирующее; в данном случае постоянная времени и время нарастания тока связаны линейным коэффициентом пропорциональности.

Исходя из приведенных рассуждений, для учета нелинейных свойств тиристора можно ввести внутреннюю обратную связь, охватывающую звено, описывающее цепь обмотки

возбуждения. На рисунке 23 представлена структурная схема тиристорного преобразователя, в котором учены нелинейные свойства тиристора за счет нелинейной обратной связи. Нелинейный элемент отключает действие обратной связи при достижении тока включения тиристора. Такой нелинейный элемент должен обладать релейной характеристикой, которая после достижения тока включения равна нулю, пока ток не снизится до нуля.

Функциональная зависимость $f(I_{\text{тп}}, Sh)$ определяется параметрами модели и её необходимо определить по имеющимся данным исследования модели.

$$U_{\Delta} = f(I_{\text{тп}}, Sh) = K_I (3300 - Sh) I_{\text{тп}}, \quad (2.40)$$

где K_I – коэффициент пропорциональности.

В формуле (2.40) представлен вариант функциональной зависимости, определяющей уменьшения значения напряжения за счет нелинейных свойств.

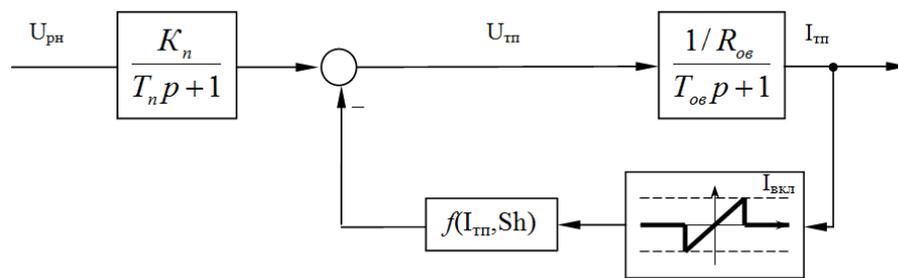


Рисунок 23 – Структурная схема тиристорного преобразователя с учетом нелинейных свойств тиристора

Предложенные графики позволяют вывести зависимость ширины импульса и угла управления тиристорного преобразователя, которая определяет линейность ТП. На рисунке 24 представлена зависимость затягивания переходного процесса $t_{\text{нар}}/t_{\text{нар мин}}$ от параметров ширины импульса и максимально допустимого угла управления; другими словами, относительная зависимость времени при самом широком импульсе за интервал проводимости тиристора. Минимальное время нарастания тока $t_{\text{нар мин}}$ принято при самой большой ширине импульса 3300 мкс. На рисунке 25 та же зависимость представлена в плоском масштабе.

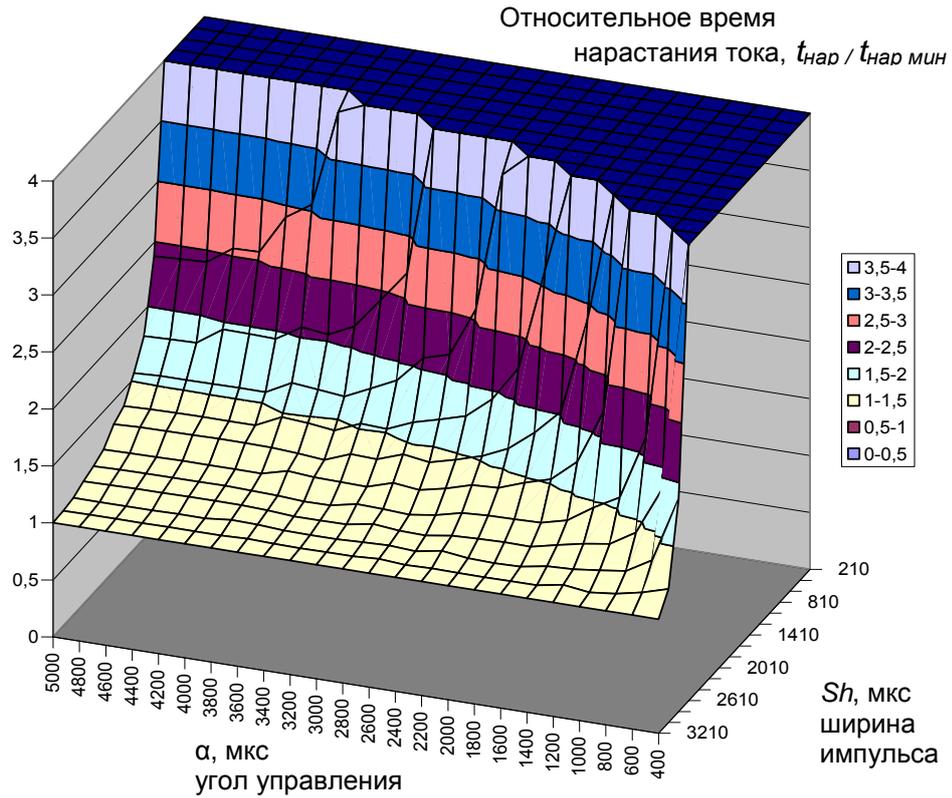


Рисунок 24 – Относительное затягивание времени реверса в функции ширины импульса Sh , мкс и угла управления α , мкс

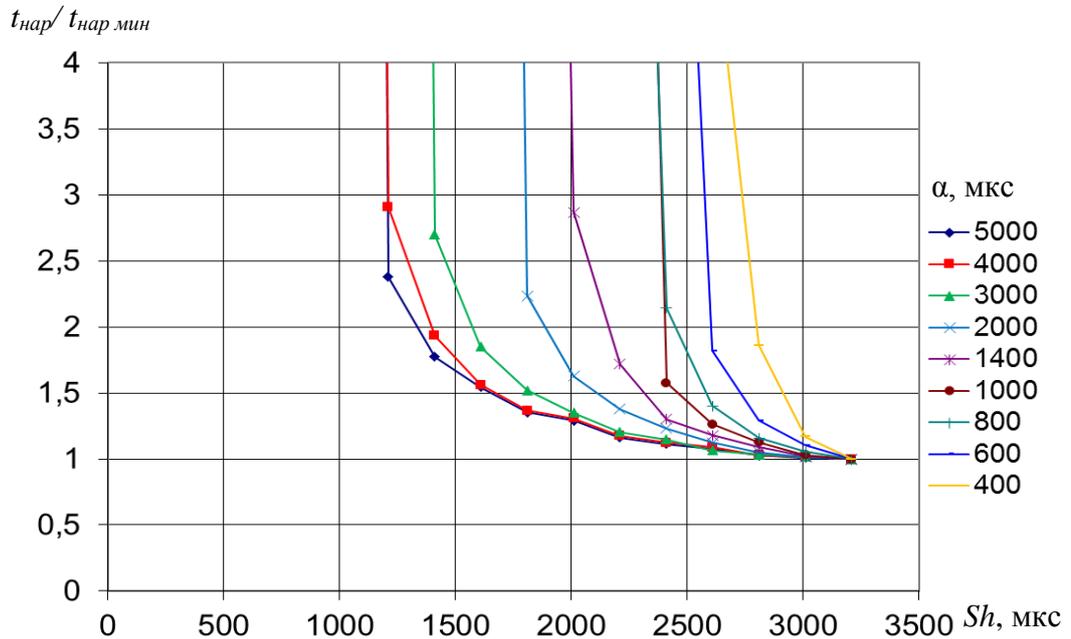


Рисунок 25 – Время нарастания тока относительно времени нарастания тока при полной ширине управления, равной времени проводимости тиристора (относительное затягивание реверса)

Как видно из таблицы 2, связь между шириной импульса и углом управления представляет собой нелинейную зависимость как для случая отсутствия возможности

нарастания тока, так и для затягивания переходного процесса в 1,5 раза. Ячейки, в которых выполняется указанное условие, выделены цветом. Подбор функциональной зависимости позволил определить, что ее можно описать выражением

$$Sh = Sh_{max} \sin \alpha, \quad (2.41)$$

где α – угол управления при условии углового задания.

Относительное время нарастания не зависит от постоянной времени нагрузки. Как видно из формулы (2.41), определяющей величиной является максимальная ширина управляющего импульса Sh_{max} , которая определяется при максимальном угле управления преобразователя. Эту величину возможно определить экспериментально, увеличивая ширину управляющего импульса при полностью открытом преобразователе. Величина Sh_{max} зависит от коэффициента форсировки преобразователя и от тока удержания тиристора.

Зависимость максимального угла управления от величины постоянной времени нагрузки в исследуемом диапазоне является прямо пропорциональной:

$$Sh_{max} = K * T_{ov}, \quad (2.42)$$

где K – коэффициент пропорциональности.

Таблица 2 – Время затягивания переходного процесса относительно времени нарастания тока при ширине управления тиристором, равной времени проводимости тиристора

Угол управления, мкс	Ширина импульса Sh, мкс											
	1010	1210	1410	1610	1810	2010	2210	2410	2610	2810	3010	3210
5000	–	2,38	1,77	1,54	1,35	1,29	1,16	1,11	1,08	1,03	1,01	1
4800	–	2,39	1,78	1,56	1,36	1,30	1,17	1,12	1,08	1,03	1,01	1
4600	–	2,40	1,79	1,56	1,37	1,30	1,17	1,12	1,08	1,03	1,01	1
4400	–	2,56	1,94	1,56	1,37	1,30	1,17	1,12	1,09	1,03	1,01	1
4200	–	2,56	1,94	1,56	1,37	1,31	1,17	1,12	1,09	1,03	1,01	1
4000	–	2,91	1,93	1,56	1,37	1,31	1,17	1,12	1,09	1,03	1,01	1
3800	–	3,05	2,07	1,68	1,48	1,30	1,17	1,12	1,09	1,05	1,01	1
3600	–	3,90	2,04	1,66	1,46	1,29	1,23	1,11	1,08	1,05	1,02	1
3400	–	–	2,16	1,64	1,43	1,27	1,21	1,10	1,06	1,04	1,02	1
3200	–	–	2,42	1,74	1,53	1,36	1,21	1,10	1,06	1,03	1,01	1
3000	–	–	2,70	1,85	1,52	1,35	1,20	1,15	1,07	1,03	1,01	1
2800	–	–	4,01	2,08	1,61	1,43	1,28	1,14	1,11	1,04	1,02	1
2600	–	–	–	2,15	1,68	1,40	1,25	1,13	1,08	1,05	1,03	1
2400	–	–	–	2,59	1,75	1,46	1,30	1,16	1,08	1,04	1,01	1
2200	–	–	–	3,80	1,93	1,53	1,37	1,22	1,11	1,08	1,02	1
2000	–	–	–	–	2,24	1,63	1,38	1,23	1,12	1,05	1,02	1
1800	–	–	–	–	3,13	1,80	1,46	1,24	1,13	1,04	1,02	1
1600	–	–	–	–	–	2,03	1,53	1,24	1,13	1,05	1,02	1
1400	–	–	–	–	–	2,87	1,72	1,30	1,18	1,09	1,02	1
1200	–	–	–	–	–	–	2,20	1,45	1,23	1,10	1,06	1
1000	–	–	–	–	–	–	–	1,57	1,26	1,13	1,03	1
800	–	–	–	–	–	–	–	2,14	1,40	1,16	1,05	1
600	–	–	–	–	–	–	–	–	1,82	1,29	1,10	1
400	–	–	–	–	–	–	–	–	–	1,86	1,17	1

Полученные зависимости объясняют характер переходных процессов в тиристорных преобразователях и позволяют выработать управление, обеспечивающее необходимые свойства ТП.

2.1.8 Алгоритм управления шириной управляющего импульса при работе на индуктивную нагрузку большой мощности

Получив представленные закономерности, можно предложить алгоритм управления шириной импульсов тиристорного преобразователя.

Требуемая длительность импульса управления зависит от времени задержки включения, схемы и характера нагрузки. За время протекания импульса по меньшей мере должен быть достигнут ток включения $I_{вкл}$ тиристора с учетом индуктивности нагрузки. В противном случае тиристор перейдет обратно в закрытое состояние. Если после включения тиристора анодный ток может иметь колебательный характер, уменьшаясь до тока удержания тиристора $I_{уд}$, то импульс управления должен длиться до тех пор, пока тиристор не сможет закрыться из-за этих колебаний [1].

Описание характеристик управляющего электрода, представлено в работе [24]. Для сохранения надежности тиристора мощность, подводимая к управляющему электроду, должна быть ограничена. Особенно это важно при нагрузке тиристора номинальным током и в режимах перегрузки. Полупроводниковая структура в этих режимах работает с максимальной теплоотдачей и тепловыделением. Сокращение ширины управляющего импульса в этих режимах приводит к уменьшению нагрева соответствующего $p - n$ перехода.

При выходе из зоны малых токов широкий импульс, постоянно подаваемый на тиристор, дополнительно нагревает полупроводниковую структуру. Ширина импульса на среднем участке рабочей характеристики должна быть достаточной для коммутации тиристором. Такое управление соответствует стандартной ширине импульса 8 – 10 эл. град. При работе на ЭДС при углах управления менее 30 эл. град. ЭДС двигателя может превысить мгновенное значение напряжения питающей сети, что приведет к невозможности открыть тиристор на этом интервале. В таком случае ширина управляющего импульса должна быть больше $(30 - \alpha)$, где α – угол управления.

Сокращение ширины управляющего импульса может привести к образованию перенапряжения на интервале проводимости одного тиристора, что видно на рисунке 18. На этапе снижения тока в мосту, выходящем из работы при отдельном управлении, такое перенапряжение может привести к ложному срабатыванию датчика проводимости вентилей, основанному на измерении напряжения на каждом тиристоре. Вывод – сокращать

управляющий импульс до срабатывания датчика закрытого состояния мостов в зоне малых токов при снижении тока нельзя.

Алгоритм управления шириной импульса может быть представлен следующими пунктами:

1. Если ток преобразователя меньше, чем два значения тока включения тиристора, то рассчитать ширину импульса в соответствии с заданием по формуле (2.41).
2. Если ток превышает указанную величину, то задать ширину управляющего импульса 8 – 10 эл. град., достаточную для устойчивого формирования импульса и включения тиристора в этом режиме.
3. Если ток снижается и переходит к минимальному значению для реверса, выставить максимальную ширину импульса 120 эл. град. с учетом подтверждающего импульса.

В результате математических зависимостей (2.41) и (2.42) получен алгоритм управления, позволяющий компенсировать влияние нелинейных свойств тиристора при сохранении его энергетических показателей, одновременно не перегружая тиристор по цепи управления.

2.2 Математическое описание объекта управления

Приведем математическое описание объекта управления для дальнейшего синтеза системы управления.

2.2.1 Математическая модель двигателя

Объектом управления для тиристорного преобразователя могут являться обмотка возбуждения генератора постоянного тока и обмотка возбуждения, либо сам двигатель постоянного тока. В случае работы на обмотку возбуждения ЭДС нагрузки отсутствует. Произведем математическое описание двигателя [15].

Двигатель постоянного тока описывается следующими уравнениями в операторной форме:

$$\begin{cases} U_D = E_d + R_{яц} \cdot I_{я} + L_{я} \cdot p \cdot I_{я}; \\ E_d = k\Phi \cdot \omega; \\ M - M_{ст} = J \cdot p \cdot \omega; \\ M = k\Phi \cdot I_{я}; \end{cases} \quad (2.43)$$

где U_D – напряжение, подводимое к двигателю;

E_d – ЭДС, создаваемое двигателем;

ω – скорость вращения двигателя;

M – момент, создаваемый двигателем;

$M_{ст}$ – статический момент, создаваемый на валу двигателя;

$I_я$ – ток в якоре двигателя;

$R_{яц}$ – активное сопротивление якорной цепи двигателя;

$L_я$ – индуктивное сопротивление якорной цепи двигателя;

$k\Phi$ – произведение конструктивного коэффициента двигателя на поток, создаваемый обмоткой возбуждения;

J – момент инерции системы;

p – оператор дифференцирования d/dt .

Проведя преобразования и считая поток возбуждения постоянным, получим:

$$\begin{cases} U_d - E_d = R_{яц}(1 + T_я \cdot p) \cdot I_я; \\ E_d = k\Phi \cdot \omega; \\ I_я - I_{ст} = \frac{k\Phi}{R_{яц}} T_M \cdot p \cdot \omega; \end{cases} \quad (2.44)$$

где $I_{ст} = M_{ст} / (k\Phi)$ – ток, эквивалентный статической нагрузке;

$T_я$ – электромагнитная постоянная времени цепи якоря, $T_я = L_я / R_{яц}$;

T_M – электромеханическая постоянная времени, $T_M = J \cdot R_{яц} / (k\Phi)^2$.

Тогда по полученным уравнениям можно составить детализированную структурную схему исполнительного двигателя при постоянном возбуждении в следующем общепринятом виде, представленном на рисунке 26.

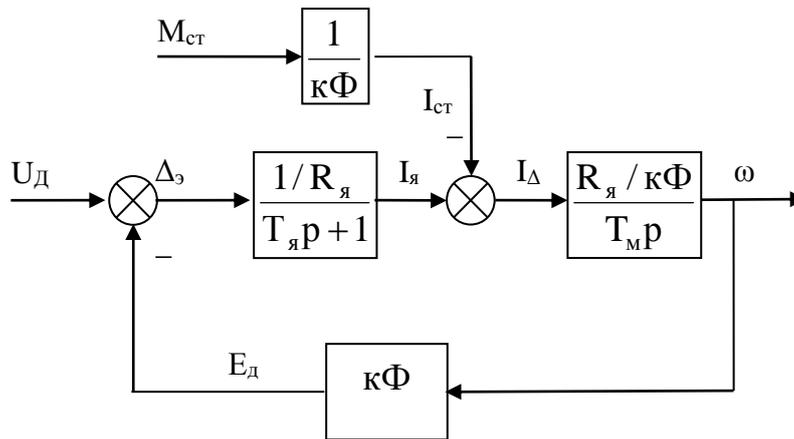


Рисунок 26 – Детализированная структурная схема исполнительного двигателя при постоянном возбуждении

Запишем выражение передаточной функции двигателя по управляющему ($M_{ст} = 0$, $\Delta M_{ст} = \text{const}$) и по возмущающему ($U_я = 0$, $\Delta U_я = \text{const}$) воздействиям:

$$W_{д}^{U_{Г}} = \frac{1/k_{\Phi}}{T_{я}T_{м}p^2 + T_{м}p + 1}; \quad (2.45)$$

$$W_{д}^{M_{ст}} = \frac{\frac{R_{я}}{(k_{\Phi})^2}(T_{я}p + 1)}{T_{я}T_{м}p^2 + T_{м}p + 1}. \quad (2.46)$$

2.2.2 Математическое описание генератора

Произведем математическое описание генератора. Упростим полученные выше выражения. Вихревыми токами и динамической зависимостью между током и потоком в генераторе пренебрегаем. В этом случае генератор описывается следующими уравнениями:

$$\begin{cases} U_{Г} = k_{Г}\Phi_{Г}\cdot\omega_{Г}, \\ U_{тп} = R_{овг} (1 + T_{Г}\cdot p)\cdot I_{тп}, \\ \Phi_{Г} = K_{\Phi}I_{тп}, \end{cases} \quad (2.47)$$

где $U_{Г}$ – напряжение, создаваемое генератором;

$U_{овг}$ – напряжение на обмотке возбуждения (ОВ) генератора;

$\omega_{Г}$ – скорость вращения генератора (равна скорости вращения гонного двигателя);

$\Phi_{Г}$ – поток, создаваемый ОВ генератора;

$I_{тп}$ – ток в ОВ;

$k_{Г}$ – конструктивный коэффициент генератора;

$R_{овг}$ – активное сопротивление ОВ генератора;

$T_{Г}$ – постоянная времени ОВ генератора;

K_{Φ} – коэффициент, связывающий величину тока в ОВ и поток, создаваемый в генераторе;

p – в данном случае оператор дифференцирования.

Принимаем, что скорость вращения гонного двигателя, приводящего в движение генератор, постоянна.

Из полученных уравнений получаем передаточную функцию генератора:

$$W_{г}(p) = \frac{U_{г}(p)}{U_{тп}(p)} = \frac{K_{г}}{T_{г}p + 1}, \quad (2.48)$$

где $K_{г}$ – коэффициент передачи генератора,

p – оператор Лапласа.

2.2.3 Статическая характеристика генератора

На рисунке 27 представлена статическая характеристика генератора. Наблюдается гистерезис (16 В остаточного напряжения при нулевом задании, 32 В высота зоны гистерезиса) характеристики вследствие остаточного намагничивания генератора, а также нелинейных

характер в районе максимальных значений напряжения и тока вследствие насыщения магнитопровода.

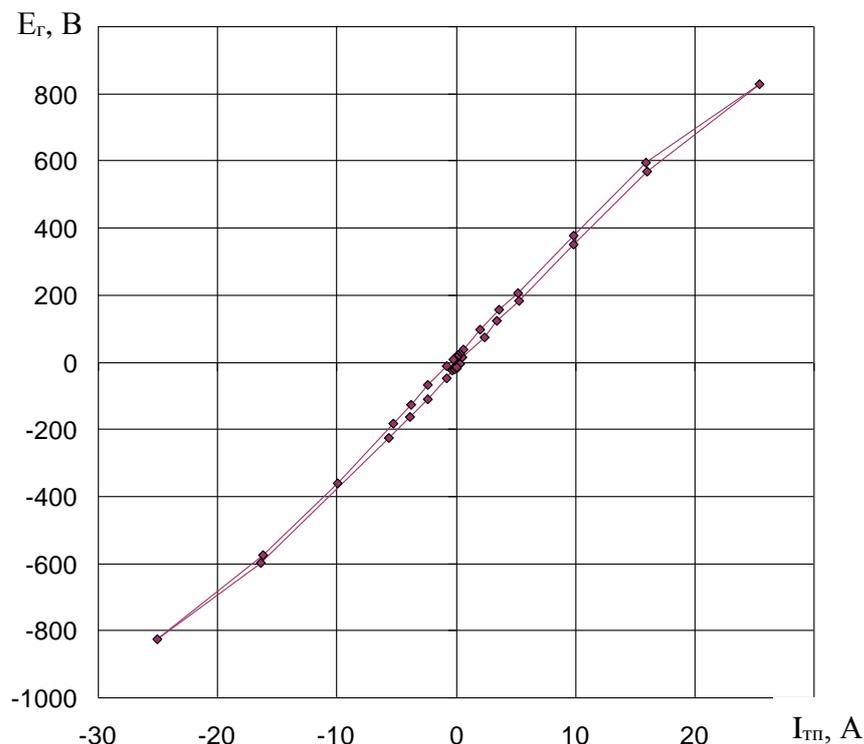


Рисунок 27 – Статическая характеристика генератора

Наличие широкой зоны гистерезиса приводит к появлению колебательных процессов в тиристорном преобразователе и ухудшает регулировочные характеристики электропривода. Все указанные характеристики объекта управления необходимо учитывать при дальнейшем построении системы автоматического регулирования.

2.3 Система регулирования скорости

Система автоматического регулирования скорости электропривода может быть выполнена различными способами, функциональные структуры которых рассмотрены в разделе 1.2.

При рассмотрении системы автоматического регулирования скорости будем считать, что тиристорный преобразователь работает на линейной части характеристики, при которой ток преобразователя выше зоны прерывистых токов и нелинейности, вызванной процессами в тиристоре. В таком случае тиристорный преобразователь может быть описан звеном запаздывания, $e^{-\tau p}$ (два запаздывания: система импульсно-фазового управления (СИФУ) и

тиристорный преобразователь), которое с достаточной степенью точности описывается аperiodическим звеном первого порядка [93]:

$$W_{II}(p) = \frac{K_{II}}{T_{II}p + 1}. \quad (2.49)$$

Для исследования системы автоматического регулирования скорости зададимся следующими параметрами подъемной установки. Эти параметры характерны для широкого класса исследуемых электроприводов большой мощности [64, 29].

В качестве примера рассматривается подъемная установка со следующими параметрами. Вертикальный ствол оснащён двухконцевой неуравновешенной подъёмной машиной типа ЦР6х3,2/0,75 с разрезным барабаном, предназначенной для подъёма руды.

Принятые параметры, необходимые при анализе системы регулирования, сведены в таблицу 3.

Таблица 3 – Параметры системы регулирования

Наименование величины	Обозначение	Значение
Сопротивлений якорной цепи	Ря	0,039 Ом
Электромагнитная постоянная якорной цепи	Тя	0,1 с
Коэффициент ЭДС	кФ	262 В·с
Электромеханическая постоянная времени привода	Тм	1 с
Коэффициент передачи генератора	Кг	10
Постоянная времени генератора	Тг	2 с
Коэффициент передачи тиристорного преобразователя	Кп	70
Постоянная времени тиристорного преобразователя	Тп	0,01 с
Коэффициент обратной связи по напряжению генератора (двигателя)	Кднг	0,005 В/В
Коэффициент обратной связи по току	Кдт	0,00125 В/А

Основные соотношения между постоянными времени и коэффициентами соответствуют большому классу подъемных установок. Тиристорный преобразователь обладает самой маленькой постоянной времени $T_{п}$ и самым большим коэффициентом усиления $K_{п}$, как основной преобразователь, связывающий управляющую и силовую части электропривода. Постоянная времени якорной цепи $T_{я}$ на порядок больше $T_{п}$. Механическая постоянная $T_{м}$ на

порядок больше T_j в связи с большими моментами инерции двигателя и рабочего органа подъемной установки. Этот тип электропривода относится к электроприводу с «гранично большими параметрами» [64]. Самыми большими постоянными являются постоянные времени обмоток возбуждения электрических машин. Как было показано выше, эти постоянные времени зависят от насыщения магнитосистемы электрической машины и измеряются секундами, т.е. больше механической постоянной времени. Коэффициенты датчиков обратной связи имеют достаточно малые значения в связи с широкими диапазонами регулирования и большими максимальными значениями измеряемых координат, о которых можно судить по номинальным данным электрических машин привода.

2.3.1 Контур напряжения генератора

Схема управления скоростью (ЭДС) двигателя мощных приводов за счет регулирования напряжения возбуждения генератора при наличии подчиненного контура напряжения находит широкое распространение [29, 64]. Этим компенсируется постоянная времени генератора и обеспечивается линейность характеристик преобразователя электрической энергии за счет обратной связи.

Контур напряжения, представленный на рисунке 28, включает в себя регулятор напряжения (РН). Выходное напряжение РН подано на систему управления тиристорным возбудителем.

Передаточную функцию регулятора напряжения выбирают из заданного быстродействия и ошибки регулирования. Так как контур напряжения является внутренним, то его стараются настроить на максимальное быстродействие при минимальной ошибке. Ввиду того, что генератор имеет значительную инерционность, затягивающую переходные процессы, то необходимо принимать меры для компенсации большой постоянной времени T_2 . В противном случае она будет прибавляться к сумме малых постоянных времени и снижать быстродействие процесса регулирования.

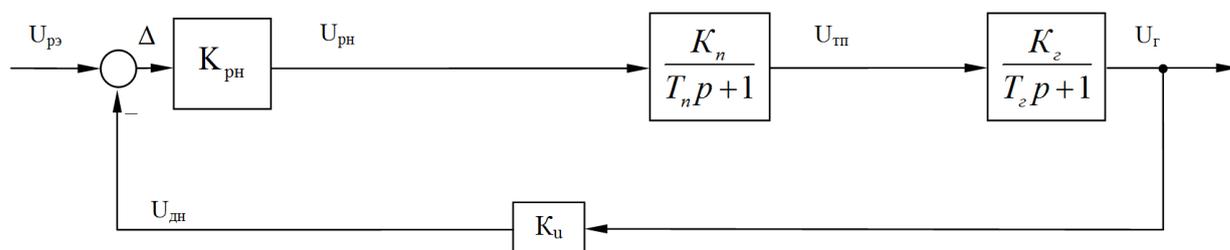


Рисунок 28 – Структурная схема контура напряжения генератора

Как видно, объект регулирования не содержит интегрирующих звеньев. В этом случае можно провести оптимизацию модуля передаточной функции контура регулирования.

Рассмотрим возможность использования P -регулятора. Осуществить компенсацию здесь невозможно, так что передаточная функция разомкнутого контура $W_{\text{кн}}^{\text{раз}}(p)$ полностью входит в выражение для передаточной функции замкнутого контура:

$$W_{\text{кн}}(p) = \frac{E_z(p)}{U_{\text{зн}}(p)} = \frac{K_{\text{рн}}}{K_{\text{рн}}K_n + 1 + p(T_z + T_n) + p^2T_zT_n}. \quad (2.50)$$

Для случая, когда $T_r > 20T_n$, т.е. $T_n \ll T_r$, имеем

$$T_z \approx 2K_{\text{рн}}K_n T_n.$$

Отсюда определяющее уравнение для коэффициента пропорционального усиления регулятора имеет вид

$$K_{\text{рн}} = \frac{T_z}{2K_n T_n}.$$

Воспользовавшись принятыми допущениями, можно считать что $(T_n + T_r) \approx T_r$. Сократим постоянную времени генератора. В результате оптимизации замкнутый контур напряжения может быть представлен следующим звеном:

$$W_{\text{зкн}}(p) = \frac{1/K_n}{2T_n^2 p^2 + 2T_n p + 1}. \quad (2.51)$$

2.3.2 Построение целевой функции

Для целей оптимизации системы введем понятие целевой функции и проведем исследование в широком диапазоне изменения параметров.

В рамках исследования ставится задача не точности выделения ЭДС, а обеспечения качества управления выходной координатой скоростью электропривода с учетом ограничений. Поэтому следует рассматривать способы выделения ЭДС как способы параллельной коррекции системы и оптимизацию производить исходя из показателей качества регулирования координат.

В результате решения различных модельных задач установлено, что при выполнении синтеза системы достаточно контролировать степень колебательности и перерегулирование по управляемой переменной [36].

Электропривод подъемной установки не обрабатывает ступенчатое изменение задающего воздействия. Скорость нарастания задающего воздействия ограничена задатчиком интенсивности. Основным показателем качества управления в таком случае выступает поведение тока якорной цепи. Идеальной считается трапецеидальная диаграмма тока с

ограничением производной по току на уровне $5I_H$ за секунду для коллекторных машин постоянного тока. Перерегулирование в токе, определяемое параметром колебательности, должно быть на уровне 5 % от установившегося значения.

Эталонный ток при пуске двигателя от задатчика интенсивности в холостую выберем в виде трапеции. Нарастание тока должно составить $5I_H$ в секунду, что для нашего случая при постоянной задатчика интенсивности $T_{зи} = 10$ с составит 0,15 с. Динамический ток (установившееся значение тока при пуске) зависит только от механической постоянной времени электропривода.

На основании приведенных рассуждений определим понятие целевой функции как квадрат разности между эталонным током и полученным в результате моделирования при пуске электропривода от задатчика интенсивности. Дополнительно ограничим эталонную функцию, воспользовавшись улучшенной интегральной оценкой [17] с постоянной времени $T_{эталон} = T_э = 0.1$ с.

График эталонной функции приведен на рисунке 29.

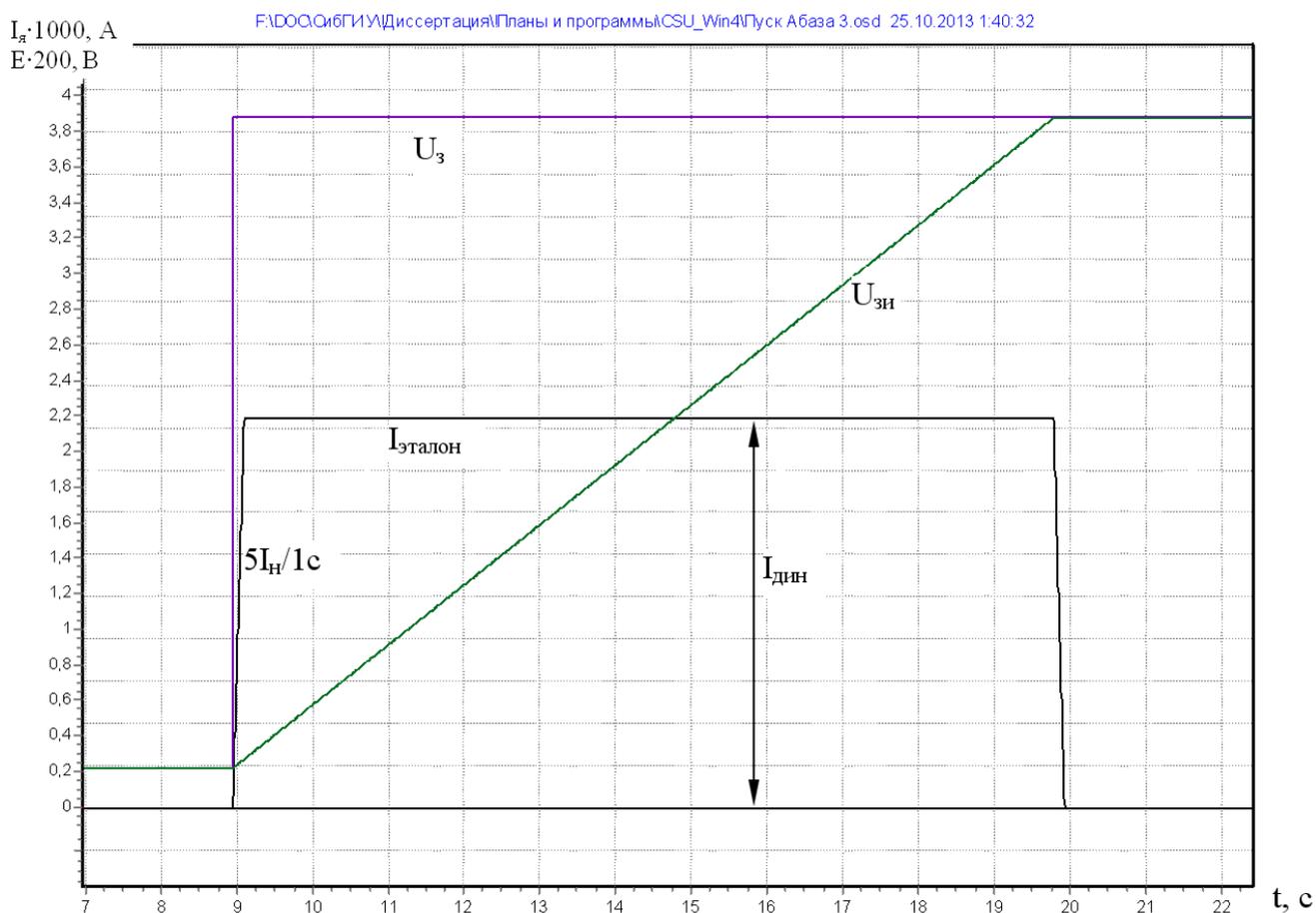


Рисунок 29 – График эталонной функции тока и задающего воздействия

Для ограничения перерегулирования воспользуемся методом штрафных функций [84] и введем, что при условии превышения на 5 % величины тока над эквивалентным разность

ошибки увеличивается в 100 раз, тем самым практически устанавливается барьер на превышение тока 5 % зоны. Выражение для целевой функции F_i будет

$$F_i = \int_a^b \left((I - I_{\text{эталон}}) + 100(I - I_{\text{эталон}})(I > 1.05I_{\text{эталон}}) \right)^2 dt, \quad (2.52)$$

где a , b – границы интервала, в котором производится анализ, a – начало подачи линейно нарастающего воздействия от датчика интенсивности на систему (0 с); b – окончание переходного процесса в токе и достижение им значения $I_{\text{дин}}$.

Примем $b = 10$ с как полное время разгона, определяемое датчиком интенсивности.

В дискретном времени в цифровой модели целевая функция F_{id} представляется как

$$F_{id} = dt \sum_{i=0}^{(b-a)/dt} \left((I - I_{\text{эталон}}) + 100(I - I_{\text{эталон}})(I > 1.05I_{\text{эталон}}) \right)^2, \quad (2.53)$$

где dt – интервал дискретизации модели.

2.3.3 Контур ЭДС

Двухконтурная система электропривода является системой однозонного регулирования (рисунок 30). Для того, чтобы исключить установку вращающихся датчиков скорости, реализована система с обратной связью по ЭДС. Однозначная пропорциональность между ЭДС и скоростью вращения якоря двигателя имеет место при постоянном потоке:

$$E = K\Phi\omega = C\omega \Big|_{\Phi=\text{const.}}$$

Системы автоматического регулирования (САР) с обратной связью по ЭДС отличаются от САР с обратной связью по скорости наличием узла измерения ЭДС. Для начала примем, что датчик ЭДС идеальный и измеренная ЭДС полностью соответствует ЭДС, создаваемой двигателем.

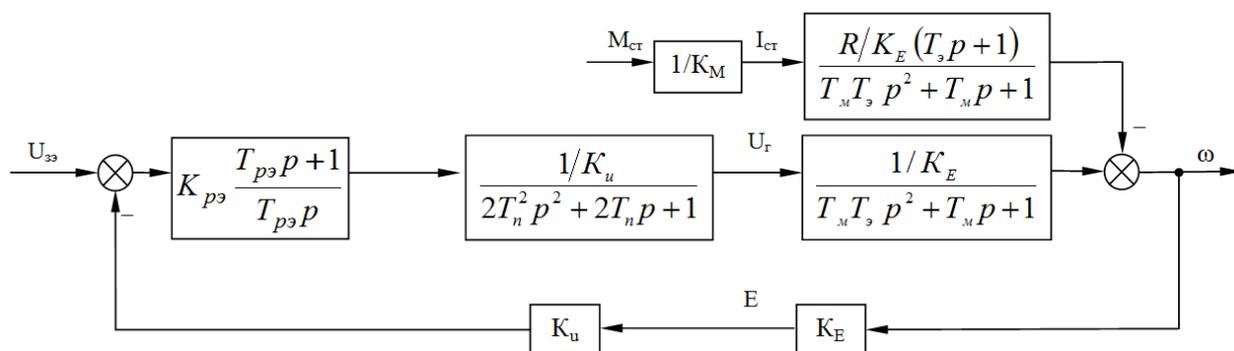


Рисунок 30 – Структурная схема контура регулирования ЭДС двигателя

Постоянные времени двигателя как замкнутого контура из формулы (2.45) при соотношении $T_m > 4T_э$, можно разложить на две составляющие T_1 и T_2 .

$$W_{\text{д}}^{\text{Уг}} = \frac{E(p)}{U_z(p)} = \frac{1}{T_{\text{я}}T_{\text{м}}p^2 + T_{\text{м}}p + 1} = \frac{1}{(T_1p + 1)(T_2p + 1)}, \quad (2.54)$$

$$\text{где } T_1 = \frac{T_{\text{м}} + \sqrt{T_{\text{м}}^2 - 4T_{\text{м}}T_{\text{я}}}}{2} = 0,89 \text{ с и } T_2 = \frac{T_{\text{м}} - \sqrt{T_{\text{м}}^2 - 4T_{\text{м}}T_{\text{я}}}}{2} = 0,11 \text{ с.}$$

Для оптимизации по техническому оптимуму необходимо получить передаточную функцию регулятора ЭДС в виде:

$$W_{\text{рз}}(p) = K_{\text{рз}} \frac{T_1p + 1}{T_1p}, \quad (2.55)$$

$$\text{где } K_{\text{рз}} = \frac{T_1K_{\text{н}}}{2(2T_{\text{н}} + T_2)K_{\text{е}}};$$

Быстродействие с ПИД регулятором, обеспечивающим компенсацию обоих постоянных времени двигателя, определяется фильтром. Чем меньше фильтр, тем больше быстродействие и меньше амплитуда реакции на возмущающее воздействие. При этом значительно возрастает реакция на шумы измерения в высокочастотной и среднечастотной областях, что видно по частотной характеристике управления от ошибки измерения. Это негативно сказывается на работе системы.

Получим передаточную функцию замкнутой системы

$$\begin{aligned} W_{\omega}^{\text{TrueE}}(p) &= \frac{\omega(p)}{U_{\text{зи}}(p)} = \\ &= \frac{K_{\text{рз}} \frac{T_{\text{рз}}p + 1}{T_{\text{рз}}p} \frac{1/K_{\text{у}}}{2T_{\text{н}}^2p^2 + 2T_{\text{н}}p + 1} \frac{1/K_{\text{е}}}{T_{\text{я}}T_{\text{м}}p^2 + T_{\text{м}}p + 1}}{1 + K_{\text{рз}} \frac{T_{\text{рз}}p + 1}{T_{\text{рз}}p} \frac{1}{2T_{\text{н}}^2p^2 + 2T_{\text{н}}p + 1} \frac{1}{T_{\text{я}}T_{\text{м}}p^2 + T_{\text{м}}p + 1}} = \\ &= \frac{K_{\text{рз}} 1/K_{\text{у}}K_{\text{е}}}{(2T_{\text{н}}^2p^2 + 2T_{\text{н}}p + 1)(T_2p + 1)T_{\text{рз}}p + K_{\text{рз}}} = \\ &= \frac{1/K_{\text{у}}K_{\text{е}}}{(2T_{\text{н}}^2p^2 + 2T_{\text{н}}p + 1)(T_2p + 1) \frac{T_{\text{рз}}}{K_{\text{рз}}} p + 1} \end{aligned} \quad (2.56)$$

Найдем кинетическую ошибку по управлению астатической системы для линейно нарастающего сигнала управления [40]. Установившееся значение ошибки при произвольном воздействии $x(t)$ составляет:

$$\delta_0 = \sum_{k=0}^l \frac{c_k}{k!} \frac{d^k x(t)}{dt^k}, \quad (2.57)$$

где $c_k = [d^k W_{\Delta x}(p)/dp^k]_{p=0}$.

Для линейно нарастающего сигнала все производные, кроме первой, будут равны нулю, а первая производная равна $\frac{dx(t)}{dt} = v$, где v – скорость изменения входной величины, определяемая задатчиком интенсивности. Найдем коэффициент

$$c_1 = \left. \frac{dW_{\Delta x}^{TrueE}(p)}{dp} \right|_{p=0}, \quad (2.58)$$

где

$$\begin{aligned} W_{\Delta x}^{TrueE}(p) &= \frac{1}{1 + K_{pэ} \frac{T_{pэ} p + 1}{T_{pэ} p} \frac{1}{2T_n^2 p^2 + 2T_n p + 1} \frac{1}{T_я T_м p^2 + T_м p + 1}} = \\ &= \frac{\frac{T_{pэ}}{K_{pэ}} p (2T_n^2 p^2 + 2T_n p + 1) (T_2 p + 1)}{(2T_n^2 p^2 + 2T_n p + 1) (T_2 p + 1) \frac{T_{pэ}}{K_{pэ}} p + 1}. \end{aligned}$$

Тогда

$$c_1 = \left. \frac{dW_{\Delta x}^{TrueE}(p)}{dp} \right|_{p=0} = \frac{T_{pэ}}{K_{pэ}}.$$

Кинетическая ошибка системы в этом случае составит $\frac{T_{pэ}}{K_{pэ}} v$.

2.3.4 Методика параметрического синтеза системы управления

Рассмотрим применение методики на примере синтеза контура ЭДС. Синтез системы автоматического регулирования будем производить с привлечение методов оптимизации. Для этого составим методику синтеза, основываясь на приведенных выше этапах:

1. Определить структуру системы автоматического регулирования и параметры объекта управления. Построить математическую модель системы автоматического регулирования
2. Определить желаемый вид переходной характеристики как эталонную функцию. Оптимизация может производиться по нескольким переходным характеристикам разных переменных состояния.

3. Построить целевую функцию, в которой влияние различных переменных учитывается весовыми коэффициентами. Наиболее удобно строить целевую функцию на основе интегральной квадратичной оценки.
4. Задаться пределами изменения искомых параметров системы управления.
5. Выбрать начальную точку внутри заданной области.
6. Получить вычислительную модель системы. Построить переходный процесс. Вычислить значение целевой функции.
7. Проверить условие завершения процедуры оптимизации с помощью выбранного критерия точности (например, $\Delta x < \delta$, где x - значение синтезируемого параметра). В случае выполнения условия перейти к пункту 9, иначе 8.
8. В соответствии с выбранным методом оптимизации определить новые значения искомых параметров и перейти к пункту 6.
9. Провести сравнения заданного и полученного переходного процесса с целью контроля удовлетворения полученных характеристик заданным условиям. В случае неудовлетворительных характеристик возврат и пересмотр пунктов с 5 по 1.

2.3.5 Оптимизация контура ЭДС при различных способах выделения ЭДС

Рассмотрим процесс измерения ЭДС двигателя. Из закона Кирхгофа ЭДС двигателя можно найти как

$$E(p) = U_c(p) - I_y(p)R_y(1 + T_y p). \quad (2.59)$$

В этом выражении присутствует операция чистого дифференцирования, которая физически не реализуема. На практике используется фильтрованный сигнал производной тока якоря, и часто этой производной при измерении ЭДС пренебрегают. Переходные процессы замкнутого контура ЭДС в случае пренебрежения производной по току якоря демонстрируют существенные динамические ошибки при использовании ПИ регулятора ЭДС.

Погрешности измерения ЭДС существенно ухудшают работу ПИД регулятора. В этом случае форсировка, получаемая из-за неучета индуктивности якорной цепи, формирует устойчивый множитель $T_y T_m$ при p^2 , компенсация которого не возможна, так как в нем нет настраиваемых параметров.

Применение ПИД регулятора с данным датчиком неоправданно, так как практически не увеличивает быстродействия и других показателей замкнутой системы.

Необходимо рассмотреть варианты выделения ЭДС, для нахождения наилучшего.

2.3.6 Структуры датчика ЭДС с применением гибкой обратной связи по напряжению

Рассмотрим способ выделения ЭДС, предложенный в работе [64]. Структурная схема такого способа измерения представлена на рисунке 31. В отличие от предыдущего способа в канал жесткой обратной связи по напряжению вводится модель двигателя по управлению $W_{\text{дв}}^{U_z}(p)$.

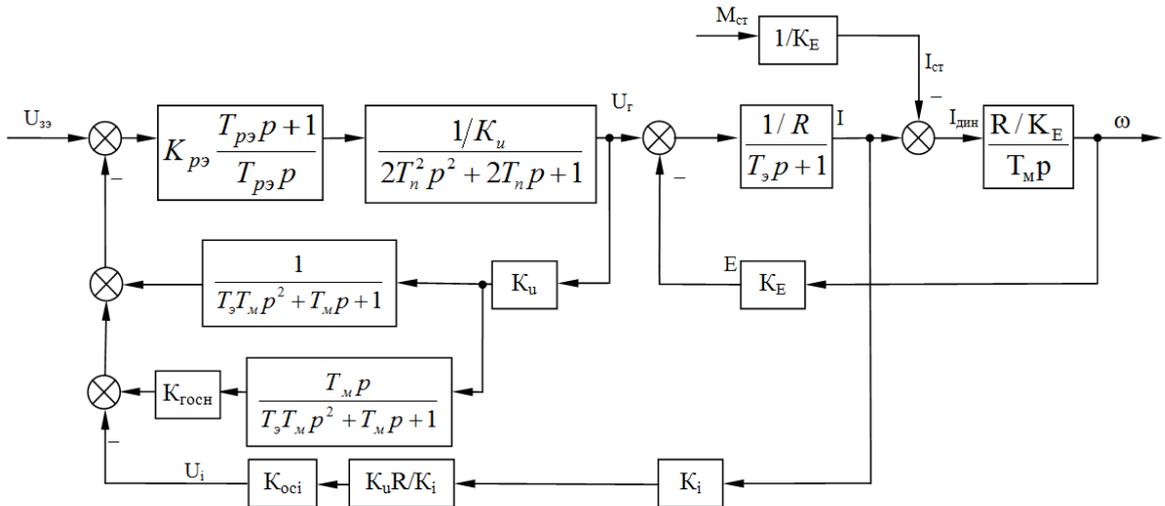


Рисунок 31 – Структурная схема контура ЭДС при измерении ЭДС по выражению (2.60)

Такая структура выступает в качестве модели двигателя по управлению. Найдем изображение ЭДС, измеряемой таким образом:

$$\begin{aligned}
 E_{\text{изм1}}(p) &= U_z(p) \frac{1}{T_я T_м p^2 + T_мп + 1} + U_z(p) \frac{T_мп}{T_я T_м p^2 + T_мп + 1} - I_я(p) R_я = \\
 &= U_z(p) \left(\frac{1}{T_я T_м p^2 + T_мп + 1} + \frac{T_мп}{T_я T_м p^2 + T_мп + 1} - \frac{T_мп}{T_я T_м p^2 + T_мп + 1} \right) = \\
 &= \frac{U_z(p)}{T_я T_м p^2 + T_мп + 1} = W_{\text{дв}}^{U_z}(p) U_z(p) = E_{\text{реал}}^{\text{упр}}(p).
 \end{aligned} \tag{2.60}$$

При таком способе измерения, при совпадении параметров гибких обратных связей с действительными параметрами двигателя, можно наблюдать совпадение измеренной и действительной ЭДС двигателя при реакции на управляющее воздействие. Получаем нулевую ошибку при выделении ЭДС по каналу управления.

Рассмотрим реакцию системы на возмущающее воздействие. Для разомкнутой системы реакция на возмущающее воздействие в действительной ЭДС ($E_{\text{реал}}$) и токе, который входит в измеряемую ЭДС, отличается на величину форсировки ($T_я p + 1$):

$$W_{\text{ос}}^{Mcm}(p) = \frac{E_{\text{реал}}^{\text{возм}}(p)}{M_{\text{ст}}(p)} = \frac{R/K_E(T_{\text{э}}p+1)}{T_{\text{э}}T_{\text{м}}p^2 + T_{\text{м}}p+1}. \quad (2.61)$$

В замкнутой же системе отличия будут другими, так как на передаточную функцию будет влиять контур ЭДС. Ниже представлена оптимизация с использованием методов оптимизации.

Переходный процесс в настроенной системе представлен на рисунке 32.

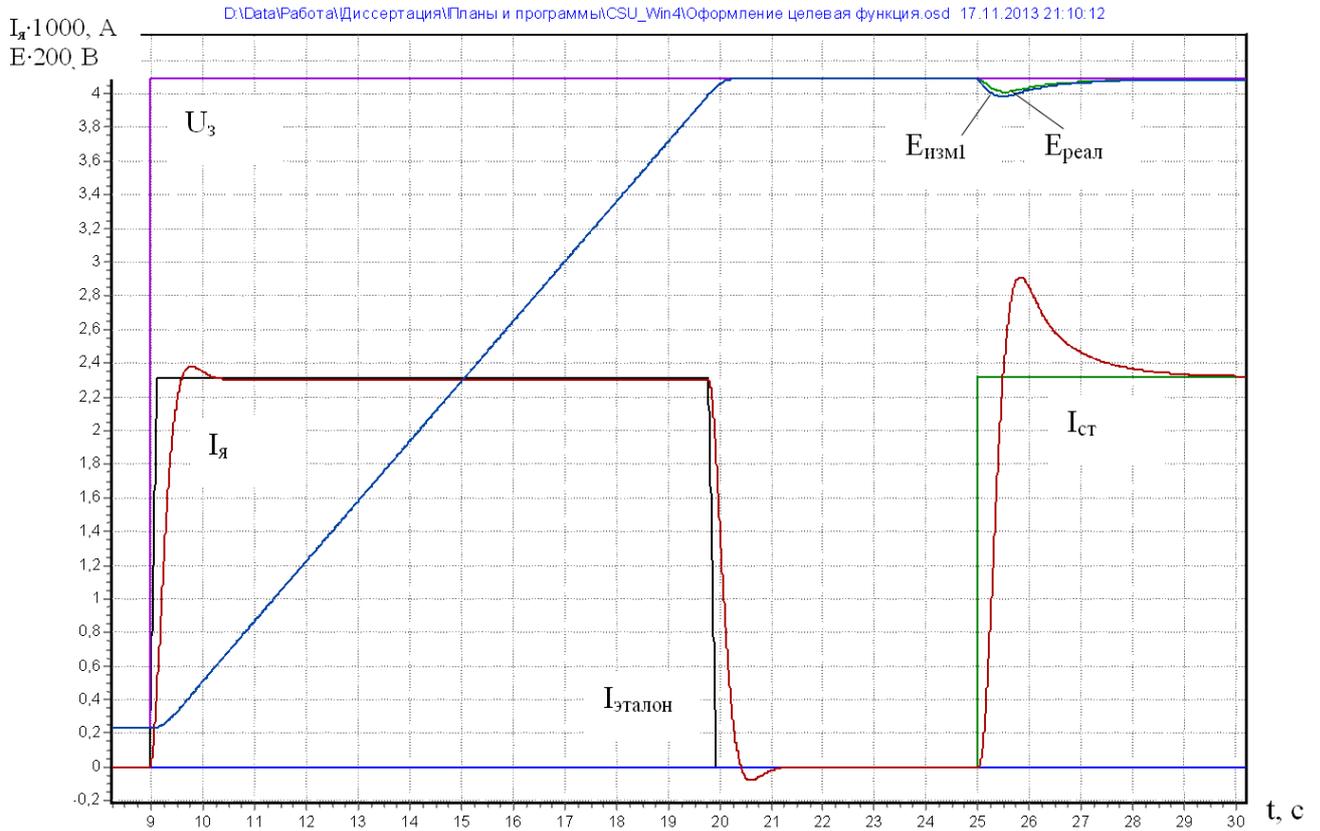


Рисунок 32 – Пуск и наброс нагрузки в контуре ЭДС при использовании $E_{\text{изм1}}$

Предложенный способ измерения ЭДС обладает отсутствием ошибки при обработке управляющего воздействия и незначительной динамической ошибкой, при обработке возмущающего воздействия.

Недостатком этого способа выделения ЭДС следует отметить чувствительность измеренной ЭДС, а следовательно, и реакции замкнутого контура к параметрам объекта управления. Небольшие изменения электромеханической и механической постоянных времени приводят в существенному увеличению колебательности в переходном процессе тока. Снижение электромеханической постоянной более чем на 30 % приводит к неустойчивому переходному процессу.

Рассмотрим упрощенный датчик ЭДС, предложенный в работе [64]. Гибкая обратная связь по напряжению выступает в этом случае как компенсация динамической составляющей полного якорного тока двигателя. Кроме гибкой связи по напряжению, присутствует жесткая

связь по напряжению вместо модели двигателя по каналу управления, как в предыдущем случае (рисунок 31). Структура изображена на рисунке 33.

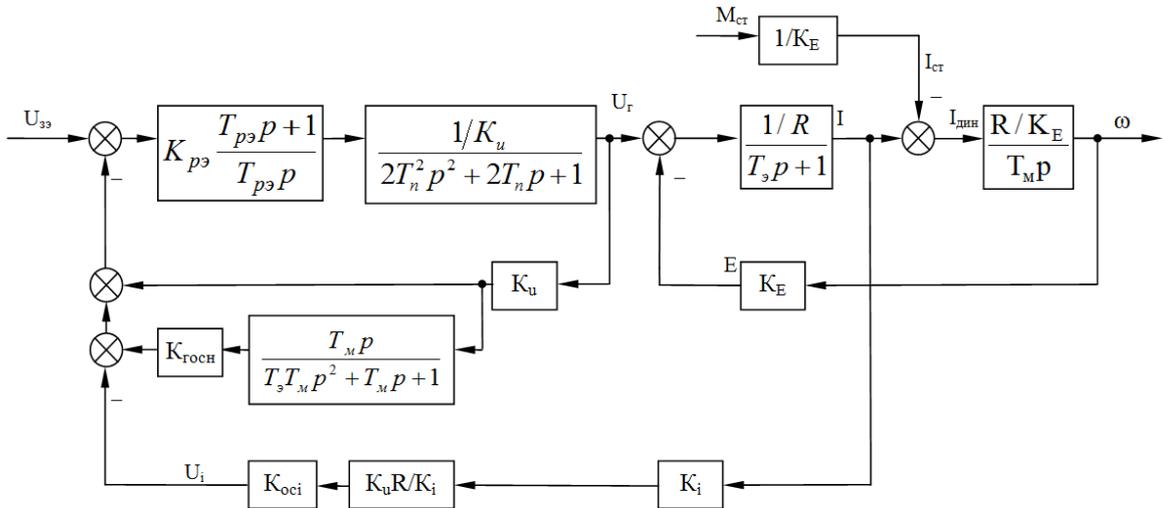


Рисунок 33 – Структурная схема контура ЭДС с гибкой обратной связью по напряжению

Найдем изображение измеренной ЭДС при использовании такой связи при реакции двигателя по каналу управления; коэффициенты $K_{госн}$ и $K_{оци}$ выбраны равными единице:

$$\begin{aligned}
 E_{изм2}(p) &= U_г(p) + U_г(p) \frac{T_м p}{T_я T_м p^2 + T_м p + 1} - I_я(p) R_я = \\
 &= U_г(p) \left(1 + \frac{T_м p}{T_я T_м p^2 + T_м p + 1} - \frac{T_м p}{T_я T_м p^2 + T_м p + 1} \right) = U_г(p).
 \end{aligned} \tag{2.62}$$

Получается компенсация действия тока по каналу управления и в результате остается только сигнал напряжения генератора. Какой бы величиной не был регулятор ЭДС, система в таком случае получается разомкнутой, и выходная величина соответствует напряжению генератора, а не скорости. Напряжение генератора стремится в таком случае повторить задание, а двигатель ведет себя как в разомкнутой системе с передаточной функцией:

$$W_{\delta\omega}^{U_г}(p) = \frac{E_{реал}^{ynp}(p)}{U_г(p)} = \frac{1}{T_я T_м p^2 + T_м p + 1}. \tag{2.63}$$

Такой способ выделения ЭДС компенсирует только статическую составляющую тока, при этом датчик статического тока в этом случае обладает некоторым запаздыванием, что затягивает переходный процесс отработки возмущения (рисунок 34). Преимущества такого способа выделения ЭДС в том, что система не теряет устойчивости при больших значениях коэффициента усиления регулятора ЭДС ($K_{рЭ}$). Также система имеет меньшую чувствительность к шумам по каналам измерения тока и напряжения в среднечастотном диапазоне. Недостатки предложенного способа заключаются в значительной динамической ошибке и низком быстродействии системы.

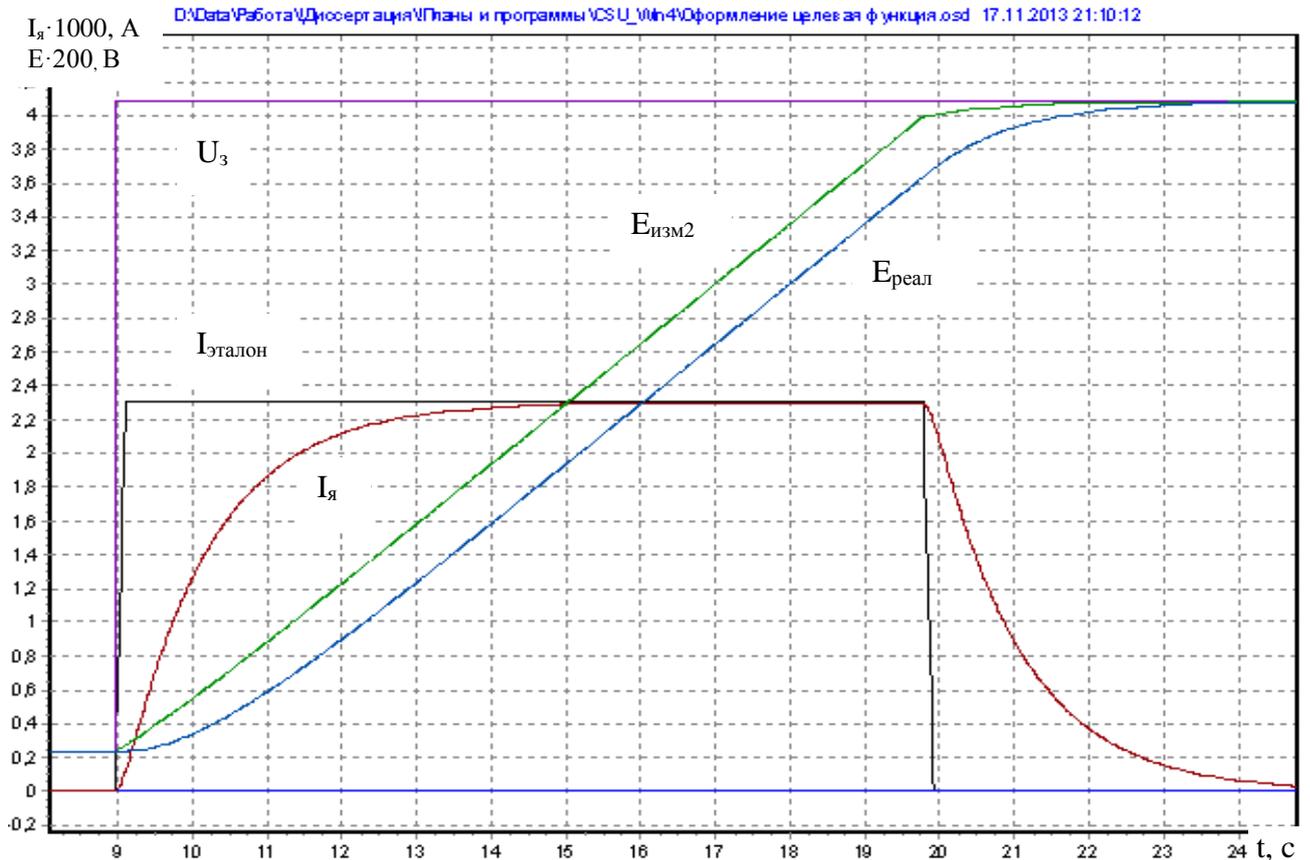


Рисунок 34 – Переходный процесс в контуре ЭДС при использовании структуры, представленной на рисунке 33

Уменьшение чувствительности к изменениям параметров объекта управления возможно за счет упрощения обратной связи по напряжению, отвечающей за модель двигателя. Жесткая обратная связь по напряжению дает увеличение устойчивости, но существенно затягивает переходный процесс.

Компромисс можно найти, если использовать в качестве модели двигателя аperiodическое звено первого порядка. Увеличение постоянной времени улучшает динамику (скорость нарастания тока), но ухудшает устойчивость системы. Датчик ЭДС в этом случае будет выдавать следующее значение ЭДС:

$$\begin{aligned}
 E_{изм3}(p) &= U_z(p) \frac{1}{T_{фн}p + 1} + U_z(p) \frac{T_m p}{T_я T_m p^2 + T_m p + 1} - I_я(p) R_я = \\
 &= U_z(p) \left(\frac{1}{T_{фн}p + 1} + \frac{T_m p}{T_я T_m p^2 + T_m p + 1} - \frac{T_m p}{T_я T_m p^2 + T_m p + 1} \right) = \frac{U_z(p)}{T_{фн}p + 1}.
 \end{aligned}
 \tag{2.64}$$

На рисунке 36 приведен переходный процесс с моделью двигателя в датчике ЭДС в виде аperiodического звена с постоянной времени $T_{фн} = T_1 = 0,887$ с.

Для определения динамических ошибок по скорости определим передаточную функцию замкнутой системы:

$$\begin{aligned}
 W_{\omega}(p) &= \frac{\omega(p)}{U_{zu}(p)} = W_{зкз}(p)W_{дв}(p) = \\
 &= \frac{K_{PЭ} \frac{T_{pэ}p+1}{T_{pэ}p} \frac{1/K_u}{2T_n^2p^2+2T_np+1}}{1+K_{PЭ} \frac{T_{pэ}p+1}{T_{pэ}p} \frac{1/K_u}{2T_n^2p^2+2T_np+1} \frac{K_u}{T_{фн}p+1}} \frac{1/K_E}{T_{я}T_{м}p^2+T_{м}p+1} = \\
 &= \frac{K_{PЭ}(T_{pэ}p+1)1/K_u}{(2T_n^2p^2+2T_np+1)T_{pэ}p+K_{PЭ}} \frac{1/K_E}{T_{я}T_{м}p^2+T_{м}p+1} = \\
 &= \frac{1/K_u}{(2T_n^2p^2+2T_np+1)} \frac{1/K_E}{\frac{T_{pэ}}{K_{PЭ}}p+1} \frac{1}{T_2p+1}
 \end{aligned} \tag{2.65}$$

Найдем кинетическую ошибку в рассматриваемом случае, для передаточной функции:

$$\begin{aligned}
 W_{\omega}(p) &= \frac{1/K_u}{(2T_n^2p^2+2T_np+1)} \frac{1/K_E}{\frac{T_{pэ}}{K_{PЭ}}p+1} \frac{1}{T_2p+1} = \\
 &= \frac{1/K_u K_E}{2T_n^2T_2 \frac{T_{pэ}}{K_{PЭ}}p^4 + 2T_n(T_n+T_2) \frac{T_{pэ}}{K_{PЭ}}p^3 + (2T_n+T_2) \frac{T_{pэ}}{K_{PЭ}}p^2 + \left(\frac{T_{pэ}}{K_{PЭ}}+T_2\right)p+1}
 \end{aligned}$$

Тогда

$$\begin{aligned}
 c_0 &= W_{\omega}(p)\Big|_{p=0} = \frac{1}{K_u K_E}; \\
 c_1 &= \frac{dW_{\omega}(p)}{dp}\Big|_{p=0} = \left(\frac{T_{pэ}}{K_{PЭ}}+T_2\right) \frac{1}{K_u K_E}.
 \end{aligned}$$

Кинетическая ошибка системы в этом случае составит $\left(\frac{T_{pэ}}{K_{PЭ}}+T_2\right)v$, где v – скорость

изменения входной величины, определяемая задатчиком интенсивности.

Структурная схема контра ЭДС при использовании способа измерения, описываемого формулой (2.64), представлена на рисунке 35. Переходный процесс пуска (рисунок 36) при коэффициенте $K_{PЭ}$, оптимальным для $E_{изм1}$, показывает отсутствия перерегулирования при переходном процессе в токе менее 1 с.

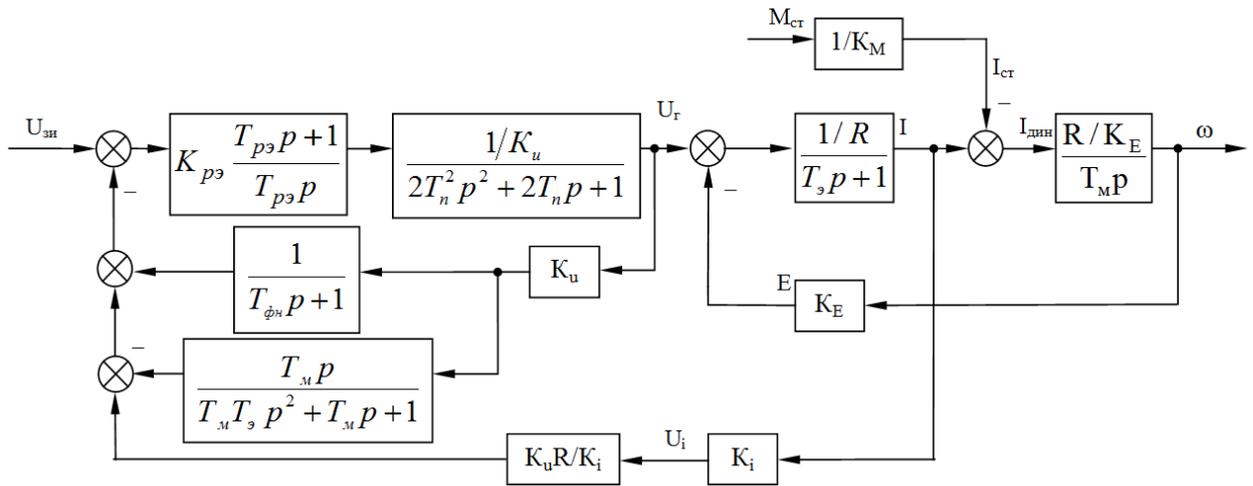


Рисунок 35 – Структурная схема контура ЭДС при измерении ЭДС третьим способом

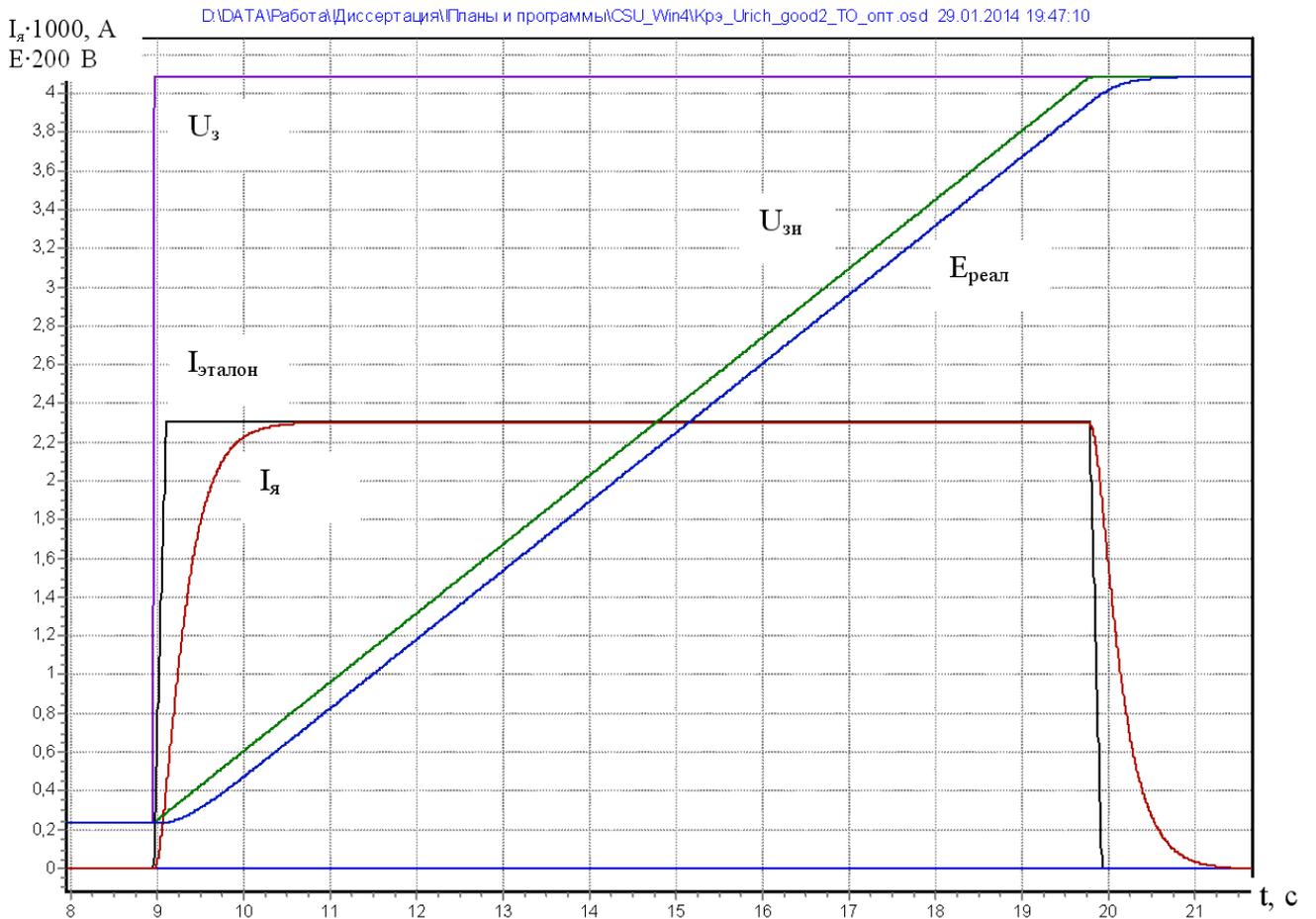


Рисунок 36 – Пуск в контуре ЭДС при использовании $E_{изм3}$

Последняя система обладает достаточным быстродействием и устойчивостью к шумам и изменениям параметров объекта управления.

Исследуем представленные структуры при изменении коэффициента усиления регулятора ЭДС. На рисунке 37 приведена зависимость величины среднеквадратичного отклонения тока при пуске двигателя от эталонного тока для первого, второго и третьего способов измерения

ЭДС. Увеличение коэффициента усиления $K_{РЭ}$ для $E_{изм1}$ выше определенного значения приводит к резкому возрастанию целевой функции за счет штрафа за перерегулирование тока. Второй график (Ицф $E_{изм1}$ колебат) приведен для целевой функции с отсутствием штрафа за перерегулирование. В третьем случае ($E_{изм2}$) значения оптимального коэффициента получить не удастся, так как чем больше коэффициент усиления, тем меньше целевая функция.

Для первого варианта $E_{изм1}$ оптимальный коэффициент равен 3.4, что совпадает с настройкой при идеальном датчике ЭДС. Для $E_{изм3}$ оптимум целевой функции находится при значении 14, но при этом значительно возрастает влияние помех. Примем коэффициент $K_{РЭ}$, оптимальный для идеального датчика, при использовании $E_{изм3}$. Соответствующий этой настройке переходный процесс приведен на рисунке 36.

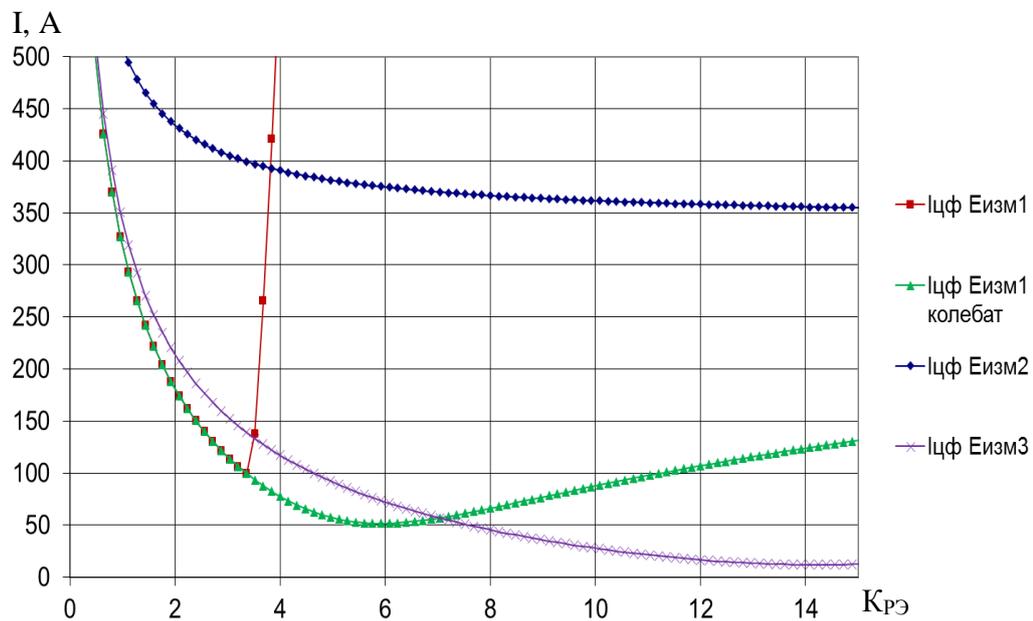


Рисунок 37 – Значение среднеквадратичного отклонения тока от эталонного при изменении коэффициента усиления регулятора ЭДС

Система управления, представленная на рисунке 35, является наилучшей из предложенных. Данная структура системы управления выбрана в качестве основной при дальнейшей реализации цифровой системы управления.

2.4 Задающее устройство

Задающее устройство является управляющим по отношению к системе автоматического регулирования скорости. Задающее устройство определяет ключевые характеристики системы, такие как темп нарастания скорости и технологический максимум величины тока якоря.

2.4.1 Задатчик интенсивности

Задатчик интенсивности ограничивает темп нарастания задания на скорость электропривода и, следовательно, величину динамического тока.

При известной диаграмме скорости время разгона привода определится по формуле

$$t_p = \frac{|V_k - V_n|}{a}, \quad (2.66)$$

где V_n и V_k – соответственно, начальная и конечная скорости при разгоне электропривода, м/с;

a – ускорение разгона, м/с²; для шахтных подъемных установок максимальное ускорение ограничивается величиной 1 м/с².

Время разгона и постоянная интегрирования интегрирующего звена задатчика интенсивности связаны соотношением:

$$t_p = \frac{U_{вых}}{U_o} T_o, \quad (2.67)$$

где $U_{вых}$ – выходное значение задания, соответствующее полной скорости электропривода;

U_o – значение ограничения релейного элемента;

T_o – постоянная интегрирования интегрирующего звена, с.

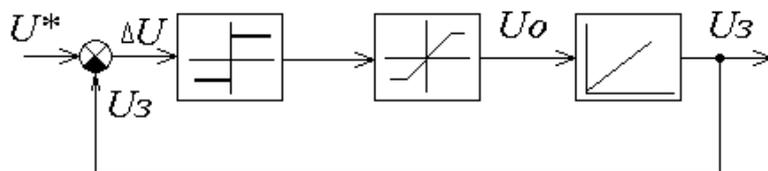


Рисунок 38 – Структурная схема задатчика интенсивности

Кроме ограничения динамической составляющей тока, необходимо ограничивать величину полного тока якоря двигателя. Для этих целей рассмотрим режим токоограничения.

2.4.2 Режим токоограничения

При отказе от контура тока в системе управления требуются дополнительные меры для ограничения тока в якоре двигателя. При использовании контура тока достаточно было ограничить задание на контур тока. В работе [64] предлагается ограничивать темп задатчика интенсивности в случае превышения током значения величины токоограничения, тем самым ограничить динамический ток при разгоне и торможении (K_{mo2} , рисунок 39). Дополним режим токоограничения дополнительной связью, которая будет ограничивать ток с использованием нелинейной отрицательной обратной связи по току на регуляторе ЭДС (K_{mo1} , рисунок 39). Эта

связь ближе расположена к источнику возмущения и быстрее будет реагировать на превышение порогового значения нелинейного элемента.

При больших коэффициентах при задержанной отрицательной обратной связи по току замкнутый контур становится неустойчивым. Присутствует скользящий режим в районе значения токоограничения. Таким образом, предложенную структуру нужно рассматривать как нелинейную систему и моделировать численными методами.

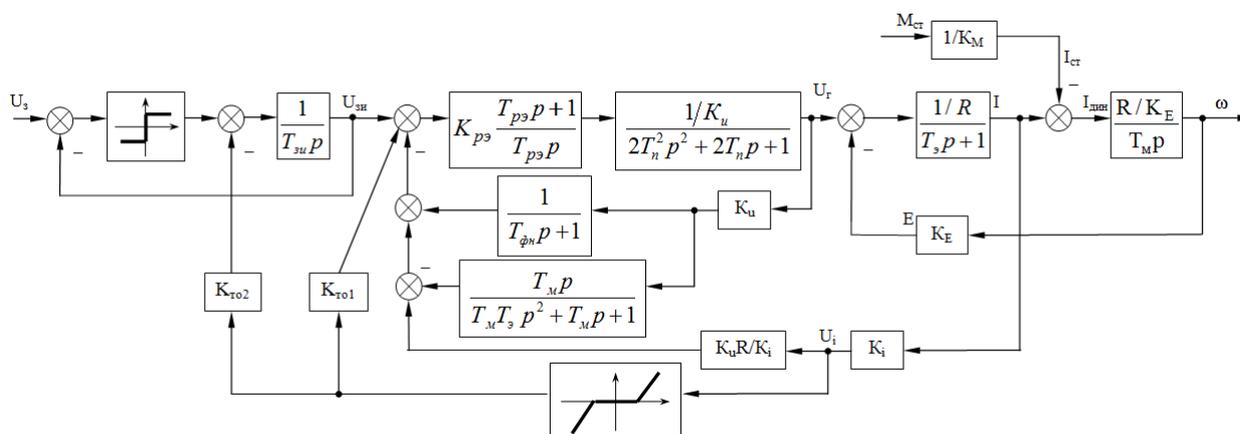


Рисунок 39 – Структура системы автоматического регулирования скорости с токоограничением

При выходе тока за пределы значения величины токоограничения и включении отрицательной обратной связи по току регулятор ЭДС становится регулятором тока. Подбор коэффициента при жесткой отрицательной обратной связи позволяет определить наклон механической характеристики и влияет на устойчивость.

Если качество управления с текущими настройками регулятора ЭДС не удовлетворяет необходимому, то возможно применение комбинированного (с переменной структурой) регулятора [18].

Использование задержанной обратной связи по току для целей токоограничения предложено в работе [8]. Показано, как такой связью охватывается преобразователь. В случае достаточно большой постоянной времени якорной цепи эта связь работает удовлетворительно.

Проводя оптимизацию коэффициентов обратной связи ширины зоны нечувствительности, можно получить требуемую величину ограничения тока. Эталонная функция тока и график переходного процесса при пуске представлены на рисунке 40.

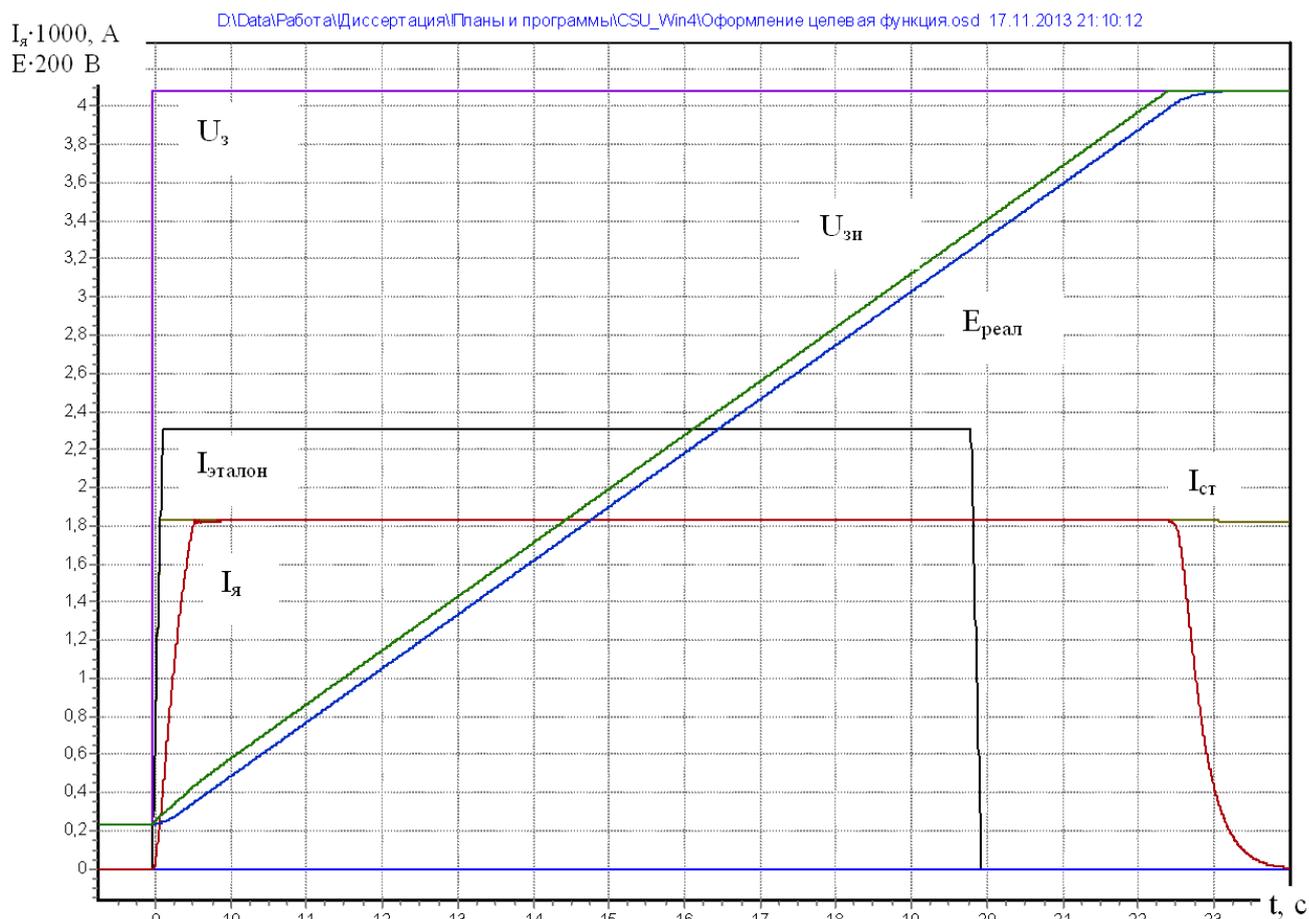


Рисунок 40 – Переходный процесс в системе с токоограничением

Как видно из графика, настройка с использованием методов оптимизации позволила точно ограничить величину тока на заданном уровне без перерегулирования.

2.5 Выводы по главе

В результате исследований установлена зависимость времени затягивания переходного процесса включения тиристорного преобразователя на индуктивную нагрузку от ширины импульса, постоянной времени цепи нагрузки и угла управления. Полученная зависимость дает возможность создать алгоритм управления тиристорным преобразователем, обеспечивающим сокращение влияния зоны малых токов на работу преобразователя при сохранении тепловой нагрузки тиристоров.

Структура системы регулирования скорости с использованием датчика ЭДС и регулятора ЭДС, представленного в разделе, является наиболее предпочтительной для электроприводов данного класса, по сравнению с трехконтурной системой подчиненного регулирования.

Предложенная методика синтеза системы автоматического регулирования позволяет автоматизировать процесс синтеза.

Использование модели двигателя в датчике ЭДС позволяет получать точное значение ЭДС по управляющему воздействию и минимальную ошибку выделения ЭДС по возмущающему воздействию. Однако при таком способе выделения система становится чувствительной к изменению параметров объекта управления.

Предложенная структура системы автоматического управления позволяет получить требуемое качество переходных процессов в скорости при сохранении устойчивости при изменениях параметров объекта управления, обладает низкой чувствительностью к шумам измеряемых сигналов.

Применение предложенного способа токоограничения в задающем устройстве позволяет получить четкое значение максимального тока без перерегулирования.

ГЛАВА 3 СТРУКТУРЫ И АЛГОРИТМЫ ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

В предыдущей главе получены структуры системы управления электроприводом шахтной подъемной установки. При переходе к цифровым системам управления необходимо учитывать специфику реализации предложенных структур. Необходимо составить алгоритмы, реализующие полученные выше структуры и выражения.

3.1 Алгоритмы цифровых звеньев системы автоматического регулирования

Применим рассмотренный в разделе 1.5 способ дискретизации непрерывных звеньев для получения вычислительного алгоритма на примерах типовых звеньев.

3.1.1 Получение вычислительного алгоритма звеньев

Сущность метода структурно-топологической декомпозиции рассмотрим на примере моделей некоторых типовых звеньев. Для получения алгоритмической и вычислительной структуры фильтров воспользуемся декомпозицией передаточной функции звеньев фильтров на элементарные звенья [8, 64].

1. Интегрирующее звено.

Передаточная функция интегрирующего звена имеет вид

$$W(p) = \frac{1}{T_u p}. \quad (3.1)$$

Вычисленный алгоритм этого звена можно реализовать в виде, соответствующем следующему выражению:

$$\begin{cases} y_i = y_{i-1} + \Delta t x_{1i}; \\ x_{1i} = \frac{1}{T_u} x_i. \end{cases} \quad (3.2)$$

2. Аперiodическое звено первого порядка.

Аперiodическое звено первого порядка имеет следующую передаточную функцию:

$$W_1(p) = \frac{k}{Tp + 1}. \quad (3.3)$$

Операторное уравнение будет иметь вид

$$y(p) = \frac{k}{Tp} x(p) - \frac{1}{Tp} y(p) = \frac{1}{p} \left(\frac{k}{T} x(p) - \frac{1}{T} y(p) \right). \quad (3.4)$$

Введение внутренних переменных для каждого элементарного звена позволяет формализовать процесс составления вычислительных соотношений

$$\begin{cases} x_{1i} = kx_i, \\ x_{2i} = x_{1i} - y_{i-1}, \\ x_{3i} = \frac{1}{T} x_{2i}, \\ y_i = y_{i-1} + \Delta t x_{3i}. \end{cases} \quad (3.5)$$

Тогда алгоритмическая структура будет выглядеть как показано на рисунке 41.

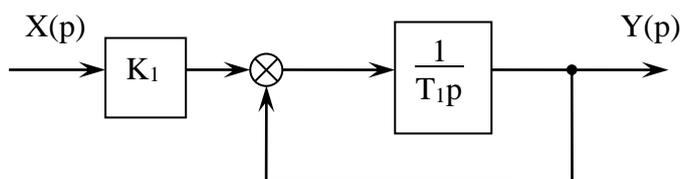


Рисунок 41 – Алгоритмическая структура аperiodического звена

Соответственно полученной алгоритмической структуре вычислительный алгоритм с заменой операции интегрирования суммой приращений будет выглядеть как:

$$y_i = (K_1 x_i - y_{i-1}) \cdot \Delta t / T_1 + y_{i-1}, \quad (3.6)$$

где y_i – значение выхода цифрового фильтра на i -ом шаге вычислений;

y_{i-1} – значение выхода цифрового фильтра на $i-1$ -ом, предыдущем шаге вычислений;

x_i – значение входа цифрового фильтра на i -ом шаге вычислений;

Δt – временной интервал вычислений, т.е. шаг интегрирования.

3. Колебательное звено.

Для получения вычислительной структуры сделаем те же операции с передаточной функцией колебательного звена:

$$\frac{Y(p)}{X(p)} = W_2(p) = \frac{K_2}{T_2^2 p^2 + 2\xi T_2 p + 1}; \quad (3.7)$$

$$(T_2^2 p^2 + 2\xi T_2 p + 1)Y(p) = K_2 X(p);$$

$$Y(p) = \frac{1}{T_2 p} \left(\frac{1}{T_2 p} (K_2 X(p) - Y(p)) - 2\xi Y(p) \right)$$

На рисунке 42 приведена алгоритмическая структура, соответствующая полученной формуле:

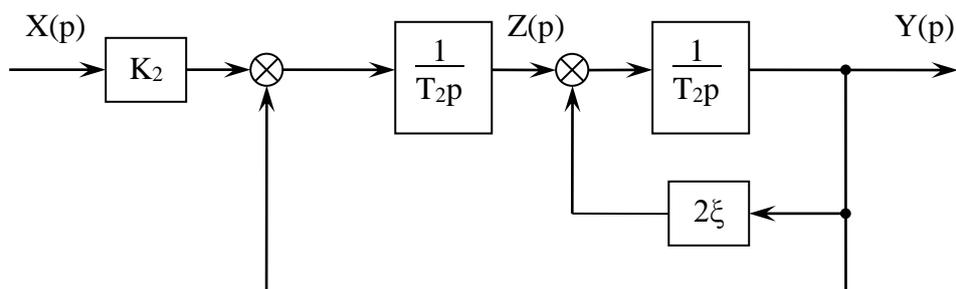


Рисунок 42 – Алгоритмическая структура колебательного звена

Соответственно полученной алгоритмической структуре построим вычислительный алгоритм, воспользовавшись заменой интегрирующего звена суммой приращений:

$$\begin{cases} z_i = (K_2 x_i - y_{i-1}) \cdot \Delta t / T_2 + z_{i-1}, \\ y_i = (z_i - 2\xi y_{i-1}) \cdot \Delta t / T_2 + y_{i-1}, \end{cases} \quad (3.8)$$

где z_i и z_{i-1} – значение промежуточной переменной на i -ом и $i-1$ -ом шаге соответственно.

Вычислительная структура колебательного звена схожа с вычислительной структурой аperiodического звена первого порядка, только здесь звено имеет второй порядок вычислений, а, следовательно, и дополнительную переменную интегрирования.

3.1.2 Оптимизация вычислительной структуры звеньев системы автоматического регулирования

Оптимизацию будем производить исходя из следующих положений:

1. АЦП 14-ти разрядное, это значит, что 10 В соответствует числу 8192, а минус 10 В числу минус 8191.
2. Время цикла счета вычисляется на каждом новом цикле фазы и составляет в среднем $1/(50 \cdot \text{Clock})$ с = 0.00002 с, где 50 Гц – частота питающей сети, $\text{Clock} \approx 1000$ – количество циклов программы за период фазы.
3. Вычисления желательно производить в целых числах в связи большими потерями процессорного времени на операции с числами с плавающей запятой.
4. В связи с последним утверждением рекомендуется избавиться от операции деления, заменив её операций сдвига.
5. Возможно использовать переменные размером 8, 16 и 32 бита.

Полученная выше алгоритмическая структура (3.6) имеет вид

$$y_i = (I x_i - y_{i-1}) \cdot \Delta t / T + y_{i-1}, \quad (3.9)$$

где $T = 1/(2\pi 50) = 0,003183$ с, а $K = 1$.

Если напрямую воспользоваться этим выражением для вычисления фильтра, значение разности может быть достаточно малым, что при умножении её на $\Delta t/T$ будет мало отличной от единицы.

Тогда для данной алгоритмической структуры многое будет зависеть от величин параметров Δt и T . Причем их значения можно пропорционально друг другу увеличивать или уменьшать, так как в конечном итоге для вычислений необходимо только величина их отношения.

Перепишем выражение алгоритмической структуры в виде:

$$\begin{cases} z_i = (x_i - y_{i-1}) \cdot \Delta t + z_{i-1}; \\ y_i = z_i / T; \end{cases} \quad (3.10)$$

где z_i и z_{i-1} – значение промежуточной переменной на i -ом и $i - 1$ -ом шаге соответственно.

Примем значение $T_{\Pi} = 2^{12} = 4096$, что удобно, так как операцию деления можно будет заменить операцией сдвига на 12 бит. Тогда

$$\Delta t_{\Pi} = (1/(50 \cdot \text{Clock})) \cdot (4096/0,003183) = 25737 / \text{Clock} \approx 26.$$

Операция деления производится один раз за период, что не критично для затрат процессорного времени.

Тогда вычислительный алгоритм будет иметь следующий вид (3.11).

$$\begin{cases} z_i = (x_i - y_{i-1}) \cdot \Delta t_{\Pi} + z_{i-1}; \\ y_i = z_i \gg 12; \end{cases} \quad (3.11)$$

Представление алгоритма в виде блок-схемы представлено на рисунке 43.

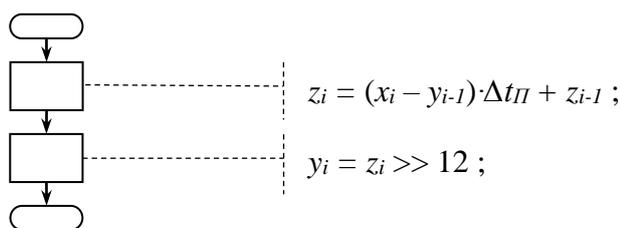


Рисунок 43 – Алгоритм расчета аperiodического звена

Необходимым условием является то, чтобы переменная z могла накапливать значения и не переполняться, а также иметь достаточно значащих битов, чтобы после операции битового сдвига оставалось достаточно информации для получения значения выхода фильтра. Достаточным является использование переменной размером 32 бита.

Остальные переменные, содержащие 14 битную информацию с АЦП, с достаточной степенью точности описываются переменными размером 16 бит. В дальнейшем возможно увеличить точность вычисления Δt , при этом надо увеличить T_{Π} , и предусмотреть ограничения разрядности, возникающие при вычислении Δt .

На основании предложенных подходов можно производить оптимизацию вычислительных алгоритмов всех цифровых фильтров системы.

3.2 Алгоритм устройства импульсно-фазового управления

Построим алгоритмы основных элементов устройства импульсно-фазового управления тиристорами.

Контроль закрытого состояния тиристоров может осуществляться как по току тиристорного моста, так и по напряжению на тиристорах. Контроль закрытого состояния мостов по току требует большой точности и чувствительности в цепи измерения тока, а также отсутствия шумов, приводящих к ложному срабатыванию датчика закрывания вентилей (ДЗВ). При этом проблема возникновения перенапряжений решается выставлением заданного тока отключения моста. Контроль закрытого состояния моста по напряжению на тиристорах обладает лучшей чувствительностью и лучшей помехозащищенностью по сравнению с датчиком тока, но при этом возможно раннее запираение тиристоров, что вызывает указанные выше аварийные режимы.

Разрешать переключение групп тиристоров и снимать управляющие импульсы с работающей в данный момент группы нужно только при комбинации обоих типов датчиков: контролировать закрытое состояние моста одновременно по напряжению на тиристорах и току в нагрузке тиристорного моста. Для устранения возможных шумов с датчика тока целесообразно ввести дополнительную бестоковую паузу порядка 100 мкс.

Выражение для описания работы датчика закрытого состояния вентилей (ДЗВ) можно произвести следующим образом:

$$D = f_D(\overline{U_T}, i_d) = \left(\bigcap_i (|U_{Ti}| > C_{\Pi} U_{T om}) \right) \cap (i_d < I_{y0}) \quad (3.12)$$

где D – логический сигнал состояния тиристорного преобразователя (1 – закрыт и 0 – открыт);

U_T – вектор напряжений на тиристорах моста;

U_{Ti} – измеренное напряжение на i -том тиристоре;

C_{Π} – перегрузочная способность тиристора;

$U_{T om}$ – номинальное падение напряжения на тиристоре в открытом состоянии;

i_d – ток нагрузки тиристорного преобразователя.

Сигналы напряжений фаз питающей сети поступают на вход блока синхронизации, в котором производится фильтрация и определяется момент времени перехода через ноль фильтрованного сигнала и в прямом, и обратном направлениях. В случае нестабильности параметров сети или особых условий питающего напряжения блок синхронизации наделяется

свойствами адаптивности, обеспечивая подстройку сигналов синхронизации (рисунок 44). В общем виде работа блока синхронизации может описываться уравнением

$$\bar{S} = f_S(\overline{U_{сету}}, t); \quad (3.13)$$

где S – вектор логических сигналов синхронизации;

f_S – функция преобразования сигналов напряжения сети в сигналы синхронизации;

$\overline{U_{сету}}$ – вектор сетевых напряжений, подводимых к преобразователю;

t – время.

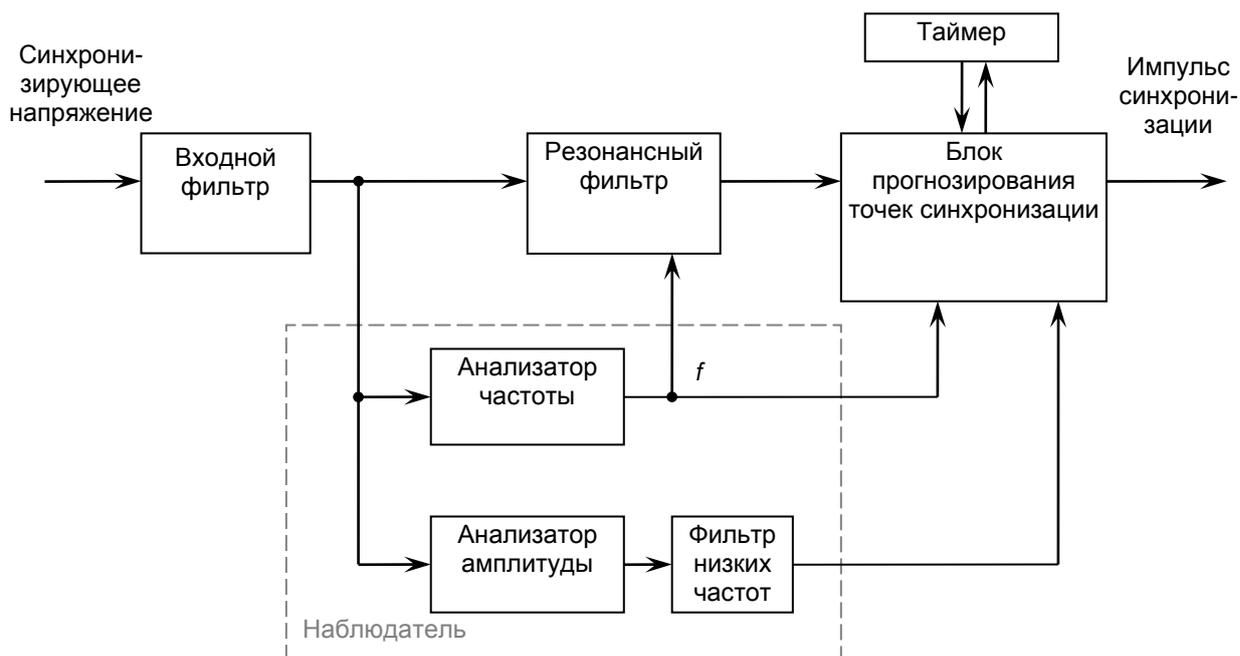


Рисунок 44 – Адаптивное синхронизирующее устройство

Полученные логические сигналы \bar{S} поступают на вход блока формирования импульсов (ФИ). На рисунке 45 представлен модуль формирования импульсов принципиально-функциональной структуры цифровой системы импульсно-фазового управления.

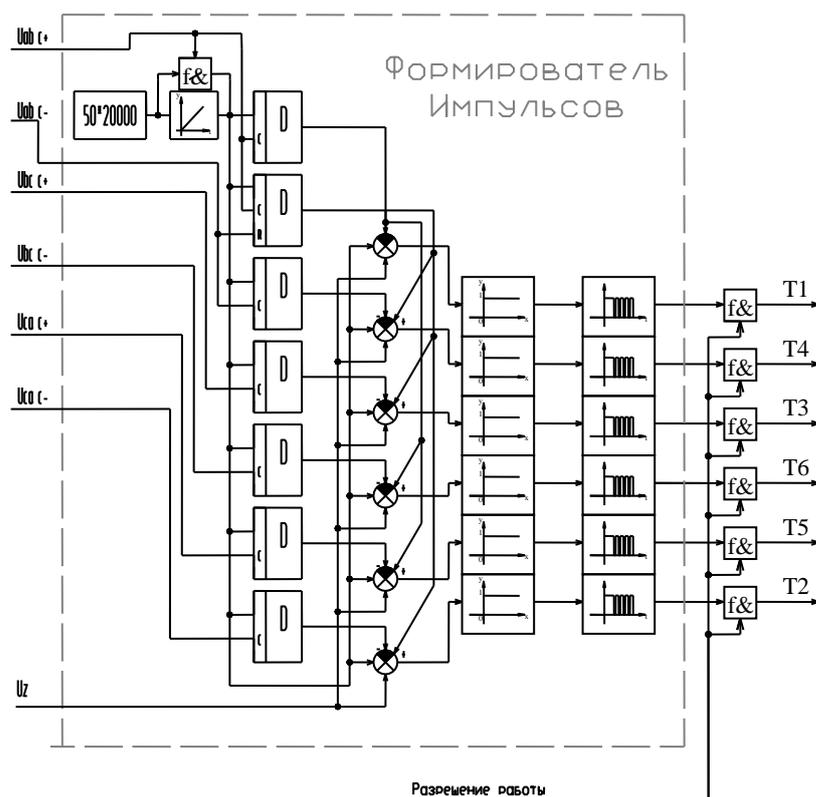


Рисунок 45 – Функциональная схема модуля формирования импульсов

Отстройка по времени производится по первому сигналу фазы АВ, при котором сбрасывается таймер (на схеме интегратор). В момент прихода остальных синхронизирующих сигналов значение таймера фиксируется элементами памяти.

В момент времени, когда значение сигнала синхронизации от таймера превысит значение задания на угол управления, происходит формирование импульса заданной ширины. Ширина импульса задается интегратором единицы, сравниваемой с константой, сбрасываемого сигналом момента формирования. Второй подтверждающий импульс формируется от тиристора, который следующим вступает в работу.

В общем виде модуль формирования импульсов может быть описан функцией

$$\bar{I} = f_{FI}(\bar{S}, U_Z, t), \quad (3.14)$$

где \bar{I} – вектор логических сигналов управления тиристорами;

f_{FI} – функция формирования управляющих сигналов на тиристоры;

U_Z – уровень задания на угол управления, получаемый с блока форсировки и управления шириной импульса;

t – время.

Функцию формирования управляющих сигналов можно получить из приведенного ниже математического описания. Интеграл напряжения ширины импульса выглядит следующим образом:

$$U_{шир\ имп} = \int_{t=\{I_{вк}=1\}} 1 dt, \quad (3.15)$$

где $U_{шир\ имп}$ – напряжение пины, определяющее ширину импульса;

$I_{вк}$ – логическая переменная, формирующая единицу во время формирования импульса;

$\{I_{вк}=1\}$ – время, когда пины синхронизации превысили величину задания на угол.

Тогда имеем:

$$I_{вк} = 1, \text{ если } U_z - U_{сac} > 0, \text{ иначе } 0;$$

$$U_{шир. имп} = \begin{cases} 0, \text{ при } I_{вк} = 0 \\ U_{шир. имп(n-1)} + 1 \Delta t, \text{ при } I_{вк} = 1 \end{cases}$$

$$I_{от} = 0, \text{ если } U_{шир. имп} > C_{шир}, \text{ иначе } 1;$$

$$I_i = I_{вк} \& I_{от};$$

$$I_{Ti} = I_i + I_{i+1};$$

$$SumI = \sum_i I_i,$$

здесь U_z – сигнал задания на угол управления;

$U_{сac}$ – сигнал значения момента синхронизации как разница между временем таймера и временем прихода соответствующей фазы синхронизации (СА, АВ или ВС);

$I_{вк}$ – логическая переменная момента включения подачи импульса;

$I_{от}$ – логическая переменная момента отключения подачи импульса;

& операция логического И;

I_i – импульс, заданной ширины, для i -ого тиристора;

I_{i+1} – импульс, заданной ширины, для $i+1$ -ого тиристора (если $i = 6$, то $i+1=1$);

I_{Ti} – парный импульс (открывающий и подтверждающий) подаваемый на i -ый тиристор;

$SumI$ – суммарный импульс, необходимый для работы ЛПУ.

На выходе формирователя импульсов присутствует блокировка импульсов по сигналам выбора моста от ЛПУ, по запрету импульсов из системы защит и сигнализации и внешним блокировкам.

Работа ЛПУ возможна в двух режимах:

- когда выбран один мост;

- момент переключения мостов и отработка бестоковой паузы.

На входе ЛПУ присутствуют: сигнал напряжения задания на выбор моста U_{zi} , сигнал с датчика закрытого состояния вентилей ДЗВ (описан выше), сигнал суммарного импульса от формирователей импульсов $SumI$. Выходами являются сигналы на разрешение работы мостов

TM1 и TM2, а также сигнал переключения задания Ch в блок формирования задания. Эти сигналы формируют вектор TM:

$$\overline{TM} = f_L(\text{Sum}I, U_{ZL}, D, t). \quad (3.16)$$

Для сигналов подготовки TMV и выбора TMZ мостов примем следующее соглашение: выбор TM1 соответствует 1, выбор TM2 соответствует -1, 0 соответствует запрету работы обоих мостов.

Логика работы следующая. В зависимости от U_{zi} и сравнения его с напряжением $U_{пт} = 0,3 \text{ В}$ (задание, соответствующее зоне прерывистых токов) происходит выдача 1, соответствующая заданию на выбор первого моста, -1 для второго моста, либо сигнала с переключающего задание на мост триггера в режиме прерывистых токов. Это описывается следующим выражением:

$$TMV = \begin{cases} 1, & \text{при } U_{zi} \geq U_{пт}, \\ -1, & \text{при } U_{zi} \leq -U_{пт}, \\ TMS, & \text{при } -U_{пт} < U_{zi} < U_{пт}; \end{cases} \quad (3.17)$$

где TMV – трехвариантный логический сигнал задания на выбор моста;

TMS – двухвариантный (-1;1) логический сигнал задания на выбор моста от переключателя задания на мост в сканирующем режиме.

Далее сигнал задания на мост сравнивается с текущим выбранным мостом и в случае их неравности происходит ожидание сигнала с ДЗВ. В случае закрывания моста происходит ожидание бестоковой паузы, во время которой не должен появиться сигнал с ДЗВ, иначе повторно происходит ожидание бестоковой паузы. В случае успешного окончания бестоковой паузы происходит запись в хранилище о переключении моста. На время бестоковой паузы все импульсы запрещены. В соответствии с информацией в хранилище происходит формирование сигналов разрешения работа мостов TM1, TM2 и переключения задания Ch.

Для ожидания времени бестоковой паузы можно записать

$$U_{BT} = \int_{t=\{\tau_u=1\}} 1dt, \quad (3.18)$$

где U_{BT} – напряжение интегратора, определяющее время бестоковой паузы;

τ_i – логическая переменная, в которой формируется единица во время осуществления бестоковой паузы;

$\{\tau_i=1\}$ – время, когда происходит ожидание бестоковой паузы.

Тогда имеем следующие логические выражения, осуществляющие переключение с одного моста на другой:

если $(TMV \neq TMZ)$ и $(ДЗВ = 1)$, то $\tau_i = 1$, $TMZ=0$, $U_{BT} = 0$;

- если $ДЗВ = 0$, то $U_{BT} = 0$;
- если $\tau_i = 1$, то $U_{BT} = U_{BT(n-1)} + 1 \Delta t$;
- если $U_{BT} > C_{BT}$, то $\tau_i = 0$, $TMZ = TMV$;

здесь C_{BT} – константа, сравниваемая с напряжением U_{BT} , и определяющая продолжительность бестоковой паузы; TMZ – триггер, определяющий текущий выбранный мост, эта переменная меняет свое значение только в момент присваивания.

В соответствии с последним триггером формируются следующие переключения управляющих выходов ЛПУ:

- если $TMZ = 1$, то $TM1 = 1$, $TM2 = 0$, $Ch = 1$;
- если $TMZ = -1$, то $TM1 = 0$, $TM2 = 1$, $Ch = 0$;
- если $TMZ = 0$, то $TM1 = 0$, $TM2 = 0$, $Ch = \{ ? (TMV=1); 1; 0 \}$.

Последнее выражение подготавливает задание на вступающий в работу мост.

С учетом выражений (3.12) (3.13), (3.14) и (3.16) функциональную структуру ТП можно представить как показано на рисунке 46. На структуре выделены основные функциональные взаимосвязи и каналы управления. В конечном итоге приведенная функциональная структура сворачивается в одно звено с линейной характеристикой и минимальными динамическими задержками, обеспечивая качество управления системы регулирования и электропривода в целом.

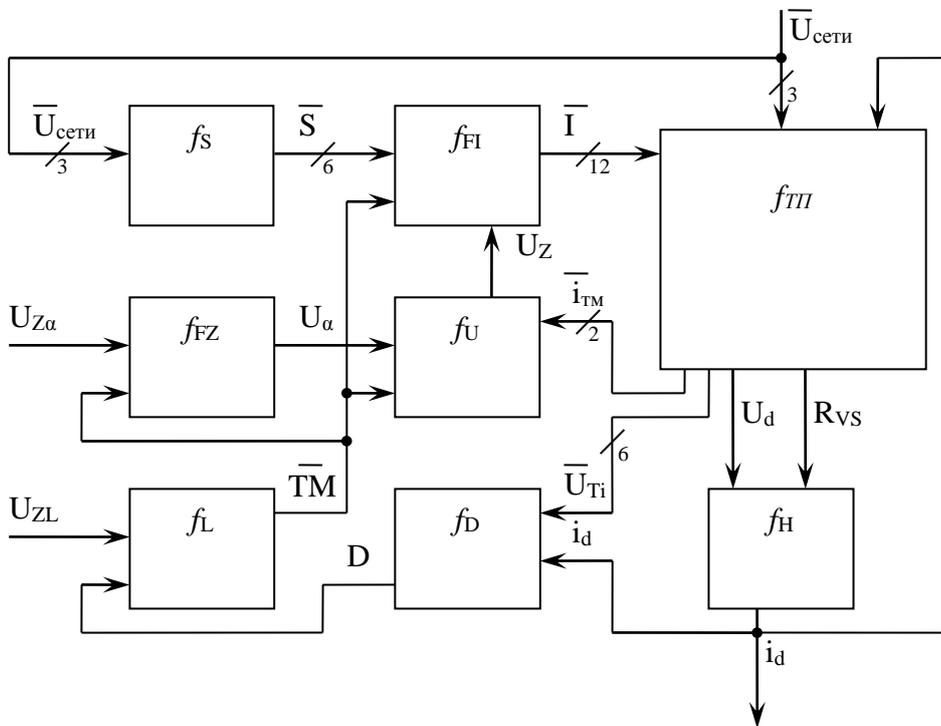


Рисунок 46 – Функциональная структура тиристорного преобразователя

На рисунке 46 функциями обозначены следующие блоки: f_s – адаптивный блок синхронизации; f_{FI} – формирователь импульсов; f_{FZ} – формирователь задания; f_U – блок форсировки и управления шириной импульса; f_L – логическое переключающее устройство; f_D – датчик состояния мостов; f_{TP} – функция, описывающая работу тиристорного преобразователя; f_H – функция нагрузки.

Алгоритм управления системой формирования импульсов на тиристоры не может быть представлен только функциональным назначением блоков и связями координат (переменных). При выполнении алгоритма одним вычислительным устройством (центральным процессором) важно время обработки алгоритмов каждого функционального блока. При этом каждое время должно укладываться в быстродействие программного-аппаратного комплекса, обеспечивая тем самым точность формирования управляющих воздействий.

Последовательное выполнение алгоритмов каждого функционального блока приведет к невозможности сформировать управляющее воздействие с заданным быстродействием, поэтому в таких системах производится распределение задач на различные уровни. Наиболее требовательные к точности и быстродействию задачи выполняются несколько раз за время выполнения менее быстродействующих задач. При этом медленные задачи, особенно с большим объемом вычислений, должны дробиться на мелкие составляющие алгоритма (кода), которые могут выполняться, не перехватывая ресурсы и тем самым замедляя выполнение быстродействующих задач.

Применительно к тиристорному электроприводу произведем распределение задач по уровням быстродействия:

1. формирование управляющих импульсов – самая быстродействующая задача;
2. синхронизация с питающей сетью;
3. опрос сигналов состояния моста (напряжения и токи датчиков); вычисление датчика состояния моста; логическое переключающее устройство, бестоковая пауза;
4. блок форсировки и управления шириной импульса, формирователь задания;
5. расчет внутреннего контура системы автоматического управления (напряжения или тока);
6. расчеты внешних контуров и дополнительных связей системы регулирования (контур ЭДС, токоограничение, датчик интенсивности);
7. технологические переключения, дискретные сигналы состояния, формирование задания на скорость;
8. сервисные функции, настройка, обработка команд пользователя – самая медленная задача.

На рисунке 47 представлена блочная структура устройства импульсно-фазового управления.

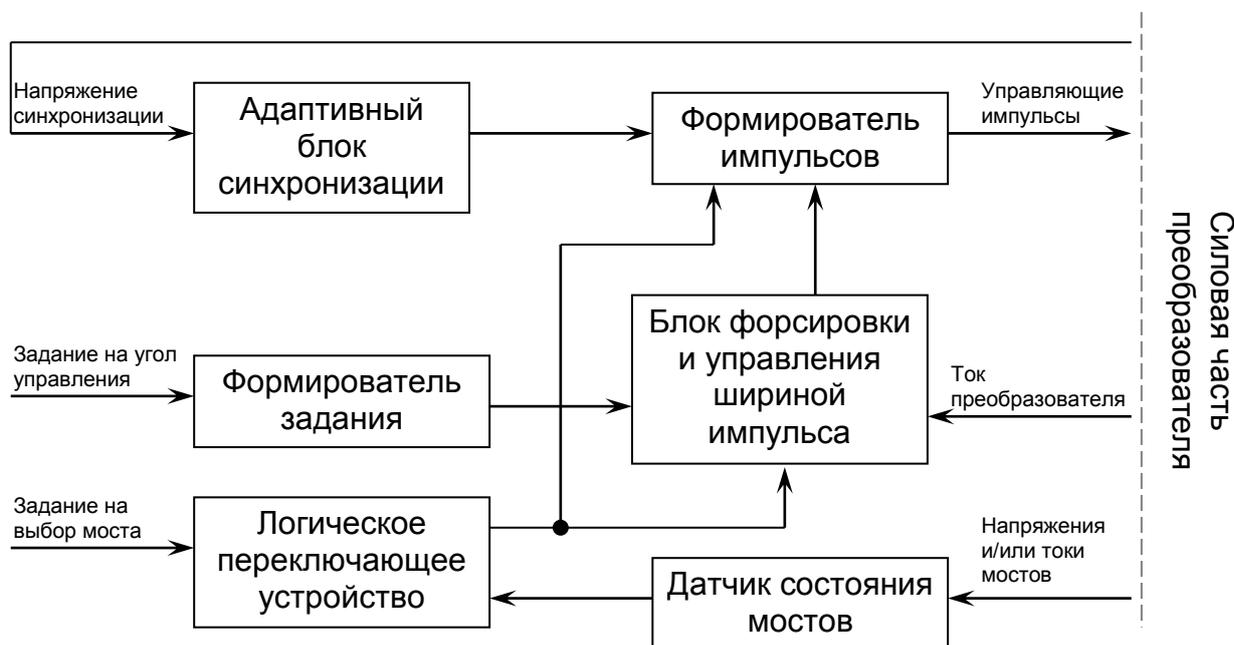


Рисунок 47 – Блочная структура устройства импульсно-фазового управления

Представленные алгоритмы описывают самые быстродействующие модули системы управления электроприводом. Объединение этих модулей в общий вычислительный алгоритм требует построения алгоритма управляющей программы.

3.3 Алгоритмы управляющей программы

Общие положения о структурах алгоритмов систем управления рассматриваются в работах [80, 10 и 22]. Алгоритм функционирования должен обеспечивать работу устройства в условиях ограниченности ресурсов: процессорное время, время обработки периферийных устройств, интерфейсы и протоколы связи.

Алгоритмы включают в себя опрос входных координат (датчиков), расчет, то есть вычисления, основанные на полученных данных и внутренних состояниях, и формирования выходных воздействий. В условиях одновременного решения многих задач управления требуется распараллеливание вычислительных процессов и также процедур ввода и вывода.

Базовые алгоритмы работы каждой из системы приведены в главе 2. Организация одного общего цикла, в котором выполняются все операции каждой из систем, не представляется возможным из-за большого числа вычислений, множества операций с модулями ввода-вывода и при этом не является необходимым, из-за различных требований к быстродействию функционирования каждой из систем.

В составе алгоритма легко увидеть подпрограммы, выполняющие функции модулей в структуре декомпозиции на функциональные блоки, представленной ранее. Построение линейного алгоритма с применением минимума обработчиков прерываний, а также аппаратное исполнение быстропротекающих процессов во внешних модулях (таймеры) позволяет построить ясную и понятную структуру программы, обеспечивая тем самым надежность и читаемость алгоритма.

В составе алгоритма управления, представленного на рисунке 48, можно выделить следующие алгоритмические блоки:

- синхронизации с питающей сетью;
- реализации алгоритма выбора моста (логического переключающего устройства);
- формирователя импульсов – основной блок, наиболее критичный к параметрам быстродействия, его работа основывается на информации, вырабатываемой остальными блоками;
- системы автоматического регулирования, этим блоком обеспечивается работа преобразователя в режиме источника тока для питания обмотки возбуждения;
- ввода аналоговых сигналов задания, состояния объекта и обратных связей, поступающих на аналоговые входы цифровой СИФУ;

Далее приведем описание управляющего алгоритма, основываясь на блок-схеме алгоритма, приведенной на рисунке 48.

Первым этапом запуска программы производится инициализация аппаратных модулей. Далее запускается основной цикл программы.

На этапе синхронизации проверяем наличие прихода фронта фазы А, В или С в правильной последовательности, а также производится считывание сигнала с датчика закрытого состояния вентиля.

На этапе работы ЛПУ осуществляется определение задания на выбор моста U_{zi} аналогового ввода. В зависимости от знака и попадания в зону опорного напряжения U_{on} определяется задание на выбор моста. Разрешение на работу другого моста происходит только в том случае, если за время бестоковой паузы мосты были закрыты.

Блок алгоритма формирования импульсов начинается с вычисления угла задания формирования импульса $\alpha_{упр}$, т.е. момента выдачи управляющего сигнала. В зависимости от выбранного моста производится управление тиристорами.

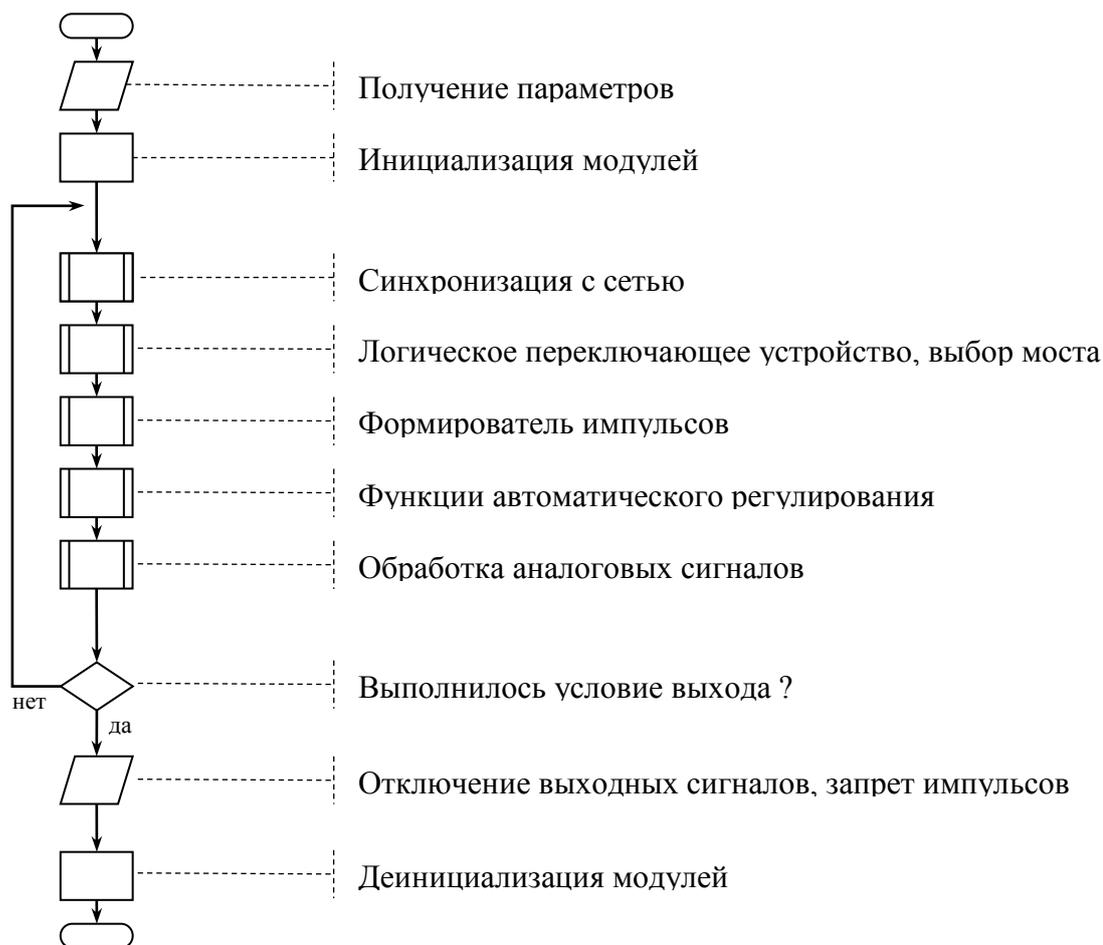


Рисунок 48 – Алгоритм основной программы

Для реализации СИФУ необходимо задействовать все мощности процессора, обеспечивая тем самым максимальное быстродействие и точность формирования управляющих сигналов. Фактически возникает необходимость иметь систему с жесткими временными ограничениями.

Распараллеливание вычислений организуется следующим образом. Цикл медленных вычислений (САР, большинство защит, сервисные функции) разбит на отдельные автономные операции (несколько вычислительных операций или операция ввода-вывода). В момент разрешения работы «медленного» цикла (каждые 3,33 мс относительно синхронизации) за время прохода «быстрого» цикла выполняется одна отдельная автономная операция, и переключается указатель на следующую автономную операцию. За счет этого точность формирования импульса, как самый критичный к временным требованиям параметр, остается в пределах допустимых норм.

На рисунке 49 приведен алгоритм обработки подпрограммы системы автоматического регулирования.

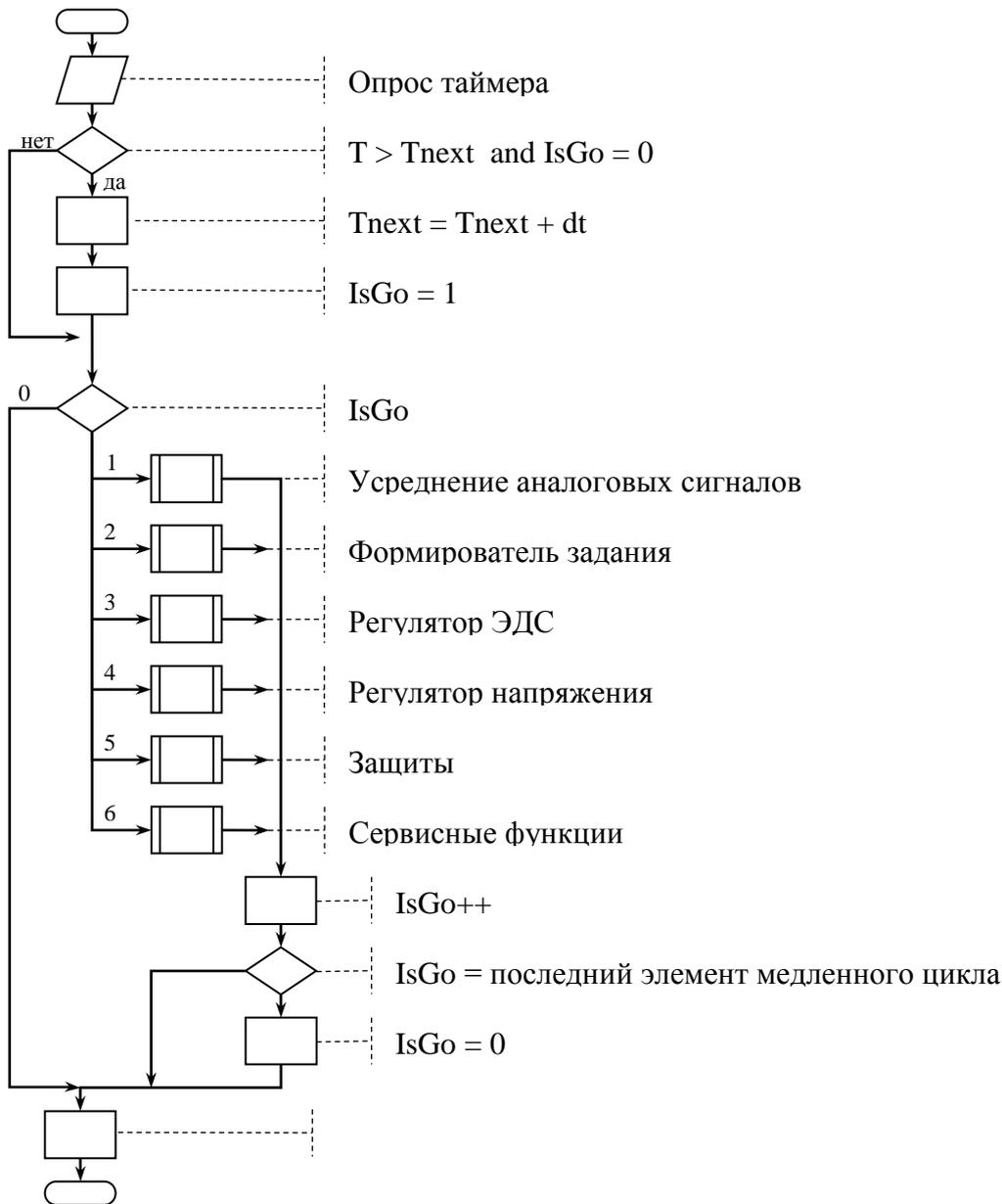


Рисунок 49 – Алгоритм обработки системы автоматического регулирования

Для распределенных операций, к которым принадлежат вычисление переменных САР, определение срабатывания большинства защит, опрос сигналов дискретного ввода, работы с выводом на ЖК-дисплей, используется указатель текущей автономной операции. После выполнения операции происходит переключение указателя на следующую автономную операцию. Здесь приводится перечень в той последовательности, в которой они выполняются во времени.

Значение указателя IsGO:

1: Усреднение отсчетов опросов АЦП сигналов обратных связей – работает в блоке аналогового ввода. Вычисление среднего из отсчетов, полученных со времени предыдущего усреднения.

2: Чтение состояния дискретных входов. Дискретные входы считывают состояния реле, автоматов, рубильников и прочее.

--- Блок защит ---

Защита максимального тока преобразователя (токовая отсечка) производится на каждом проходе быстрого цикла.

5: - Сброс готовности по комбинации дискретных сигналов.

- Защита от максимального среднеквадратичного тока преобразователя.

- Защита от недостаточного уровня напряжения фаз синхронизации.

6: Защита от максимального тока якорной цепи и прочих якорных защит.

7: Защита от превышения максимального напряжения генератора и прочих защит генератора.

8: защита от превышения максимальной скорости и прочих защит двигателя.

--- Блок системы автоматического регулирования ---

Для всех блоков САР проверяется состояние включенности данного блока, затем на основании алгоритмов, приведенных в разделе 2.3, происходит пересчет переменных состояния.

11: Ключи задания уровней задания в автоматике и формирование задания в других режимах.

12: Задатчик интенсивности, квадратичный с токоограничением.

13: Вычисление переменных контура адаптации.

14: Вычисления ЭДС и необходимых гибких обратных связей.

15: Вычисление регулятора ЭДС.

16: Вычисление регулятора тока.

17: Вычисление регулятора напряжения.

30-36: работа с ЖК-дисплеем.

При значении 36 указателю присваивается значение 0, и на этом цикл медленных расчетов заканчивается и переходит в режим ожидания следующего запуска цикла медленных вычислений.

На рисунке 50 приведен обобщенный алгоритм управляющей программы микропроцессорной системы импульсно-фазового управления. Отдельными подпрограммами выделены блоки задач, требующих разработки для преобразователя конкретного применения. Например, при реализации нереверсивных схем не требуется блок логического переключающего устройства, формирование задания на угол управления формируется отсчетом времени от точки синхронизации или вычисляется исходя из длительности периода питающего напряжения и прочее.



Рисунок 50 – Алгоритм управляющей программы

Построенная таким образом управляющая программа позволяет учесть все приведенные выше особенности и получить устройство импульсно-фазового управления, которое широко может применяться в различных приложениях на различных электроприводах.

По представленным алгоритмам разработана управляющая программа, зарегистрированная в Федеральной службе по интеллектуальной собственности (РОСПАТЕНТ) как программа для ЭВМ «Программа устройства автоматического управления электроприводом подъемной машины» за номером № 2013617014 [56]. Копия свидетельства о регистрации находится в приложении Б.

3.4 Методика преобразования алгоритмических структур в вычислительные алгоритмы

Преобразование структурных схем и алгоритмических структур в вычислительные алгоритмы требует большого количества операций и преобразований. Как правило, разработчик управляющей программы сталкивается с такой достаточно трудной задачей, что может приводить к ошибкам. Формализация подобного преобразования возможна с применением теории графов.

3.4.1 Структурные элементы

В составе структурных элементов, которые могут выполнять преобразования, доступны следующие функциональные блоки:

- 1) Входные сигналы – данные, полученные из контроллера или в результате предыдущего моделирования, которые можно использовать как входные сигналы в модели. Имеет форму треугольника, направленного направо.
- 2) Выходные сигналы – блоки, означающие, что входной в этот блок сигнал будет сохранен и его можно будет отобразить в качестве графика. Выходному сигналу можно назначать выход любого функционального блока. Имеет форму треугольника, направленного налево.
- 3) Сумматор – суммирует все входные сигналы. Имеет форму круга.
- 4) Блок умножения – перемножает все входные сигналы. Имеет форму ромба или блок с символом умножения «х».
- 5) Элемент памяти (запаздывание на шаг вычислений) – служит для правильной интерпретации обратных связей в модели, организации циклов вычислений. Является основой построения динамических звеньев. Простейшее – интегратор, состоящий из элемента запаздывания и сумматора. Элемент запоминает значение входного сигнала на данном шаге вычислений и выдает его на следующем шаге. Имеет форму шестигранника или блока с изображением чистого запаздывания.
- 6) Масштабный коэффициент – умножает входную величину на значение, указанное внутри блока. Имеет форму прямоугольника со значением коэффициента внутри.
- 7) Источник сигнала заданной величины – выдает сигнал заданной величины. Имеет форму прямоугольника со значением выхода внутри, при этом не имеет входных сигналов.

- 8) Функциональные блоки – производят вычисления по заданному алгоритму. Имеет форму скругленного прямоугольника, обычно отображается более жирной линией. На сегодняшний момент имеются блоки: ЗИ, РЭ, РН, ТП, Ген, Д Тя, Д Тм.
- 9) Блок сравнения – сравнивает две входные величины. Результатом сравнения является 0 либо 1. Имеет форму прямоугольника со знаком сравнения внутри.
- 10) Блок дискретизации – осуществляет квантование по уровню входного сигнала, отбрасывая дробную составляющую сигнала. Обозначается как функциональный блок с буквой D.

Цвета входных и выходных блоков соответствуют цветам отображаемых графиков. На период проведения вычислений для каждого блока при необходимости выделяется необходимое количество памяти. По окончании вычислений память освобождается.

Любой функциональный блок, кроме блока выходных сигналов, может иметь неограниченное количество выходов. Значения выходов одного блока являются одинаковыми.

Все перечисленные блоки можно создавать в редакторе модели и соединять направленными связями. Направление связи указывает направление распространения сигнала. Также возможно раскрашивать модель и выполнять комментарии.

Состав блоков позволяет реализовывать сложные алгоритмы управления, пользуясь набором простейших звеньев. Фактически простейшие звенья являются элементарным базисом моделирования цифровых систем управления.

При запуске моделирования выполняется алгоритм обхода модели, в которой производятся вычисления на каждом шаге.

При отображении на графике строятся все входные переменные и моделируемые выходные. Для каждой линии есть возможность задавать собственный масштаб отображения.

3.4.2 Преобразование алгоритмическая структура – граф – дерево – расчетный алгоритм

Любую сколь угодно сложную систему можно представить в виде комбинации различных звеньев. Разбиение больших блоков на более мелкие возможно вплоть до элементарных. Для линейных непрерывных моделей набором элементарных звеньев является [64]:

- Масштабное,
- Суммирующее,
- Интегрирующие,
- Линии связи, задающие направления распространения сигнала.

Для дискретных моделей необходимы также блоки запаздывания (квантования по времени) и дискретизации (квантования по уровню).

Для нелинейных моделей и моделей с переключающейся структурой необходимо использовать блоки умножения, блоки условия и прочие функциональные блоки, реализующие заданную нелинейность. Количество последних может быть неограниченно, но для реализации относительно простых нелинейных моделей этого достаточно.

Полный перечень реализованных на данный момент блоков приведен выше.

Полученная таким образом модель может быть представлена графически в виде функциональных блоков и связей. Такое представление общепринято в теории автоматического управления и других дисциплинах и наглядно отображает функциональные связи системы.

Для примера приведем модель контура регулирования напряжения генератора в системе электропривода, выполненного по системе Г-Д. Структура контура напряжения представлена на рисунке 28. Модель контура регулирования приведена на рисунке 51.

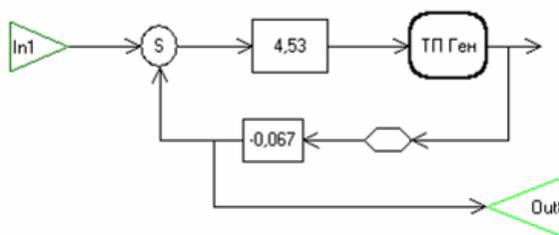


Рисунок 51 – Модель контура напряжения

В модели представлены блоки входа и выхода модели, сумматор, элемент задержки, два масштабных блока и функциональный блок, реализующий модель генератора и тиристорного преобразователя как два последовательно соединенных апериодических звена.

Для того, чтобы производить вычисления, необходимо преобразовать модель так, чтобы получить пути распространения сигнала, по которым можно передавать значение переменной состояния от блока к блоку.

Наиболее удобное представление обеспечивает графовая модель электропривода. Графовая модель электропривода рассмотрена в работах [47, 65].

Модель, построенная в среде моделирования, представляет собой ориентированный граф. При построении графа модели за узлы принимаются функциональные блоки модели (функциональные преобразования сигналов), за связи – направления распространения сигналов.

На рисунке 52 изображен граф, соответствующий модели, приведенной на рисунке 51.

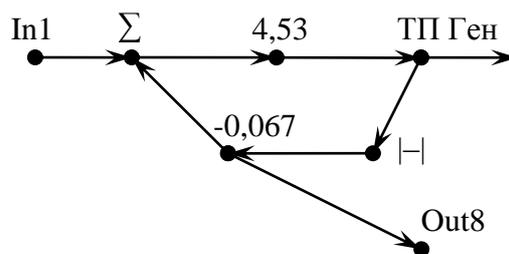


Рисунок 52 – Граф модели контура напряжения

По сути своей полученный граф уже является удобной структурой данных, при помощи которой вычисляется модель. Наиболее простой и наглядный способ – это обход графа с помощью рекурсивного алгоритма по пути, организованному связями.

Для раскрытия сути алгоритма приведем его краткое описание:

1. Производится обход всех элементов графа на предмет поиска источников сигнала – входы модели, элементы задержки, генераторы сигналов.
2. По связям от найденного объекта запускается рекурсивная функция, в которую передается значение переменной состояния, вычисленной в объекте, и ссылка на следующий объект.
3. В функции по типу и параметрам объекта, а также по значению переданных данных производится вычисление следующей переменной состояния, которая передается дальше по следующим связям объекта.
4. Многоходовые блоки – сумматоры и блоки умножения – накапливают в себе значения параметров до того момента, пока все входные связи не примут конкретное значение на данном шаге вычисления.
5. Завершение рекурсии производится, если связь приходит в блок выхода или блок элемента задержки.

Данный алгоритм имеет некоторые недостатки, а именно:

1. На каждом шаге вычисления модели алгоритм проверяет все объекты графа на предмет источника сигнала. При этом только небольшое количество объектов является таковыми. Остальные – это функциональные блоки или вообще незадействованные в модели графические элементы.
2. Для каждого блока производится проверка всех его связей и поиск пути обсчета также на каждом шаге вычисления.
3. Рекурсивный вызов требует значительных затрат времени и памяти вычислительной машины, загромождает стек и не является хорошим стилем программирования.

Устранение перечисленных недостатков предлагается применением дерева модели как дальнейшее развитие вычислительной структуры. Предполагается использование бинарного дерева как наиболее простого.

Дерево строится на основании графа и фактически является его проекцией на вычислительную структуру. Принцип построения дерева схож с процедурой получения вычислительного алгоритма:

1. В корень дерева и последовательно связанные с ним левые ветви дерева, помеченные «Next», вносятся объекты источников сигнала.
2. Объекты, следующие по связям за источниками сигналов, вносятся в правые ветки дерева, помеченные «Inside». Если у объекта несколько выходных связей, то его копия помещается в левую ветку, и затем в правых ветках заполняется следующий путь от объекта.
3. Завершаются правые ветки дерева выходами, элементами задержки и многовыходовыми блоками, не достигшими полного набора суммарных (множительных) связей.

На рисунке 53 представлено дерево модели, приведенной на рисунке 51.

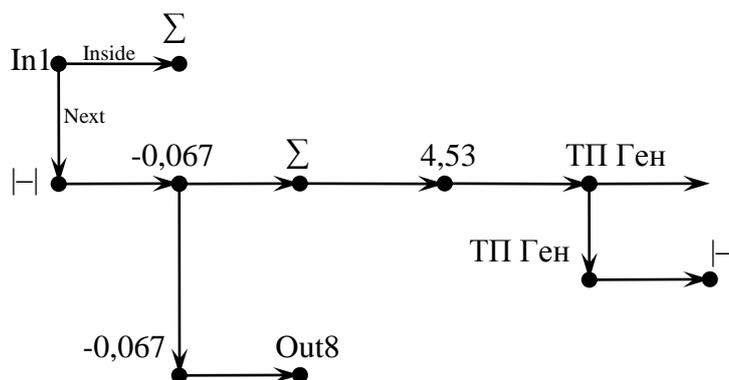


Рисунок 53 – Дерево модели контура напряжения

С получением дерева модели значительно упрощается алгоритм вычисления модели. Построение дерева не требует большого количества затрат машинного времени, так как строится один раз на время обсчета модели. На основании построенного дерева можно производить верификацию модели, видны недостижимые объекты, также циклы модели и недостаток рассчитанных связей многовыходовых блоков.

В результате полученного дерева составляется алгоритм вычисления модели. Фактически алгоритм представляет собой обход дерева и передачу значений рассчитываемых переменных состояний по дереву.

1. Для корня и всех самых левых веток (Next) ищется значение входной переменной и запускается заход внутрь по правой ветке Inside.
2. Производится максимально глубокое вычисление по правым веткам, при этом при каждом очередном заходе внутрь вычисляется значение переменной состояния для очередного блока, в который в качестве параметра передается значение предыдущего.
3. По достижении максимально глубокой правой ссылки производится возврат назад до блока, имеющего левую ветку (Next), и процесс повторяется с шага 2.
4. При возврате к максимально левым веркам дерева происходит переход к следующей левой ветке, до тех пор, пока все дерево не будет пройдено.

Подобный подход, с использованием дерева модели, по сравнению с рекурсивным алгоритмом обхода модели позволяет для модели среднего размера сократить время выполнения процедуры моделирования в четыре и более раз, значительно сократить затраты памяти и реализовать верификацию модели и генерацию управляющего алгоритма.

Дерево модели позволяет реализовать функцию генерирования управляющего алгоритма. Она заключается в том, что по готовой настроенной модели электропривода можно сгенерировать управляющий алгоритм в том синтаксисе, который необходим для контроллера. В нашем варианте в синтаксисе языка C.

Полученный код можно вставлять в управляющую программу, реализуя тем самым заранее проверенный на модели алгоритм. При этом исключены ошибки трансляции модели, и разработчику остается реализовать только привязку управляющего алгоритма к внешнему миру.

Генерирование алгоритма нужно начинать с листьев управляющего дерева (бывшего дерева модели). В дальнейшем при проходе к корню дерева в зависимости от типов блоков и особенностей синтаксиса языка формируются выходные строки алгоритма.

Впоследствии может потребоваться оптимизация полученных выражений для сокращения записи выражений. Подобными вопросами глубоко занимается теория компиляторов и языков программирования.

В качестве примера сгенерируем код для дерева модели, приведенного на рисунке 53.

Начиная справа дерева, получаем:

$S1 = In1$; - где $S1$ – переменная сумматора – неполная сумма;

$dt1 = f_{ГП\text{Ген}}((4,53) \cdot (S1 + (-0,067) \cdot dt1))$;

– где $dt1$ – переменная состояния блока задержки.

$Out8 = (-0,067) \cdot dt1$.

Последнюю строчку нужно перенести выше вычисления $dt1$, так как должно использоваться значение $dt1$ на предыдущем шаге. Также от переменной $S1$ можно избавиться, перенеся её внутрь суммы. В результате приведенной оптимизации получаем:

$$\begin{cases} \text{Out8} = (-0,067) \cdot dt1; \\ dt1 = f_{\text{ТП Ген}}((4,53) \cdot (\text{In1} + (-0,067) \cdot dt1)); \end{cases}$$

Вычислительный алгоритм выглядит довольно просто. При дальнейшей разработке можно вывести алгоритмы, реализованные в функциональных блоках, в частности $f_{\text{ТП Ген}}$. Для более сложных моделей вычислительный алгоритм может быть значительно больше.

3.5 Формирование вычислительного алгоритма по структуре и графу аналитического описания тиристора

Опишем процесс построения вычислительного алгоритма по предложенному аналитическому описанию тиристора, представленного на рисунке 54. Структура построена с использованием формул (2.6), (2.7), (2.8) и структуры, представленной на рисунке 9.

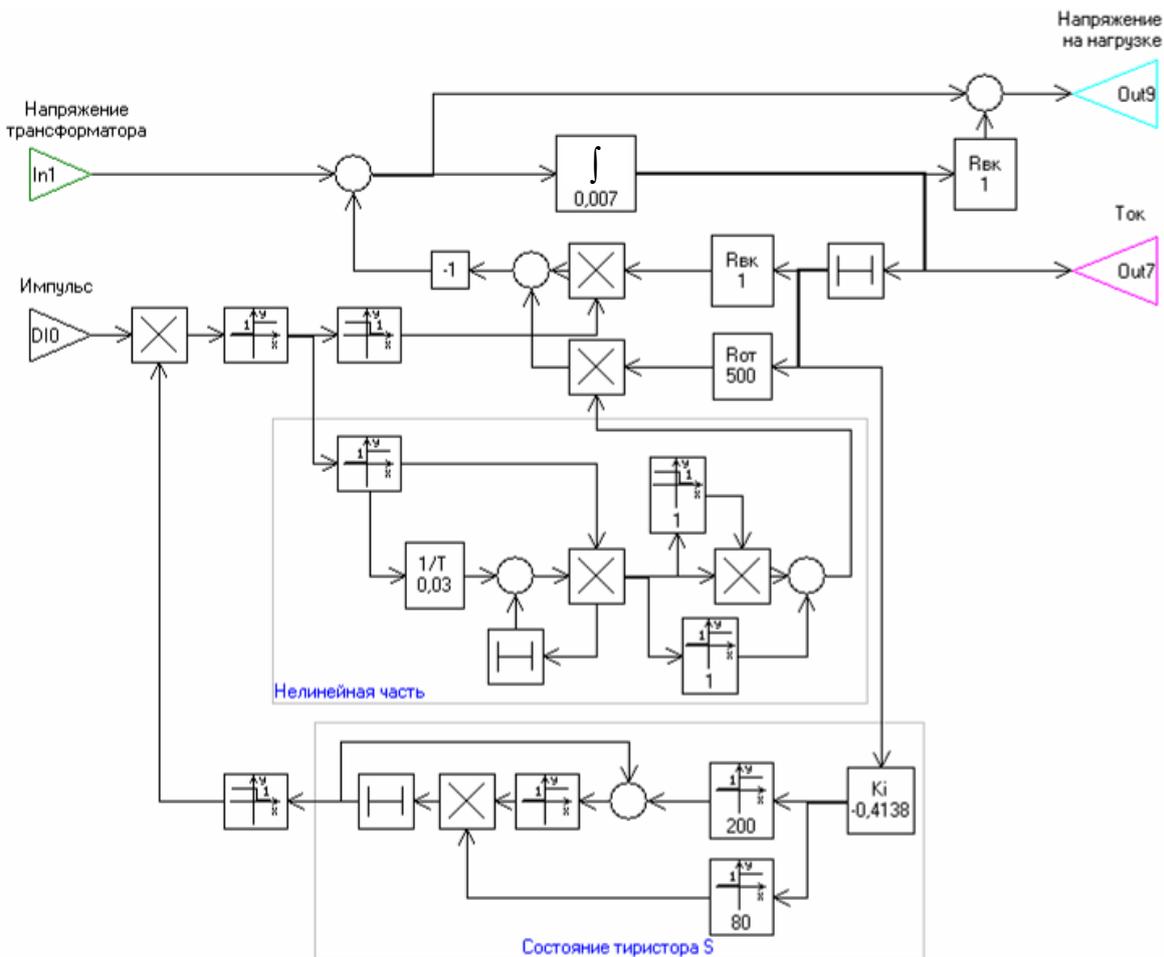


Рисунок 54 – Структура модели работы одного тиристора на активно-индуктивную нагрузку

Структура составлена из элементарных функциональных блоков. Дальнейшие операции, необходимые для получения расчетного алгоритма следующие

- 1) составление графа модели;
- 2) составление расчетного дерева модели;
- 3) составление вычислительного алгоритма;
- 4) проведение расчетов по модели на основании предложенных входных данных;
- 5) настройка модели по характеристикам объекта.

Все операции производятся автоматически в рамках разработанного комплекса программ. Методика перехода от одной операции к другой приведена в пункте 3.4.2. Проиллюстрируем последовательность действий, выполняемых программой.

Составим граф (рисунок 55), в котором функциональные блоки модели представлены вершинами, а связи между блоками – дугами.

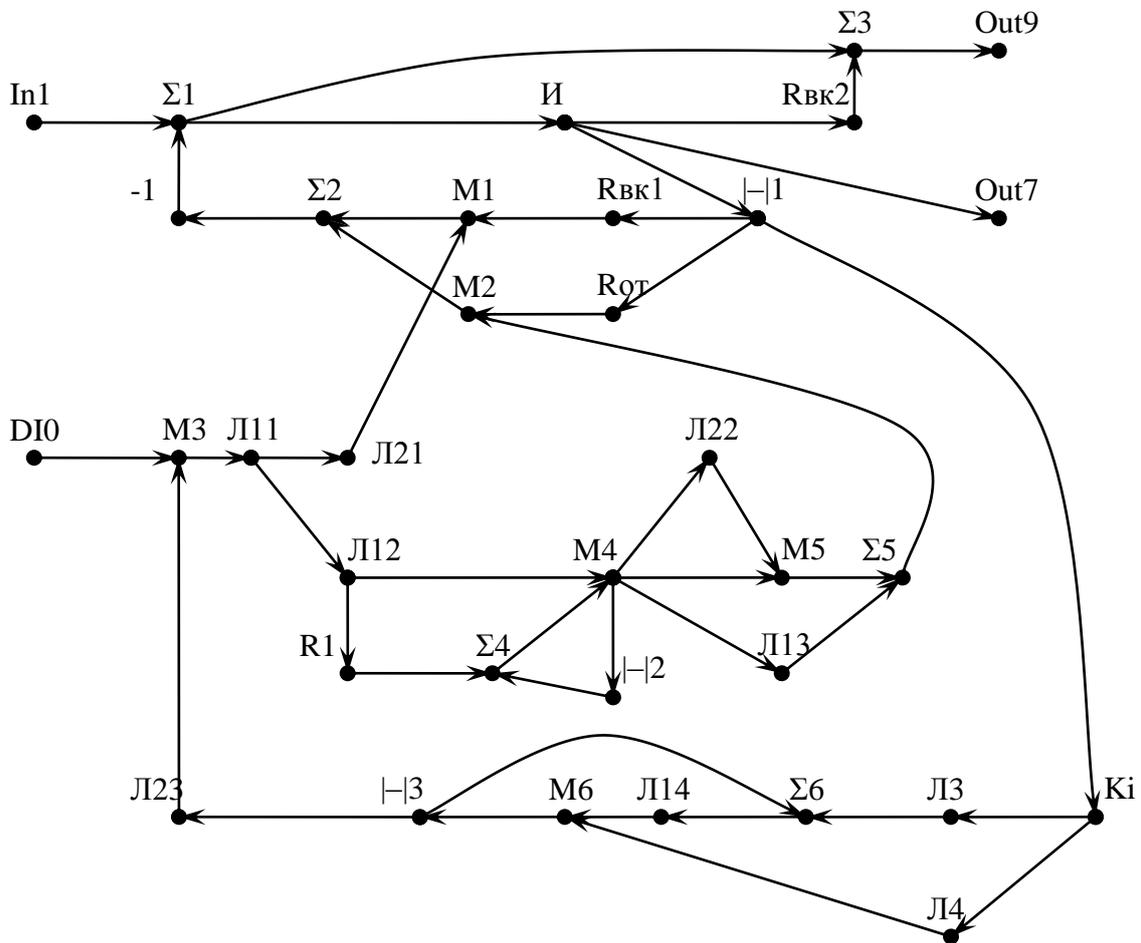


Рисунок 55 – Пронумерованный граф модели тиристора, каждый блок имеет индивидуальное обозначение

На рисунке 55 все вершины в графе пронумерованы для удобства составления дерева. Приняты следующие обозначения вершин графа:

In1 – Входной сигнал, в приведенном случае напряжение трансформатора;

DI0 – Входной дискретный сигнал управляющего импульса;

Out7 и Out9 – выходные сигналы из модели;

Σ – блок суммирования;

M – блок умножения;

И – интегратор;

Л1 – Л4 – блоки логики;

Rvk, Rot, -1, Ki, R1 – масштабные блоки с соответствующими коэффициентами;

|–| – блок задержки сигнала на один интервал дискретизации вычисления.

Преобразуем полученный граф в бинарное дерево (рисунок 56), тем самым произведем проекцию графа на вычислительный алгоритм.

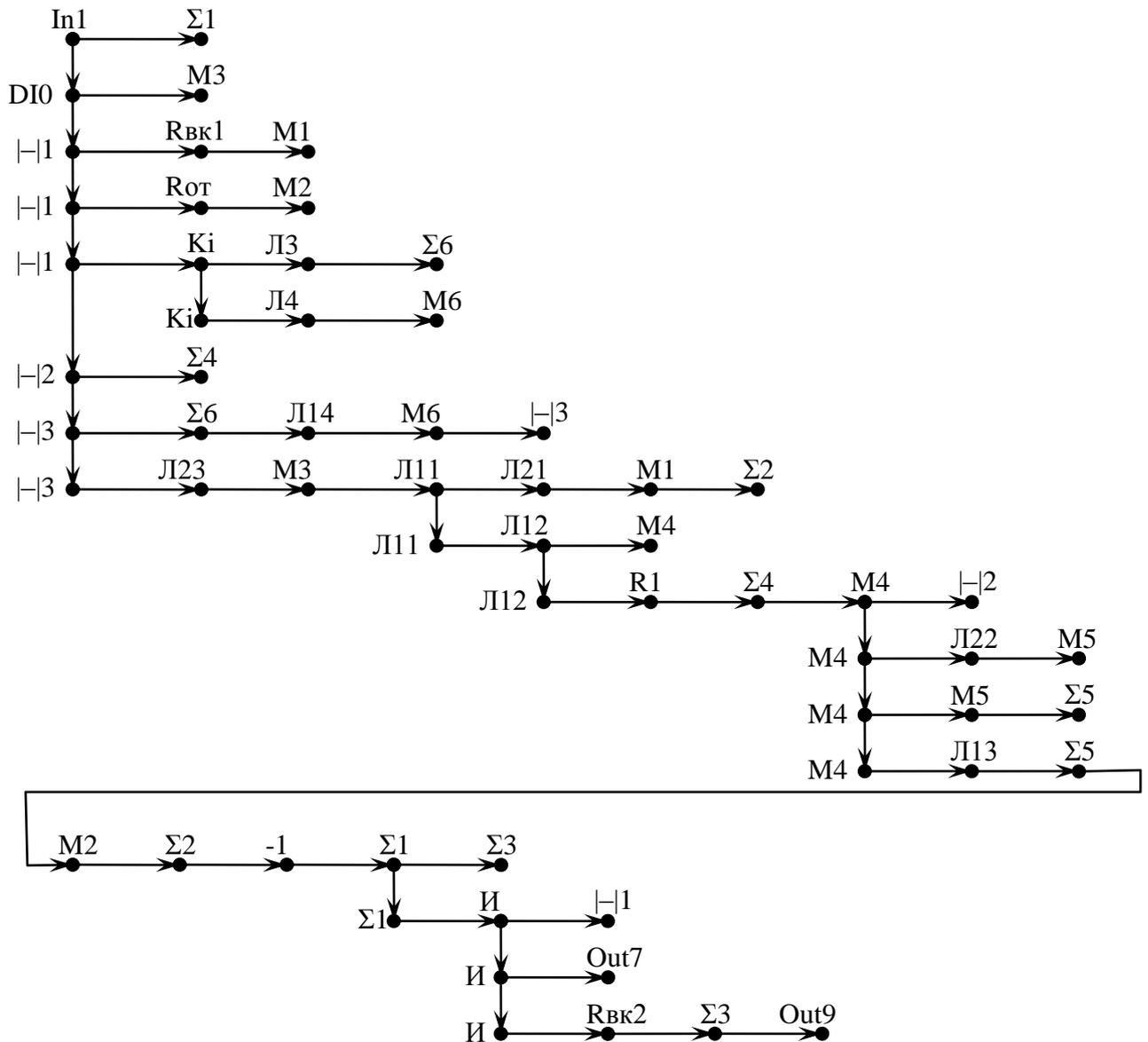


Рисунок 56 – Дерево модели тиристора

Вершина дерева и левые ветки будут являться исходными блоками для расчета (источники сигнала и элементы задержки). Правые ветви указывают направление распространения сигнала по вычислительному алгоритму вплоть до правых листьев, которые образуют выходные сигналы из модели, либо не заполненные многовыходовые блоки (суммирование, умножение). Внутренние левые ветви образуют ветвление сигнала для многовыходных блоков.

На основании полученного дерева составляется вычислительный алгоритм. Для каждого из блоков (вершин дерева), в соответствии с функциональным свойством, выделяется соответствующее количество ячеек памяти. Для многовыходовых блоков суммирования и умножения выделяется количество ячеек, соответствующее количеству входов. Для элементов задержки, масштабных и логических звеньев достаточно одной ячейки памяти для хранения задержанного значения или параметра блока.

Логические блоки обозначены как функции $L/N()$, при этом номер логического функционального блока опущен, так как блоки с разными номерами выполняют одинаковые функции.

Для дерева, представленного на рисунке 56, составляется следующий вычислительный алгоритм (колонки должны выполняться последовательно слева направо):

$$\begin{array}{lll}
 \Sigma 1_1 = In1_i; & M1_2 = Л1(Л2(M3_s)); & \Sigma 5_s = \Sigma 5_1 + \Sigma 5_2; \\
 M3_1 = DI0; & M1_s = M1_1 * M1_2; & M2_2 = \Sigma 5_s; \\
 M1_1 = Rvk1 * |-1_i; & \Sigma 2_1 = M1_s; & M2_s = M2_1 * M2_2; \\
 M2_1 = Rot * |-1_i; & M4_1 = Л1(Л1(M3_s)); & \Sigma 2_2 = M2_s; \\
 \Sigma 6_1 = Л3(Ki * |-1_i); & \Sigma 4_2 = R1 * Л1(Л1(M3_s)); & \Sigma 2_s = \Sigma 2_1 + \Sigma 2_2; \\
 M6_1 = Л4(Ki * |-1_i); & \Sigma 4_s = \Sigma 4_1 + \Sigma 4_2; & \Sigma 1_2 = -1 * \Sigma 2_s; \\
 \Sigma 4_1 = |-2_i; & M4_2 = \Sigma 4_s; & \Sigma 1_s = \Sigma 1_1 + \Sigma 1_2; \\
 \Sigma 6_2 = |-3_i; & M4_s = M4_1 * M4_2; & \Sigma 3_1 = \Sigma 1_s; \\
 \Sigma 6_s = \Sigma 6_1 + \Sigma 6_2; & |-2_{i+1} = M4_s; & И = f_{И}(\Sigma 1_s); \\
 M6_2 = Л1(\Sigma 6_s); & M5_1 = Л2(M4_s); & |-1_{i+1} = И; \\
 M6_s = M6_1 * M6_2; & M4_2 = M4_s; & Out7_i = И; \\
 |-3_{i+1} = M6_s; & M5_s = M5_1 * M5_2; & \Sigma 3_2 = Rvk2 * И; \\
 M3_2 = Л2(|-3_i); & \Sigma 5_1 = M5_s; & \Sigma 3_s = \Sigma 3_1 + \Sigma 3_2; \\
 M3_s = M3_1 * M3_2; & \Sigma 5_2 = Л1(M4_s); & Out9_i = \Sigma 3_s.
 \end{array}$$

Полученный алгоритм можно использовать при вычислении каждого шага при моделировании и при расчете модели в качестве наблюдателя в управляющей программе.

3.6 Выводы по главе

Алгоритмические структуры цифровой системы управления могут быть построены из простейших блоков на основе метода структурно-топологической декомпозиции.

Алгоритм управляющей программы для системы управления электроприводом обладает задачами с различным приоритетом и быстродействием и строится на основе распределения временного ресурса между задачами.

Методика реализации цифровой системы управления обеспечивает переход от структуры модели к её графу с последующим получением вычислительного алгоритма.

Предложен способ реализации алгоритмической структуры в контроллере с применением графа структурной схемы и дерева графа. Граф позволяет получить алгоритмы работы отдельных модулей системы. Собрав модули в единый алгоритм и распределив ресурсы системы, можно получить алгоритм управляющей программы.

ГЛАВА 4 ПРОЕКТИРОВАНИЕ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ШАХТНОЙ ПОДЪЕМНОЙ УСТАНОВКИ

В этой главе предлагаются технические решения, принятые при реализации тиристорного электропривода шахтной подъемной установки. На основе рассматриваемых подходов создана обобщенная методика проектирования и модернизации систем электропривода с использованием системы моделирования.

Основным управляющим устройством в системе электропривода, выполняющим разработанные в предыдущей главе алгоритмы, является цифровое устройство автоматического управления электроприводом подъемной машины (ЦУАЭПМ).

4.1 Техническая структура цифрового устройства автоматического управления электропривода подъемной машины

Устройство собрано на основе промышленного контроллера, состоящего из процессорного модуля и модулей ввода-вывода, подключенного к датчикам координат и состояния электропривода и устройствам индикации. Модульное устройство управляющей программы позволяет осуществить дальнейшее развитие функциональных возможностей аппарата: увеличить число защит реализуемых устройством, реализовать функции самонастройки и самодиагностики.

Функционирование устройства можно представить в виде трех систем, которые также имеют модульную структуру:

- системы защит и сигнализации;
- системы автоматического регулирования координат электропривода;
- системы импульсно-фазового управления;

На рисунке 57 представлена техническая структура устройства ЦУАЭПМ для шахтных подъемных установок.

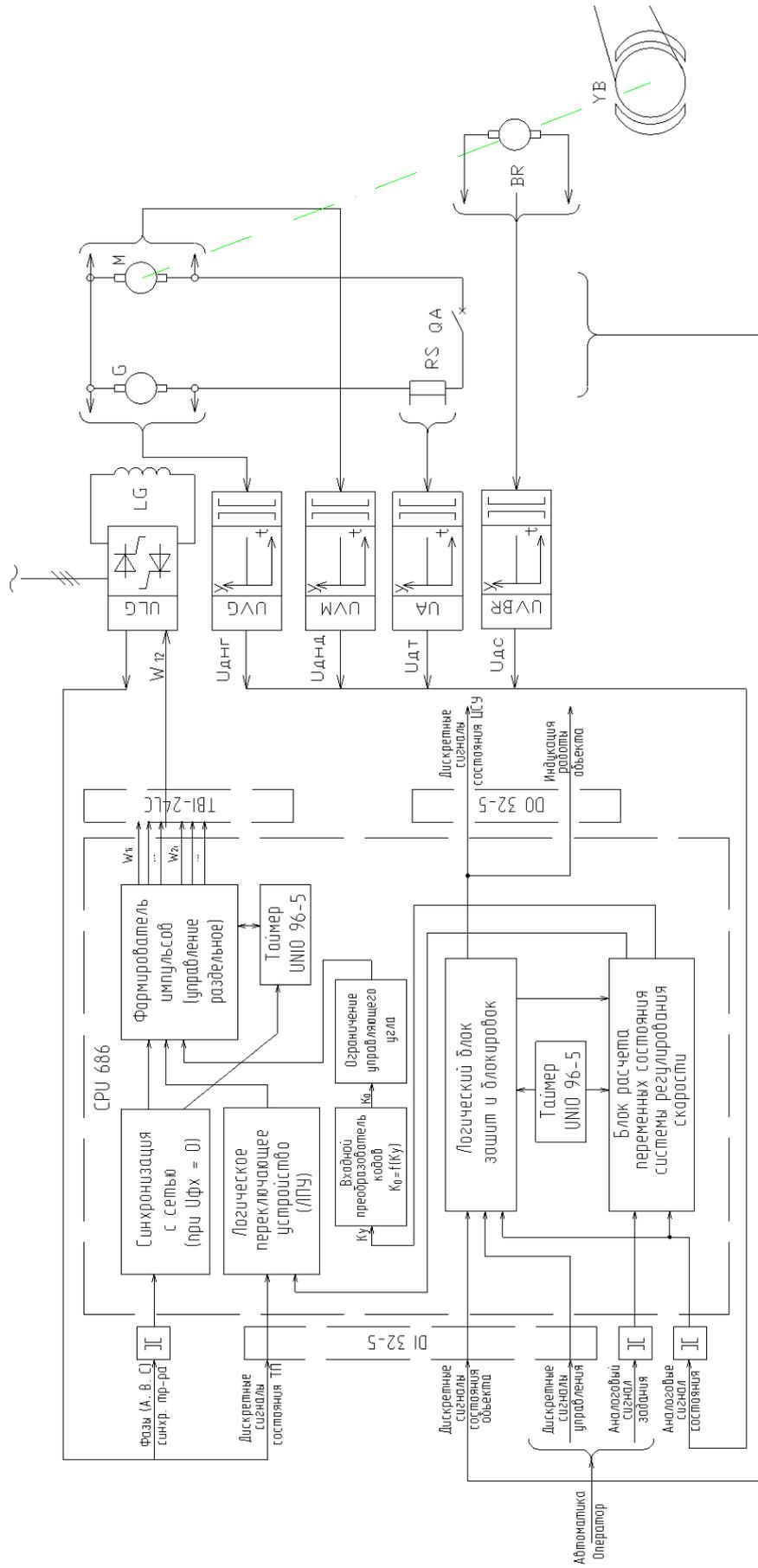


Рисунок 57 – Техническая структура ЦУАЭПМ

Функции, выполняемые ЦУАЭПМ:

- 1) Формирование импульсных последовательностей для управления силовыми полупроводниковыми элементами (тиристорами или биполярными транзисторами с изолированным затвором - IGBT) в ключевом режиме в соответствии с законом управления и особенностями нагрузки;
- 2) Регулирование координат электропривода — напряжения, тока, ЭДС, скорости вращения и положения вала;
- 3) Ограничение заданных координат электропривода — напряжения, тока, скорости вращения;
- 4) Обеспечение требуемых технологических и электрических защит;
- 5) Сигнализация текущего состояния, сработавшей защиты и выдача сигналов предупредительной сигнализации;
- 6) Автоматическое выполнение технологического процесса, либо участие в автоматизированной системе управления технологическим процессом в целом.

4.2 Комплекс программ для проектирования, анализа и синтеза управления электроприводом

При разработке комплекса программ ставились задачи настройки сложного электропривода на технологическом объекте, нередко в условиях жестких временных рамок. Предъявлялись большие требования к наглядности и удобству использования и обработки данных с объекта управления, а также легкости анализа сложившейся ситуации для принятия решения по настройке системы управления. В дальнейшем комплекс стал применяться в исследовательских целях и внедрен в учебном процессе.

В ходе разработки системы управления электроприводом создан инструмент настройки системы управления и анализа режимов работы электропривода, который развился в автономный модуль, входящий в комплекс программ, реализующий множество дополнительных функций и работающий с различными системами управления.

4.2.1 Структура и задачи комплекса программ

Комплекс программ позволяет решать с применением моделирования следующие задачи:

- контроль внутренних переменных, рассчитываемых в управляющей программе, на основании входных данных;

- проверку и отладку управляющей программы на основании модели процесса управления;
- автоматизированный поиск параметров объекта управления;
- параметрической и структурной оптимизации системы управления на основании модели объекта управления и выбранного эталона.

Структура программного комплекса состоит из двух аппаратно разнесенных частей: управляющей программы и среды визуализации и моделирования (см. рисунок 58). Два устройства взаимосвязаны, но функционируют отдельно. В каждом устройстве программа разбита на модули. Управляющая программа, как правило, находится во встраиваемой системе управления – в промышленном или микроконтроллере. Среда визуализации и моделирования располагается на не относящемся к технологическому процессу устройстве. Это может быть ноутбук или персональный компьютер. Каждая из частей самостоятельна и может функционировать независимо друг от друга.



Рисунок 58 – Структурная схема комплекса программ

В части управляющей программы содержатся, кроме самих функций, управления электроприводом или технологическим процессом, модули оциллографирования, настройки параметров и передачи данных. Название этих модулей говорит само за себя, и они выполняют функции накопления информации и связи со второй частью комплекса.

Среда моделирования и визуализации предоставляет пользователю оперировать с полученными данными: графически представить переходные процессы, провести измерения по графикам и оценить качество переходных процессов, изменить параметры управляющей программы, визуализации или модели, провести анализ данных с использованием среды моделирования. В системе визуализации есть возможность вручную задавать тренды, подавая эти воздействия заданной формы на вход модели.

Передача данных осуществляется через стандартные интерфейсы.

Модульная структура позволяет использовать программный комплекс в различных управляющих программах и на различной аппаратной базе. Это обеспечивается добавлением участков кода в управляющую программу, реализующую функции предложенных модулей. Представленный комплекс программ используется и в других разработках управляющих устройств, в частности, при разработке системы управления электроприводом на ПИС контроллере и программируемого аппарата задания контроля движения и технологических защит шахтной подъемной установки (ПАЗК).

Модули, относящиеся к управляющей программе, имеют малую ресурсоемкость, за исключением требования объема памяти под хранение осциллограммы, поэтому возможна одновременная работа программы управления, осциллографирования, настройки и передачи данных без существенного возрастания нагрузки на вычислительные мощности устройства управления.

На рисунке 59 представлен интерфейс среды моделирования и визуализации, на котором отмечены основные визуальные компоненты.

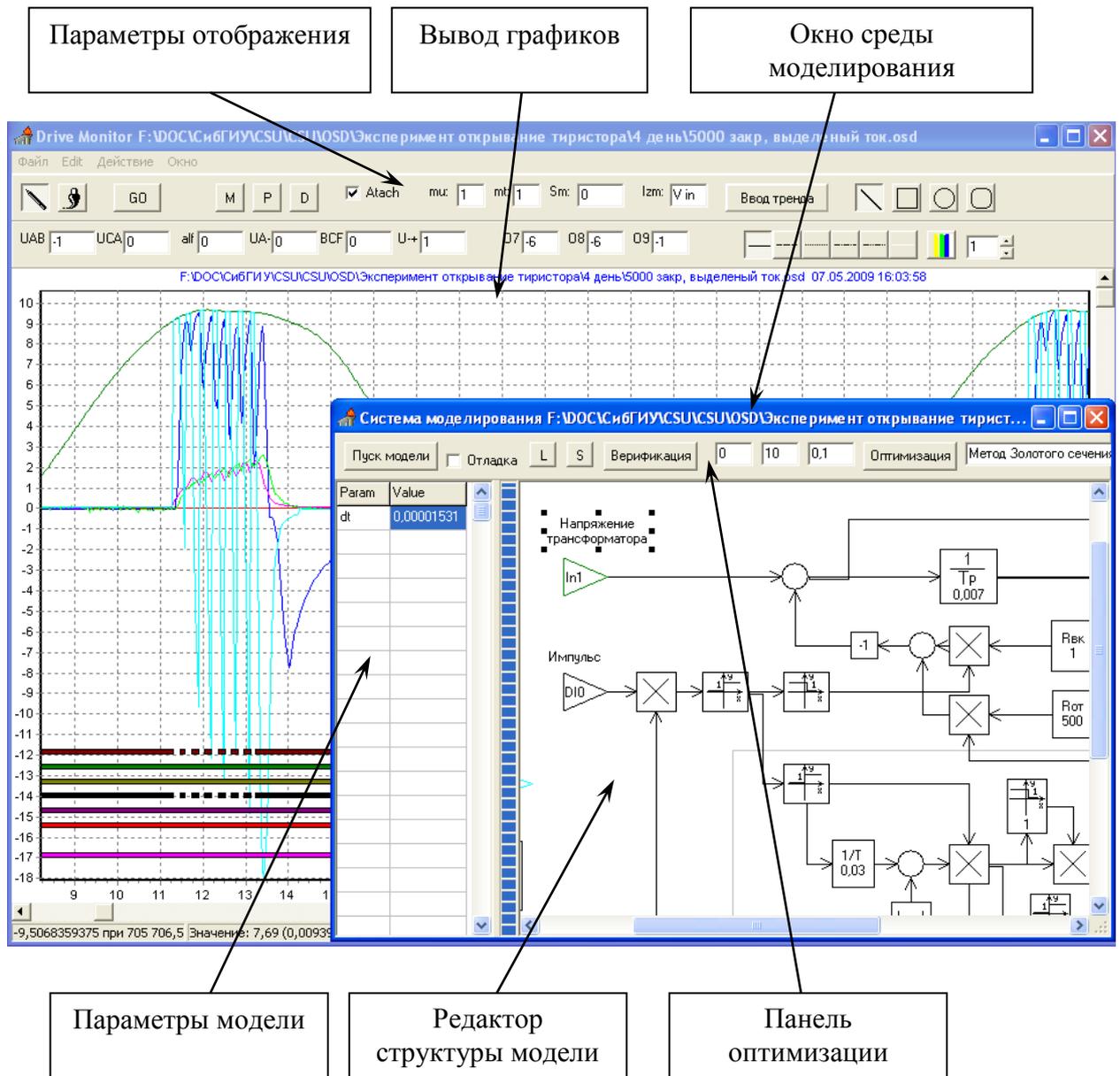


Рисунок 59 - Интерфейс среды моделирования и визуализации

Каждый модуль среды визуализации и моделирования имеет собственный формат данных, которые можно сохранять на носителях информации. На рисунке 60 представлены четыре модуля и четыре типа файлов и данных. Название файлов говорит само за себя.

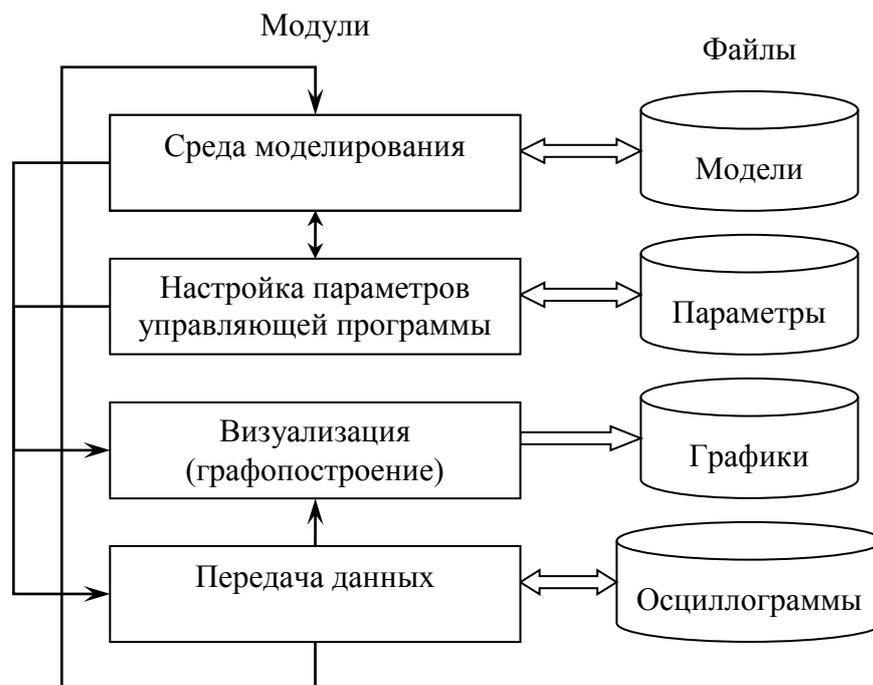


Рисунок 60 – Структура взаимодействия модулей с файлами данных программного комплекса

В современных цифровых системах управления присутствует множество настроечных параметров. В дополнении к ним существуют параметры визуализации и параметры модели системы моделирования. Для работы со всеми этими величинами используется таблица настройки параметров. Размеры таблицы и содержание комментариев задаются в настроечных файлах. Каждый параметр имеет свой уникальный номер (УПН – уникальный номер параметра). Даже при отсутствии описания на какой-либо из параметров все параметры будут переданы и сохранены.

На уровне передачи данных реализованы алгоритмы проверки целостности таблицы параметров и правильность её передачи. Работа с таблицей параметров позволяет сохранять различные настроечные конфигурации как для управляющей программы, так и для клиентской программы визуализации и моделирования.

Среда моделирования содержит следующие модули: конструктор модели, редактор параметров компонентов, средства верификации (проверки) модели и система оптимизации параметров (рисунок 61).

Система моделирования является вспомогательным средством идентификации параметров и настройки электропривода в составе разработанного цифрового устройства автоматического управления электроприводом подъемной машины (ЦУАЭПМ). Также система моделирования может рассматриваться как самостоятельное средство расчета и построения переходных процессов для различных по структуре и алгоритмам цифровых систем управления. Полученные таким образом алгоритмы можно напрямую внедрять в цифровые устройства управления.

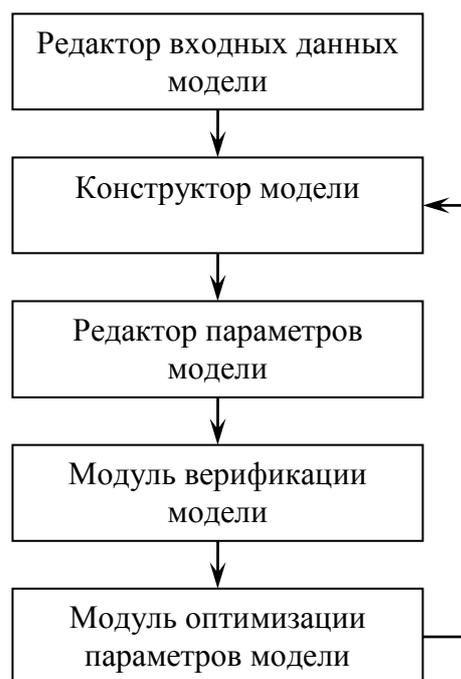


Рисунок 61 – Структура модуля среды моделирования, стрелками показан типичный алгоритм обхода блоков при моделировании

Задачей системы моделирования является расчет значений различных переменных на основании заданной структуры вычислений (структуры модели), алгоритмов функциональных блоков и входных данных, которые могут быть как генерируемыми переменными (генераторы сигналов), так и снятыми с реально работающего электропривода. Вычисления производятся на основании дискретного времени. После вычислений строится график полученных переходных процессов.

Меняя параметры модели, структуру модели, а также входные воздействия, можно получать переходные процессы для этих изменений и, следовательно, исследовать характер этих воздействий на систему управления.

Система моделирования встроена в среду визуализации и моделирования, которая взаимодействует с управляющей программой в контроллере ЦУАЭПМ.

Любую сколь угодно сложную систему можно представить в виде комбинации различных звеньев. Разбиение больших блоков на более мелкие возможно вплоть до элементарных [64]. Для линейных непрерывных моделей набором элементарных звеньев является: масштабное, суммирующее, интегрирующее, линии связи, задающие направления распространения сигнала. Для дискретных моделей необходимы также блоки запаздывания (квантования по времени) и дискретизации (квантования по уровню).

Для нелинейных моделей и моделей с переключающейся структурой необходимо использовать блоки умножения, блоки условия и прочие функциональные блоки, реализующие

заданную нелинейность. Количество последних может быть неограничено, но для реализации относительно простых нелинейных моделей этого достаточно.

Любой функциональный блок, кроме блока выходных сигналов, может иметь неограниченное количество выходов. Значения выходов одного блока являются одинаковыми.

Все перечисленные блоки можно создавать в редакторе модели и соединять направленными связями. Направление связи указывает направление распространения сигнала. Также возможно раскрашивать модель и выполнять комментарии.

Состав блоков позволяет реализовывать сложные алгоритмы управления, пользуясь набором простейших звеньев. Фактически простейшие звенья являются элементарным базисом моделирования цифровых систем управления. Состав элементарных блоков постоянно расширяется, что позволяет проще и компактнее располагать структуру модели. Реализована также многоуровневая структура блоков, в которой отдельные блоки могут являться самостоятельными моделями или подфункциями.

При запуске моделирования выполняется алгоритм обхода модели, в которой производится вычисления на каждом шаге дискретизации. Алгоритм составляет граф модели, который затем преобразуется в дерево модели.

Подобный подход, с использованием дерева модели, по сравнению с рекурсивным алгоритмом обхода графа модели позволяет для модели среднего размера сократить время выполнения процедуры моделирования в четыре и более раз, значительно сократить затраты памяти и реализовать верификацию модели и генерацию управляющего алгоритма.

Отдельно следует выделить функцию автоматического поиска параметров, основанную на методах оптимизации. Задачей автоматизированной системы является помощь разработчику в выборе структуры и величины параметров модели, во-первых, для получения адекватной модели и, во-вторых, для получения заданного качества регулирования при синтезе системы.

При решении задач идентификации объекта, выбора и настройки структуры и параметров системы регулирования всегда задаются каким-либо эталоном, к которому стремятся привести модель. Для задач идентификации эталоном являются реально записанные процессы на реальном объекте. Эти процессы сравниваются с процессами, получаемыми в модели.

Для задач синтеза системы регулирования эталонными являются идеализированные характеристики системы; в частности, для тока в электроприводе – это прямоугольная или трапецеидальная диаграмма; также можно рассматривать отставание выходной регулируемой величины от величины задания и прочее.

Выделим следующие преимущества разработанного комплекса программ:

- тесная интеграция с устройством управления;
- модульность и расширяемость;

- гибкая система настройки и построения модели;
- мультиплатформенность (использование на различных устройствах управления);
- низкие системные требования.

Некоторые функции, связанные с моделированием, возможно решать и в других пакетах прикладных программ, но тесная интеграция с управляющим комплексом позволяет значительно сократить время на обработке информации и моделировании.

4.2.2 Объектная структура комплекса программ

Модель, построенная в среде моделирования, представляет собой ориентированный граф. Вершины графа – функциональные преобразования сигналов, дуги – линии связи.

Модельная часть программного комплекса состоит из нескольких визуальных компонентов, потомков класса TForm. В составе форм присутствуют различные визуальные и не визуальные компоненты, главные из которых – это область построения графиков TGraph и конструктор модели ExpressFlowChart.

Программа состоит из шести основных окон и двух дополнительных.

Все объекты окон взаимодействуют с тремя структурами данных, оформленных в три объекта (должны бы быть): данные осциллограммы m, данные параметров Params, данные модели ModelTree.

Шесть основных интерфейсных модулей это:

1. модуль визуализации результатов;
2. модуль редактора модели;
3. модуль редактора параметров блока;
4. модуль редактора параметров модели;
5. модуль ввода трендов (генератор задающих воздействий);
6. модуль связи (передачи данных).

Каждый из этих модулей представляет объект, построенный на основании классов, и являются наследниками класса TForm. Все эти объекты являются визуальными и имеют интерфейс, позволяющий пользователю работать с модулями программы.

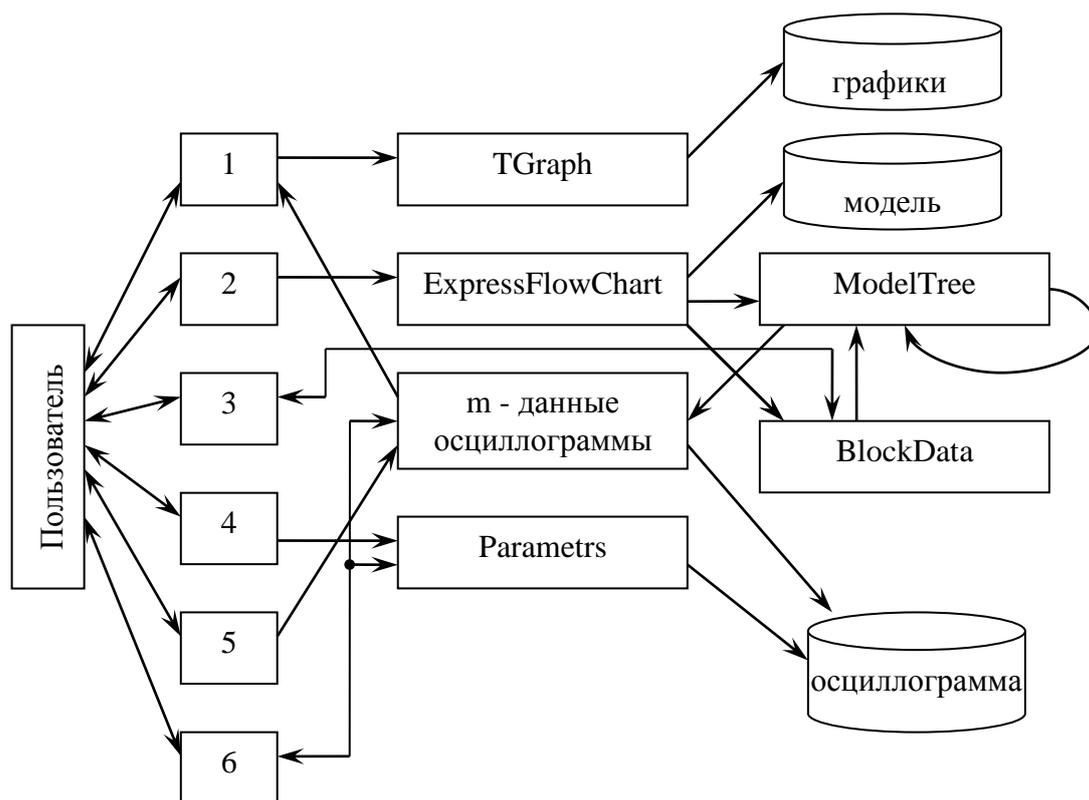


Рисунок 62– Структура объектов программы

По представленным алгоритмам разработана управляющая программа, зарегистрированная в Федеральной службе по интеллектуальной собственности (РОСПАТЕНТ) как программа для ЭВМ «Программа анализа переходных процессов и моделирования электропривода шахтной подъемной установки» за номером № 2013617015 [57]. Копия свидетельства о регистрации имеется в приложении Б.

4.2.3 Среда моделирования

Система моделирования является средством идентификации параметров и настройки электропривода в составе устройства ЦУАЭПМ. Также система моделирования может рассматриваться как самостоятельное средство расчета и построения переходных процессов для различных по структуре и алгоритмам цифровых систем управления. Полученные таким образом алгоритмы можно напрямую внедрять в цифровые устройства управления.

Задачей системы моделирования является расчет значений различных переменных на основании заданной структуры вычислений (структуры модели), алгоритмов функциональных блоков и входных данных, которые могут быть как генерируемыми переменными (генераторы сигналов), так и снятыми с реально работающего электропривода. Вычисления производятся

на основании дискретного времени. После вычислений строится график полученных переходных процессов.

Система моделирования встроена в настроечную программу «Drive Monitor», которая взаимодействует с управляющей программой в контроллере ЦУАЭПМ.

4.3 Методика проектирования и модернизации систем электропривода с использованием системы моделирования

Разработанный комплекс программ и система моделирования открывают широкие возможности разработчикам систем электропривода. В таблице 4 представлены этапы методики, предложенной для проектирования и модернизации систем управления с использованием системы моделирования.

Преимущества методики и рассмотренного подхода в комплексе:

- сокращается время внедрения и наладки электропривода;
- направленность на конечный результат – задача или задачи ставятся на каждом новом цикле методики;
- доступность для анализа, так как система изначально проектируется для исследования, детектирования и анализа;
- автоматические или автоматизированные детекторы упрощают поиск и решения проблемных моментов в цельной системе электропривода;
- рассмотренные примеры и результаты внедрений с использованием представленной методики демонстрируют серьезный потенциал рассматриваемого подхода.

Таблица 4 – Этапы методики проектирования и модернизации систем электропривода с использованием системы моделирования

№	Этап	Средства	Описание
1	Априорная структура, анализ путей решения	Аналитический анализ, известные решения в подобной области	
2	Идентификация структуры и параметров электропривода	Расчет по имеющимся техническим данным, Переходные процессы с электропривода	Применение методов оптимизации для обеспечения адекватности математической модели; использование методов автоматического определения параметров
3	Настройка системы управления	Модель, метод оптимизации	Применение методов структурной и параметрической оптимизации, синтез системы управления проверка на модели, многомерная оптимизация на модели, рассмотрение вариантов структур и выбор оптимальной
4	Проверка, адекватность, устойчивость	Модель, комплекс средств системы моделирования	Проверка полученной модели на работоспособность, соответствие номинальным и смысловым понятиям; проверка адекватности модели по новым данным, не участвовавшим в настройке модели и идентификации; проверка нелинейной модели на устойчивость исследованием в широком диапазоне входных и возмущающих воздействий
5	Испытания, пуск на объекте	Комплекс управляющих программ, система электропривода	Испытания разработанной и проверенной системы управления на реальном объект
6	Анализ качества управления, детектор режимов, режимная проверка и наладка, автоматическая идентификация отклонений	Комплекс программ (управление и моделирование) развитые средства анализа	Взаимодействие частей программного комплекса позволяет отображать фиксировать результаты испытаний в виде осциллограмм и численного анализа; моделирование позволяет определить по полученным данным воздействия (управление, возмущение), подать выделенные возмущения на модель и настроить систему управления под них

4.4 Применение полученных моделей в системе анализа объекта в реальном масштабе времени

На основе полученных в предыдущих главах моделей возможно формирование требований для прогнозирующего управления ТП для ускорения процесса открывания и реверсирования ТП.

Совершенствование современных средств управления электроприводами позволяет расширять функции устройств управления, касающиеся сбережения технологического оборудования, обеспечения оптимального расходования энергоресурсов, обеспечения автоматизации и удаленного управления, обеспечения всесторонней защиты механической и электрической частей электрооборудования.

Применение специальных технологических защит позволяет сократить время простоя, своевременно определить возникновение нештатной ситуации и обеспечить останов механизма.

4.4.1 Анализ работы каждого тиристора по кривой напряжения и тока, выявление нештатных ситуаций

Моделирование тиристорного преобразователя в реальном времени позволяет производить его диагностику. Контроль работы каждого тиристора в мосту, и в случае отклонения параметров напряжения или тока сигнализировать об аварийном режиме. При этом номер текущего тиристора позволит локализовать неисправность в силовой схеме или в драйвере конкретного полупроводникового прибора.

Модель может использоваться для анализа предаварийных ситуаций. Сравнивая рассчитанную величину $U_{дМ}(t)$ из модели ТП, рассчитываемую в реальном времени, и реально измеренную величину напряжения на нагрузке, можно определить моменты неправильной работы тиристоров и тракта формирования управляющих импульсов. Если возникает расхождение значений измеренного и рассчитанного, то значит произошла нештатная ситуация: тиристор не включился или включился позже, включился не тот тиристор, который должен был, тиристор не отключился или управляющий импульс не дошел до тиристора. На основании этой информации можно диагностировать развитие аварийной ситуации в ТП, а также рекомендовать к проверке тиристор с определенным номером, так как он известен по текущему интервалу коммутации в модели.

Алгоритм выработки решения может быть представлен схемой, показанной на рисунке 63.

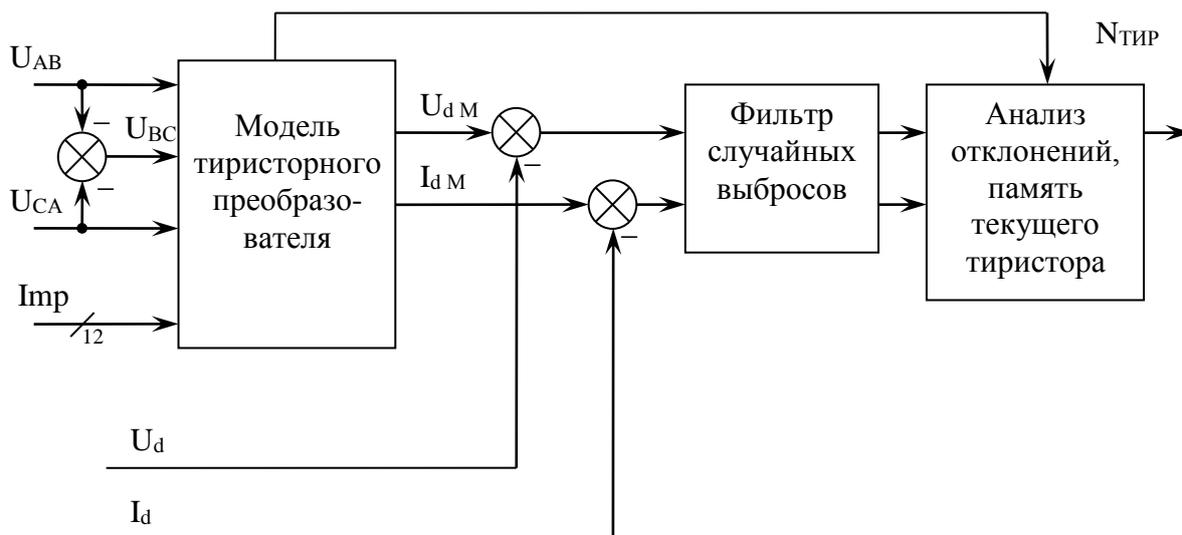


Рисунок 63 – Функциональная схема алгоритма обработки нештатных ситуаций

Для алгоритма выявления нештатных ситуаций не требуется производить каких-либо дополнительных измерений, так как величины тока и напряжений уже измерены для нужд управления. Единственный ресурс, потребляемый алгоритмом, – это процессорное время. Проводя процедуры оптимизации алгоритмов модели, используя целочисленные вычисления и минимизацию арифметических действий, удастся добиться минимальной дополнительной нагрузки на процессорный модуль, практически не влияющей на выполнение основной программы.

Практический же эффект внедрения подобной диагностической модели позволяет существенно ускорить поиск неисправностей и предотвратить развитие аварийных ситуаций.

4.5 Практическое применение

Перечень промышленных объектов, на которых внедрены результаты исследования, приведены в таблице 5. В таблице отмечено то, что настоящая работа позволила достигнуть при реализации управляющих устройств. Промышленная эксплуатация подтверждается актами внедрений, представленными в приложении Б.

Таблица 5 – Практическое применение результатов работы

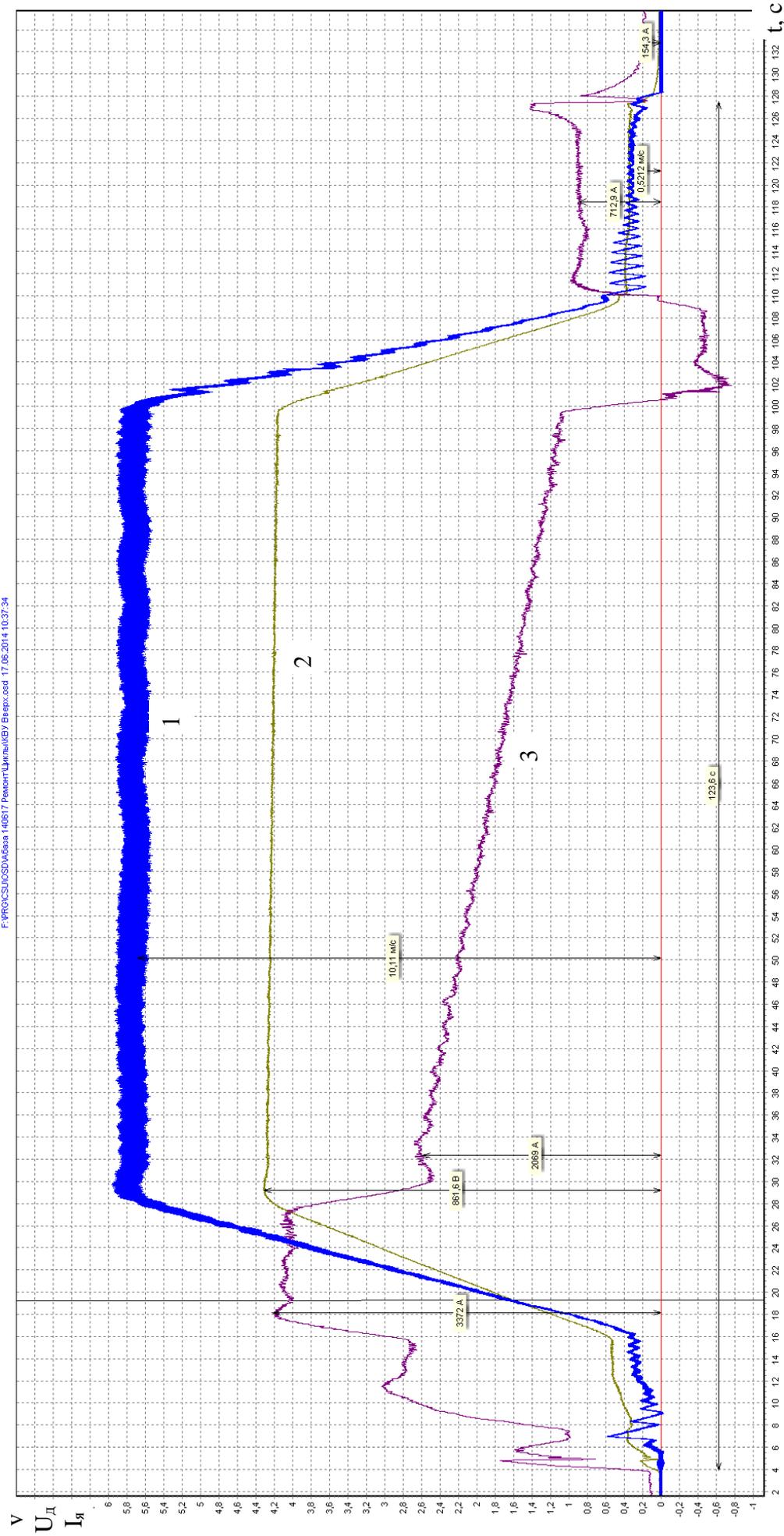
№	Объект	Что внедрено	Что позволила представленная научная работа	Год внедрения
1	Подъемная установка ЦР6х3,2/0,75 Абаканского филиала ОАО «Евразруда»	Возбудитель генератора и САР скорости	1. Лианеризовать и симметризовать характеристику преобразователя 2. Устранить запаздывание при переключении групп	2008
2	Подъемная установка 2Ц-5х2,8 ОАО «Тыретский солерудник»	Преобразователь питания якоря с САР скорости	1. Симметризовать нагрузку между вентилями 2. Увеличить надежность работы преобразователя	2009
3	Подъемная установка 2Ц-5х2,8 ОАО «Тыретский солерудник»	Реверсивный возбудитель двигателя	1. Увеличить быстродействие и производительность ПУ 2. Диагностировать и устранить аварийные режимы при переключении групп	2009
4	Подъемная установка ЦР6х3,2/0,75 Абаканского филиала ОАО «Евразруда»	Устройство плавного пуска синхронных двигателей	Производить диагностику в кратковременных режимах при перегрузке	2010

№	Объект	Что внедрено	Что позволила представленная научная работа	Год внедрения
5	Подъемная установка 2Ц-4х1,8 шахты «Березовская» ОАО «Северный Кузбасс»	Система управления, защит и блокировок	1. Настраивать систему управления 2. Обеспечивать точность задания тока в контуре поддержания скорости	2011
6	Подъемная установка 2Ц-4х1,8 шахты «Березовская» ОАО «Северный Кузбасс»	Преобразователь динамического торможения	1. Диагностика и надежность 2. Динамические режимы подачи и снятия тока динамического торможения	2011
7	Подъемная установка ЦР6х3,2/0,75 Абаканского филиала ОАО «Евразруда»	Возбудитель двигателя	Диагностика и надежность	2012
8, 9	Подъемная установка ЦР6х3,2/0,75 Абаканского филиала ОАО «Евразруда»	Возбудитель синхронного двигателя	Сократить время втягивания в синхронизм	2012
10, 11	Подъемная установка ЦР3,5х2,8 Абаканского филиала ОАО «Евразруда»	Преобразователь динамического торможения	Диагностика и надежность, сокращение времени включения преобразователя	2012

На рисунках 64, 65 представлены осциллограммы цикла работы шахтной подъемной установки при работе со старой аналоговой системой управления и с устройством ЦУАЭПМ.

Из осциллограммы можно определить, что максимальная производная по току якоря составляет $5 \cdot I_n / c$, ускорение при разгоне – $0,9 \text{ м/с}^2$, время цикла в цифровой системе – 116,8 с, время цикла в аналоговой системе 123,6 с.

Время цикла в аналоговой системе в среднем на 6 секунд больше, чем в цифровой. В цифровой системе меньше амплитуда высокочастотных колебаний тока якоря. Значение токоограничения достигается в цифровой системе без перерегулирования. Производные по току составляют не более 5 номинальных значений I_n в секунду, что является допустимым режимом для двигателя постоянного тока.



F:\PROG\SUJSD\A\Bass\140617\Рекорд\Циклы\KEY\Вкруп.осд 17.06.2014 10:37:34

Рисунок 64 – Цикл движения ШПУ под нагрузкой при работе от аналоговой системы управления

1 – скорость v , 2 – напряжение двигателя U_d , 3 – ток якоря $I_{я}$

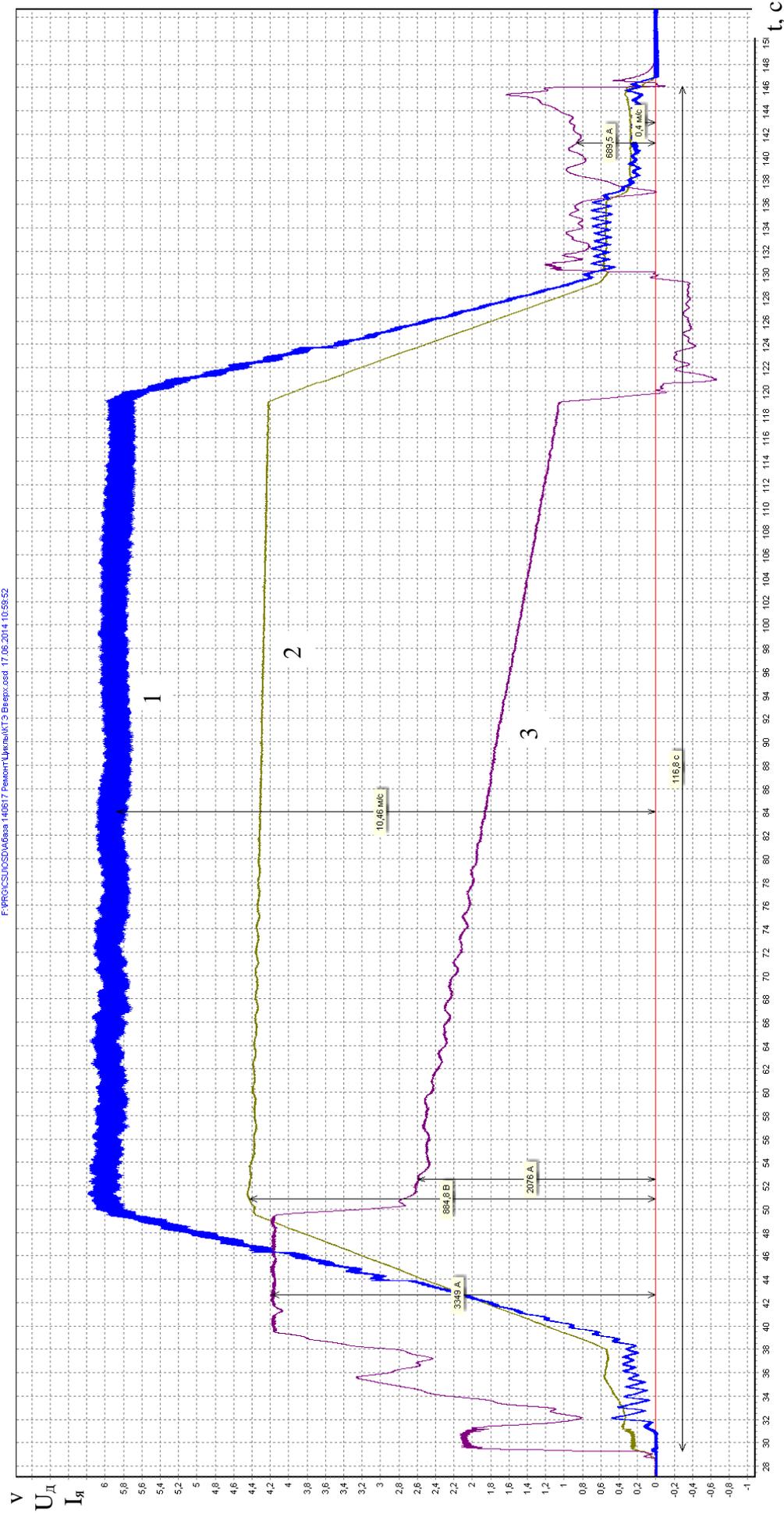


Рисунок 65 – Цикл движения ШПУ под нагрузкой при работе от цифровой системы управления

1 – скорость v , 2 – напряжение двигателя U_d , 3 – ток якоря I_a

На рисунке 66 представлен переходный процесс реверса тока в тиристорном преобразователе. В момент реверса видно четкое переключение групп ТП, скачкообразное переключение задания из инверторного в выпрямительный режим при смене групп и характерное изменение напряжения на нагрузке. Наблюдается отсутствие затягивания переходного процесса при реверсировании.

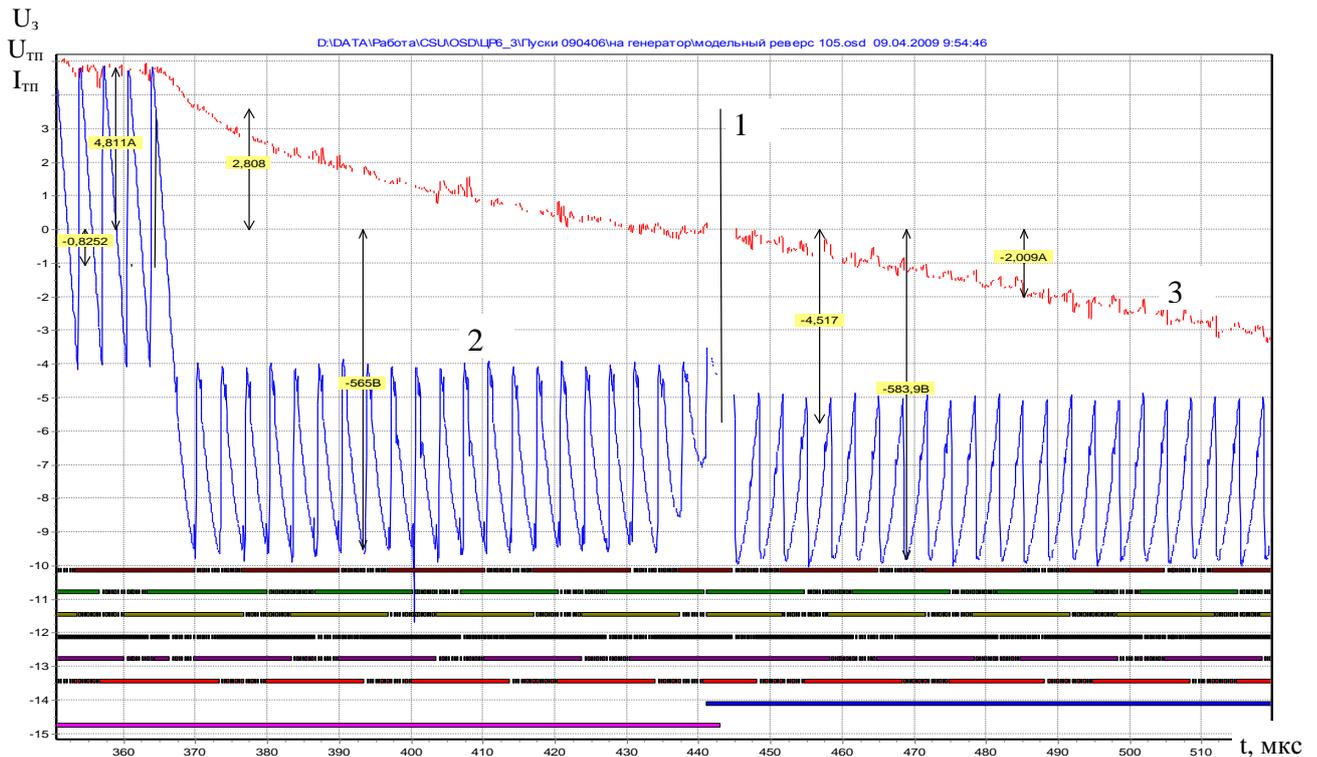


Рисунок 66 – Переходный процесс реверса тока в тиристорном преобразователе скипового подъема Абаканского рудоуправления ОАО «Евразруда»

1 – напряжение задания на СИФУ U_3 , 2 – напряжение тиристорного преобразователя U_{TP} ,

3 – ток тиристорного преобразователя I_{TP}

4.6 Выводы по главе

Полученная техническая структура электропривода шахтной подъемной установки является универсальной и может применяться на различных объектах управления.

Предложенная во второй главе методика синтеза управляющего устройства, отличающаяся оптимизацией переходных процессов одновременно по нескольким параметрам с применением многомерных методов оптимизации, реализуется в среде моделирования, входящей в состав комплекса программ.

Среда моделирования в дальнейшем может быть использована в качестве средства для создания самонастраивающихся систем управления.

Методика проектирования и модернизации систем управления имеет эффект при внедрении цифровых управляющих устройств, заключающийся в сокращении времени внедрения и возможности оптимизации настроечных параметров системы.

Предложенная методика моделирования может применяться как для определения различных параметров объекта управления, так и для оптимизации настроечных параметров системы управления и получения оптимальных переходных процессов.

Представленная модель тиристорного преобразователя при расчете в реальном времени позволяет диагностировать работу преобразователя и предотвращать развитие аварийных ситуаций.

Переходные процессы, полученные в результате внедрения устройств ЦУАЭПМ на промышленных объектах, демонстрируют удовлетворение заявленным требованиям качества управления.

Внедрение разработанного устройства на подъемной установке ЦР6х3,2/0,75 позволило уменьшить время подъема в среднем на 6 секунд и увеличить производительность установки по сырой руде на 98,2 тыс. тонн в год с экономическим эффектом около 335,8 млн. рублей.

Устройства, созданные на базе представленных в данной работе исследованиях, в различных исполнениях широко внедрены на производстве.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

По результатам исследования можно сделать следующие выводы:

1. Разработаны функциональная структура и математическая модель системы управления электроприводом шахтной подъемной установки.
2. Разработана математическая модель тиристорного преобразователя, учитывающая нелинейные динамические свойства тиристора в зоне малых токов.
3. Предложены алгоритмы управляющего устройства, отличающиеся использованием модели тиристорного преобразователя и обеспечивающие сокращение времени реверса.
4. На основании полученных результатов получены алгоритмы работы системы импульсно-фазового управления, лианеризующие характеристику тиристорного преобразователя в зоне малых токов и исключают аварийные ситуации, связанные со значительными перенапряжениями.
5. Лианеризация статических и динамических характеристик позволяет оптимизировать работу ТП в замкнутых системах управления и энергетические показатели ТП.
6. Проведен синтез системы автоматического регулирования скорости шахтной подъемной установкой, которая выполнена в виде двухконтурной системы с внутренним контуром напряжения, внешним контуром ЭДС и с дополнительной нелинейной обратной связью по току для организации токоограничения.
7. Создан комплекс программ для управления и исследования электропривода, объединяющий средства управления и моделирования; комплекс программ выполняет задачи управления и настройки систем, а также моделирования процессов в электроприводе.
8. Предложена методика построения проектирования систем управления на основе функционально-структурной декомпозиции.
9. Усовершенствована методика разработки и модернизации систем электропривода, отличающаяся циклическим подходом и использованием методов оптимизации.
10. Предложено устройство управления тиристорным электроприводом, обеспечивающее линейность характеристик преобразователя при различных параметрах нагрузок.

В дальнейшем предполагается развивать разработанный комплекс в направлении расширения функциональности и применения на других типах электроприводов и проводить исследование схем управления электроприводами, в частности, с применением транзисторных ключей.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

В настоящей работе приняты следующие сокращения:

АСУ ТП	—	Автоматизированная система управления технологическим процессом
ВАХ	—	Вольт-амперная характеристика
Г-Д	—	Генератор - двигатель
ДЗВ	—	Датчик закрытого состояния вентилей
ИУС	—	Информационно-управляющая система
ЛПУ	—	Логическое переключающее устройство
ОВ	—	Обмотка возбуждения
ПАЗК	—	Программируемый аппарат задания контроля движения и технологических защит шахтной подъемной установки
ПЭ	—	Преобразователь электрической энергии
САРС	—	Система автоматического регулирования скорости
СИФУ	—	Система импульсно-фазового управления
СЛУ	—	Система логического управления
СТА	—	Система технологической автоматики
ТП	—	Тиристорный преобразователь
ТП-Д	—	Тиристорный преобразователь - двигатель
УБСР	—	Унифицированной блочной системы регуляторов
ЦУАЭПМ	—	Цифровое устройство управления электроприводом подъемной машины
ШПУ	—	Шахтная подъемная установка
ЭДС	—	Электродвижущая сила

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Абрамович М. И. Диоды и тиристоры в преобразовательных установках/М. И. Абрамович, В. М. Бабайлов, В. Е. Либер и др. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 432 с.
2. Александров Н.Н., Обухов С.Г., Хуторецкий В.М. Современные системы управления вентильными преобразователями с использованием цифровых методов обработки информации. / Автоматизированный электропривод. Силовые полупроводниковые приборы, преобразовательная техника. Ильинский Н.Ф., Тепман И.А., Юньков М.Г. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 472 с. С. 397 – 384.
3. Андреев В.П., Сабинин Ю.А. Основы электропривода. – М.-Л.: Госэнергоиздат, 1963. – 772 с.
4. Антонов В.Н., Пришвин А.М., Терехов В.А., Янчевский А.Э. Адаптивные системы автоматического управления. – М.: Энергия, 1986. – 480 с.
5. Афанасьев, В.Н. Математическая теория конструирования систем управления: учебник для вузов // В.Н. Афанасьев, В.Б. Колмановский, В.Р. Носов. – М.: Высшая школа, 2003. – 613 с.
6. Барретт С.Ф. Встраиваемые системы. Проектирование приложений на микроконтроллерах семейства 68HC12-HCS12 применением языка С / С.Ф. Барретт, Д.Дж. Пак. Учебное пособие. – М.: ДМК Пресс, 2007. – 640 с.
7. Барский В.А. Раздельное управление реверсивными тиристорными преобразователями. – М.: Энергия, 1973. – 122 с.
8. Башарин А. В., Новиков В. А., Соколовский Г. Г. Управление электроприводами: Учебное пособие для вузов. – Л.: Энергоиздат. Ленингр. отд-ние, 1982. — 392 с., ил.
9. Бесекерский В.А Теория систем автоматического управления /Бесекерский В.А. Попов Е.П. – Изд. 4-е, перераб. и доп. – СПб.: Профессия, 2003. – 752 с. – (Серия: Специалист).
10. Бесекерский В.А., Изранцев В.И. Системы автоматического управления с микроЭВМ. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1987 – 320 с.
11. Блихер А. Физика тиристорov: Пер. с англ./Под ред. И. В. Грехова. – Л.: Энергоиздат. Ленингр. отд-ние, 1981. – 264 с.

12. Богрый В.С., Русских А.А. Математическое моделирование тиристорных преобразователей. – М.: Энергия, 1972. – 184 с.
13. Булгаков А.А. Основы динамики управляемых вентильных систем. – М.: Издательство Академии наук СССР, 1962. – 220 с.
14. Гальперин И.Я. Модернизация электропривода и автоматизация шахтных подъемных установок / И.Я. Гальперин, В.Р. Бежок. – М.: Недра, 1984. – 220 с.
15. Герман-Галкин С.Г. Цифровые электроприводы с транзисторными преобразователями// С.Г. Герман-Галкин, В.Д. Лебедев, Б.А. Марков, Н.И. Чичерин. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. Отд-ние, 1986. – 248 с.
16. Герман-Галкин, С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0 : учебное пособие / С.Г. Герман-Галкин. – СПб. : КОРОНА принт , 2007. – 320 с.
17. Гольдфарб, Л.С. Теория автоматического управления учебник для вузов : в 2 ч. // Гольдфарб [и др.] ; под ред. А.В. Нетушила. – М. : Высшая школа , 1968. – 424 с.
18. Гудвин Г.К. Проектирование систем управления / Гудвин Г.К., Гребен С.Ф., Сальгадо М.Э. – М.:БИНОМ. Лаборатория знаний, 2004. – 911с.
19. Даджион Д., Мерсеро Р. Цифровая обработка многомерных сигналов: Пер. с англ.—М.: Мир, 1988.— 488 с.
20. Донской Н.В. Управляемый выпрямитель в системах автоматического управления / Н.В. Донской, А.Г. Иванов, В.М. Никитин, А.Д. Поздеев; под. ред. А.Д. Поздеева – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 352 с.
21. Дорф Р. Современные системы управления/ Р. Дорф, Р. Бишоп. Пер. с англ. Б.И. Копылова. – М.: Лаборатория базовых знаний, 2002. – 832с.
22. Дроздов В.Н. Системы автоматического управления с микроЭВМ/ Дроздов В.Н., Мирошник И.В., Скорубский В.И. – Л.: Машиностроение. Ленингр. отд-ние, 1989. – 284 с.
23. Дрофетюк А. С. Справочник по наладке электроустановок. Под. ред. А. С. Дрофетюка, А.П. Хечумяна. – М.: Энергия, 1976 – 560 с.
24. Замятин В.Я. и др. Мощные полупроводниковые приборы. Тиристоры: Справочник / В.Я. Замятин, Б.В. Кондратьев, В.М. Петухов. – М.: Радио и связь, 1988. – 576 с.
25. Зубов В.И. Математические методы исследования систем автоматического регулирования / 2-е изд. перераб. и доп. – Л.: Машиностроение (Ленингр. отд-ние), 1974. – 336 с.

26. Иващенко Н.Н. Автоматическое регулирование. Теория и элементы системы. Учебник для вузов. Изд. 4-ое, перераб. и доп. – М., Машиностроение, 1978. – 736 с.
27. Иоффе А.Д. Тихомиров В.М. Теория экстремальных задач. – М.: Наука, М., 1974. – 480 с.
28. Исаков, Ю.А. Основы промышленной электроники / Ю. А. Исаков, А.П. Платонов, В. С. Руденко и др. – Киев: Техника, 1976. – 544 с.
29. Католиков В.Е., Динкель А.Д., Седунин А.М. Автоматизированный электропривод подъемных установок глубоких шахт. – М.: Недра, 1983. – 270с.
30. Католиков В.Е., Динкель А.Д. Динамические режимы рудничного подъема. – М.: Энергия, 1961. – 413 с.
31. Католиков В.Е., Динкель А.Д., Седунин А.М. Тиристорный электропривод с реверсом возбуждения двигателя рудничного подъема. – М.: Недра, 1990. – 382 с.
32. Кетков Ю.Л., Кетков А.Ю., Шульц М.М. MATLAB 6.x.: программирование численных методов. – СПб.: БХВ-Перебург, 2004. – 672 с.
33. Корняков М. В. Защита шахтных подъемных установок от динамических нагрузок при движении сосуда в глубоком стволе // Диссертация по ВАК 05.05.06 Горные машины, доктор технических наук Корняков, Михаил Викторович. Иркутск, 2008. – 265 с.
34. Костенко М.П. Электрические машины учебник для вузов: в 2 ч. / М. П. Костенко, Л. М. Пиотровский. – Л.: Энергия, 1972. Ч. 1: Машины постоянного тока. Трансформаторы. – 3-е изд., перераб. и доп. 1972. – 544 с.
35. Крупович В.И. Справочник по проектированию автоматизированного электропривода и систем управления технологическими процессами. / Под. ред. В.И.Круповича, Ю.Г. Барыбина, М.Л. Самовера. 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоиздат, 1982. – 416 с.
36. Крутько П.Д. Алгоритмы и программы проектирования автоматических систем / Крутько П.Д., Максимов А.И., Скворцов Л.М.; Под. ред. Крутько. – М.: Радио и связь, 1988. – 306 с.
37. Крылов С.С. и др. Информационные цепи преобразователей тиристорных электроприводов / Крылов С.С., Мельников Е.В., Конышев Л.И. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 160 с.
38. Кузнецов О. П. Дискретная математика для инженера / О. П. Кузнецов. – СПб.: Лань, 2009. – 395 с.

39. Куницкий Н.П. Электрооборудование прокатных цехов. 2-е изд. – М.: Металлургия, 1969. – 327 с.
40. Куропаткин П.В. Теория автоматического управления: учебное пособие для вузов П.В. Куропаткин; под ред. Д.В. Васильева. – М.: Высшая школа, 1972. – 525 с.
41. Лукас В.А. Теория автоматического управления. Учебник для вузов. – 2-е изд. перераб. и доп. – М.: Недра, 1990. – 416 с.
42. Маевский О.А. Энергетические показатели вентильных преобразователей. – М.: Энергия, 1978. – 320 с., ил.
43. Математические основы теории автоматического регулирования, Т. I Изд. 2-е, доп. Под ред. Б.К. Чемоданова. Учеб. Пособие для вузов. – М.: Высшая школа, 1977. – 366 с.
44. Математические основы теории автоматического регулирования, Т. II Изд. 2-е, доп. Под ред. Б.К. Чемоданова. Учеб. Пособие для вузов. – М.: Высшая школа, 1977. – 455 с.,
45. Методы и средства идентификации динамических объектов/ Бессонов А.А., Загашвили Ю.В., Маркелов А.С.- Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отделение, 1989. – 280 с.
46. Модзелевский Д.Е. Анализ электромагнитных процессов работы тиристора. Построение эмпирической математической модели работы тиристора, объясняющей характер работы тиристора в зоне малых токов // Наука и молодежь: проблемы, поиски, решения Труды Всероссийской научной конференции студентов, аспирантов, молодых ученых / Под общей редакцией Л.П. Мышляева. – Новокузнецк: СибГИУ, 2009. – Вып.13 Ч.4: Технические науки – 459 с. – С. 433-437.
47. Модзелевский Д.Е. Алгоритмизация процессов управления в электроприводе ШПУ // Труды X Юбилейной Международной научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых учёных СТТ-2004. – Томск: ТПУ, 2004. Т.1 – С. 262.
48. Модзелевский Д.Е. Анализ процесса включения тиристорного преобразователя при работе на индуктивную нагрузку большой мощности // XV Международная научно-практическая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Современные техника и технологии» / Сборник трудов в 3-х томах. Т. 1. – Томск: ТПУ, 2009. – 613 с. – С. 447, 448.
49. Модзелевский Д.Е. Комплектный тиристорный электропривод с микропроцессорным управлением (КТЭ МП) // Труды XII Международной научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых учёных СТТ-2006. – Томск: ТПУ, 2006. Т.1 – С. 297.

50. Модзелевский Д.Е. Математическое моделирование тиристорного преобразователя с учетом нелинейности тиристора / Д.Е. Модзелевский В.Ю. Островлянчик // Вестник кузбасского государственного технического университета. №6 (88), 2011 – Типография кузбасского государственного технического университета им. Т.Ф.Горбачева, 2011. – С. 72 – 75.
51. Модзелевский Д.Е. Методика автоматизированного поиска параметров объекта управления с помощью системы моделирования // Наука и молодежь: проблемы, поиски, решения Труды Всероссийской научной конференции студентов, аспирантов, молодых ученых / Под общей редакцией Л.П. Мышляева; СибГИУ. – Новокузнецк: СибГИУ, 2008. – Вып. 12 Ч. 5: Технические науки – 292 с. С. 51 – 55.
52. Модзелевский Д.Е. Моделирование электромагнитных процессов в тиристорном преобразователе с учетом нелинейных динамических свойств тиристора / Д.Е. Модзелевский, В.Ю. Островлянчик // Научный вестник НГТУ. - 2013. – № 2(51). С. 188 – 193.
53. Модзелевский Д.Е. Опыт реализации специальной технологической защиты на шахтной подъемной установке ОАО «Тыретский солерудник» // Наука и молодежь: проблемы, поиски, решения Труды Всероссийской научной конференции студентов, аспирантов, молодых ученых / Под общей редакцией Л.П. Мышляева; СибГИУ. – Новокузнецк: СибГИУ., 2010. – Вып. 14 Ч. 4: Технические науки – 472 с. – С. 430 – 433.
54. Модзелевский Д.Е. Принципы построения микропроцессорных систем импульсно-фазового управления // Наука и молодежь: проблемы, поиски, решения. Труды Всероссийской научной конференции студентов, аспирантов, молодых ученых / Под общей редакцией Л.П. Мышляева; СибГИУ. – Новокузнецк: СибГИУ, 2008. – Вып. 12 Ч. 5: Технические науки. – 292 с. – С. 43 – 46,
55. Модзелевский Д.Е. Разработка систем управления преобразователями электрической энергии шахтных подъемных установок // Тезисы IX Международной научно-технической конференции молодых специалистов. – Новокузнецк: Полиграфист, 2011. 112 с. дополнение к тезисам 36 с. – С.25,26.
56. Модзелевский Д.Е. Свид. об официальной регистрации. Программа для ЭВМ «Программа устройства автоматического управления электроприводом подъемной машины» / Д.Е. Модзелевский, В.Ю. Островлянчик, №2013617014, заявл. 04.06.2013 зарегистр. 30.07.2013. - М.: РОСПАТЕНТ, 2013.

57. Модзелевский Д.Е. Свид. об официальной регистрации. Программа для ЭВМ «Программа анализа переходных процессов и моделирования электропривода шахтной подъемной установки» / Д.Е. Модзелевский, В.Ю. Островляничик, №2013617015, заявл. 04.06.2013, зарегистр. 30.07.2013. - М.: РОСПАТЕНТ, 2013.
58. Модзелевский, Д.Е. Комплекс программ для исследования и управления электроприводом // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника: труды четвертой Всероссийской научно-практической конференции, посвященной 80-летию СибГИУ, 12-15 октября 2010 г. – Новокузнецк: СибГИУ, 2010. – С. 175 – 182.
59. Осипов Е.П., Островляничик В.Ю., Модзелевский Д.Е. Оптимизация режимов работы главных приводов систем верхней загрузки доменной печи // Системы автоматизации в образовании, науке и производстве: Труды V Всероссийской научно-практической конференции (12-14 апр. 2005 г.). – Новокузнецк: СибГИУ, 2005. – С. 261 – 264.
60. Осипов О.И. Усынин Ю.С. Техническая диагностика автоматизированных электроприводов. – М.: Энергоатомиздат, 1991. – 160 с.
61. Острем К. Ю. Введение в стохастическую теорию управления /Пер. с англ. Под. ред. Н.С. Райбмана. – Москва: Мир, 1973. – 322 с.
62. Островляничик В.Ю. 50 лет – этапы развития основных направлений подготовки специалистов по кафедре «Автоматизированный электропривод и промышленная электроника» // В.Ю. Островляничик, Т.В. Богдановская, В.А. Кубарев, Д.Е. Модзелевский. Автоматизированный электропривод и промышленная электроника. Труды пятой всероссийской научно-практической конференции. Под ред. Островляничика В.Ю. – Новокузнецк: издательский центр СибГИУ, 2012. – С. 5-20.
63. Островляничик В.Ю. Обобщенная модель тиристорного преобразователя в составе системы автоматического регулирования // В.Ю. Островляничик, Д.Е. Модзелевский, Автоматизированный электропривод и промышленная электроника. Труды пятой всероссийской научно-практической конференции. Под ред. Островляничика В. Ю. – Новокузнецк: издательский центр СибГИУ, 2012. – С. 260 – 267.
64. Островляничик В.Ю. Автоматический Электропривод постоянного тока горно-металлургического производства. Учебное пособие. – Новокузнецк: СибГИУ, 2004. – 383 с.
65. Островляничик В.Ю. Алгоритмизация процессов управления в электроприводе ШПУ / В.Ю. Островляничик, Д.Е. Модзелевский // Системы автоматизации в образовании, науке и

- производстве: тр. IV Всерос. науч.-практ. конф., (8-10 дек., 2003г.). – Новокузнецк: СибГИУ, 2003. – С. 297 – 302.
66. Островляничик В.Ю. Исследование электромагнитных процессов в цифровом возбудителе системы Г-Д для электроприводов мощностью свыше 1000 кВт // В.Ю. Островляничик, Д.Е. Модзелевский Системы автоматизации в образовании, науке и производстве AS'2009: Труды VII Всероссийской научно-практической конференции. – Новокузнецк: СибГИУ, 2009. – С. 415 – 418.
67. Островляничик В.Ю. Методика разработки программного обеспечения систем логического управления технологических защит современного электропривода / В.Ю. Островляничик, В.А. Кубарев, Д.Е. Модзелевский // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника в металлургической и горно-топливной отраслях: Труды второй Всероссийской научно-практической конференции, 18-20 мая 2004г. / Под общей редакцией В.Ю. Островляничика, П.Н. Кунина. — Новокузнецк: СибГИУ, 2004. – С. 112 – 116.
68. Островляничик В.Ю. Модзелевский Д.Е. Разработка и исследование цифровой системы управления комплектным тиристорным электроприводом // Системы автоматизации в образовании, науке и производстве: Труды VI Всероссийской научно-практической конференции. – Новокузнецк: СибГИУ, 2007. – С. 415 – 418.
69. Островляничик В.Ю. Современный автоматизированный электропривод промышленных установок / В.Ю. Островляничик, Д.Е. Модзелевский, В.А. Кубарев, А.В. Дужий // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника: труды четвертой Всероссийской научно-практической конференции, посвященной 80-летию СибГИУ, 12-15 октября 2010 г. – Новокузнецк : СибГИУ, 2010. – С. 94 – 106.
70. Островляничик В.Ю., Горлин А.В., Рыбаков А.И. Унифицированная структура системы электропривода с комбинированным принципом управления // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника в металлургической и горно-топливной отраслях: Труды второй Всероссийской научно-практической конференции / Под общей редакцией В.Ю. Островляничика, П.Н. Кунина — Новокузнецк: СибГИУ, 2004. – С. 179.
71. Островляничик В.Ю., Модзелевский Д.Е. Применение метода корневого годографа при синтезе параметров системы автоматического регулирования скорости электроприводов горно-металлургической отрасли // Металлургия: технологии, управление, инновации, качество: труды XVII Всероссийской научно-практической конференции / Под ред. Е.В. Протопопова. – Новокузнецк: Изд. центр СибГИУ, 2013. – 414 с. – С. 373 – 378.

72. Островляничик В.Ю., Модзелевский Д.Е. Комплектный тиристорный электропривод с микропроцессорным управлением (КТЭ МП) // Системы автоматизации в образовании, науке и производстве: Труды V Всероссийской научно-практической конференции (12-14 апр. 2005 г.) – Новокузнецк: СибГИУ, 2005. – С. 86 – 90.
73. Островляничик В.Ю., Модзелевский Д.Е. Микропроцессорный комплектный тиристорный электропривод // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника в металлургической и горно-топливной отраслях: Труды третьей Всероссийской научно-практической конференции / Под общей редакцией В.Ю. Островляничика, П.Н. Кунина. – Новокузнецк: СибГИУ, 2006. – С. 169 – 176.
74. Островляничик В.Ю., Модзелевский Д.Е. Принципы построения алгоритмических структур систем логического управления современного электропривода // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника в металлургической и горно-топливной отраслях: Труды второй Всероссийской научно-практической конференции, 18-20 мая 2004 г. / Под общей редакцией В.Ю. Островляничика, П.Н. Кунина – Новокузнецк: Изд-во СибГИУ, 2004. – С. 116 – 121.
75. Островляничик В.Ю., Модзелевский Д.Е. Самонастраиваемые системы управления полупроводниковыми преобразователями // Металлургия: новые технологии, управление, инновации, качество: Труды всероссийской научно-практической конференции / СибГИУ; под. ред. Е.В.Протопопова – Новокузнецк: СибГИУ, 2008. 466 с. – С. 255 – 257.
76. Островляничик В.Ю., Модзелевский Д.Е. Цифровая система импульсно-фазового управления // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника в металлургической и горно-топливной отраслях: Труды третьей Всероссийской научно-практической конференции / Под общей редакцией В.Ю. Островляничика, П.Н. Кунина — Новокузнецк: СибГИУ, 2006. – С. 165 – 169.
77. Островляничик В.Ю., Модзелевский Д.Е., Ершов А.М. Цифровое логическое переключающее устройство в системе импульсно-фазового управления // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника в металлургической и горно-топливной отраслях: Труды третьей Всероссийской научно-практической конференции / Под общей редакцией В.Ю. Островляничика, П.Н. Кунина. — Новокузнецк: СибГИУ, 2006. – С. 176 - 181.
78. Островляничик, В.Ю. Концепция модернизации лабораторий кафедры автоматизированного электропривода и промышленной электроники / В.Ю. Островляничик, Т.В. Богдановская, Д.Е. Модзелевский // Автоматизированный

- электропривод и промышленная электроника: труды четвертой Всероссийской научно-практической конференции, посвященной 80-летию СибГИУ, 12-15 октября 2010 г. – Новокузнецк : СибГИУ, 2010. – С. 189 - 193.
79. Перельмутер В.М. Комплектные тиристорные электроприводы: справочник / И.Х. Евзеров, А.С. Горобец, Б.И. Мошкович [и др.]; Под ред. В.М. Перельмутера, – М.: Энергоатомиздат, 1988.
 80. Перельмутер В.М., Сидоренко В.А. Системы управления тиристорными электроприводами постоянного тока. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 304 с.
 81. Пиотровский Я. Теория измерений для инженеров: Пер. с польск. – М.:Мир, 1989. – 335 с.
 82. Попов Е.П. Теория линейных систем автоматического регулирования и управления: Учеб. Пособие для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1989. – 304 с.
 83. Растринин Л.А., Маджаров Н.Е. Введение в идентификацию объектов управления. – М.: Энергия, 1977. – 216 с.
 84. Реклейтис Г., Рейвиндран А., Рэгсдел К. Оптимизация в технике: В 2-х кн. Пер. с англ. – М.: Мир, 1986. – 245 с.
 85. Розанов Ю.К. Силовая электроника: учебник для вузов / Ю.К. Розанов, М.В. Рябчицкий, А.А. Кваснюк 2-е изд., стереотипное. – М.: Издательский дом МЭИ, 2009. – 632 с.
 86. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Основы преобразовательной техники – М.: Высшая школа, 1980. – 424 с.
 87. Слежановский О.В. Реверсивный электропривод постоянного тока. – М.: Металлургия, 1967. – 423 с.
 88. Слежановский О.В. Системы подчинённого регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями /Слежановский О.В., Дацковский Л.Х., Кузнецов И.С. и др. – М.: Энергоатомизта, 1983. – 256 с.
 89. Советов Б.Я., Яковлев С.А. Моделирование систем: Учеб. для вузов по спец. «Автоматизир. системы обработки информ. и упр.» - 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа 1998. – 319 с.
 90. Соколов Н.И. Аналитический метод синтеза линеаризованных систем автоматического регулирования. – М.: Машиностроение, 1966. – 328 с.

91. Солодовников В. В. Микропроцессорные автоматические системы регулирования. Основы теории и элементы // В. В. Солодовников, В. Г. Коньков, В. А. Суханов, О. В. Шевяков. – М.: Высшая школа, 1991. – 255 с.
92. Темников А.В. Исследование эффективности использования ФКУ в электроснабжении Тыретьского солерудника // А.В. Темников, Д.Е. Модзелевский Системы автоматизации в образовании, науке и производстве AS'2009: Труды VII Всероссийской научно-практической конференции. – Новокузнецк: СибГИУ, 2009. - С. 415 – 418.
93. Терехов В.М. Элементы автоматизированного электропривода. – М.: Недра, 1987 г. – 320 с.
94. Терехов, В.М. Системы управления электроприводов: учебник для вузов / В.М. Терехов, О.И. Осипов. – М.: Академия, 2006. – 300 с.
95. Траксел Дж. Синтез систем автоматического регулирования: Пер. с англ. – М.: МАШГИЗ, 1955. – 615 с.
96. Тугов Н. М. Полупроводниковые приборы: Учебник для вузов/Н. М. Тугов, Б. А. Глебов, Н. А. Чарыков; Под. ред. В. А. Лабунцова. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 576 с.: ил.
97. Удерман, Э.Г. Метод корневого годографа в теории автоматических систем / Э.Г. Удерман. – М. : Наука : Физматлит , 1972. – 448 с.
98. Файнштейн В.Г., Файнштейн Э.Г. Микропроцессорные системы управления тиристорными электроприводами / Под ред. О.В. Слежановского – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 240с.
99. Цыпкин Я.З. Основы теории автоматических систем: учебное пособие для вузов / Я.З. Цыпкин. М.: Наука , 1977. – 559 с.
100. Четти П. Проектирование ключевых источников электропитания: Пер. с англ. — М.: Энергоатомиздат, 1990. — 240 с.
101. Чиликин М.Г. Сандлер А.С. Общие курс электропривода: Учебник для вузов. – 6-е изд, доп. и перераб. – М.: Энергоиздат, 1981. – 576 с.
102. Чиликин М.Г. Теория автоматизированного электропривода: Учеб. пособие для вузов / Чиликин М.Г., Ключев В.И., Сандлер А.С. – М. : Энергия, 1979. – 616 с.
103. Чистов В.П. и др. Оптимальное управление электроприводами постоянного тока/ Чистов В.П., Бондаренко В.И., Святославский В.А. – М.: «Энергия», 1968. – 232 с.

104. Шипилло В.П. Автоматизированный вентильный электропривод – М.: Энергия, 1969. – 400 с.
105. Ширинский В. П. Автоматизация исследований многосвязных нелинейных автоматических систем на основе общей теории корневых годографов // диссертация кандидат технических наук по ВАК 05.13.07. Автоматическое управление и регулирование, управление технологическими процессами, Минск, 1984, 174 с.
106. Щербаков Н.С. Достоверность работы цифровых устройств. – М.: Машиностроение, 1989. – 244 с.
107. Karl J. ÅSRTÖM Intriduction to stochastic control theory / Division of automatic control, Lund Institute of Technology, Lund, Sweden, Academic Press, New York, 1970, 322 с.
108. Modzelevskij D.E. Complete thyristoral electrical drive with micro processing control // The twelfth International Scientific and Practical Conference of Students, Postgraduates and Yong Scientists “Modern Techniques and Technologies” (MTT’2006), Tomsk, Tomsk Polytechnic University. – С. 71 – 73

ПРИЛОЖЕНИЕ А

(справочное)

Перечень работ автора по теме диссертационного исследования

Публикации в журналах рекомендованных ВАК:

1. Модзелевский Д.Е. Математическое моделирование тиристорного преобразователя с учетом нелинейности тиристора / Д.Е. Модзелевский В.Ю. Островляничик // Вестник кузбасского государственного технического университета, №6 (88), 2011 – Типография кузбасского государственного технического университета им. Т.Ф.Горбачева, 2011. – С. 72 – 75.

2. Модзелевский Д.Е. Моделирование электромагнитных процессов в тиристорном преобразователе с учетом нелинейных динамических свойств тиристора / Д.Е. Модзелевский, В.Ю. Островляничик // Научный вестник НГТУ. – Новосибирск, 2013. - № 2(51) С. 188 – 193.

Свидетельства о регистрации программ для ЭВМ

3. Свид. об официальной регистрации. Программа для ЭВМ «Программа устройства автоматического управления электроприводом подъемной машины» / Д.Е. Модзелевский, В.Ю. Островляничик, №2013617014, заявл. 04.06.2013 зарегистр. 30.07.2013. – М.: РОСПАТЕНТ, 2013.

4. Свид. об официальной регистрации. Программа для ЭВМ «Программа анализа переходных процессов и моделирования электропривода шахтной подъемной установки» / Д.Е. Модзелевский, В.Ю. Островляничик, №2013617015, заявл. 04.06.2013, зарегистр. 30.07.2013. – М.: РОСПАТЕНТ, 2013.

Прочие публикации по теме исследования

5. Модзелевский Д.Е. Анализ электромагнитных процессов работы тиристора. Построение эмпирической математической модели работы тиристора, объясняющей характер работы тиристора в зоне малых токов // Наука и молодежь: проблемы, поиски, решения Труды Всероссийской научной конференции студентов, аспирантов, молодых ученых / Под общей редакцией Л.П. Мышляева. – Новокузнецк: СибГИУ, 2009. – Вып.13 Ч.4: Технические науки – 459 с. – С. 433-437.

6. Модзелевский Д.Е. Алгоритмизация процессов управления в электроприводе ШПУ // Труды X Юбилейной Международной научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых учёных СТТ-2004. – Томск: ТПУ, 2004. Т.1 – С. 262.

7. Модзелевский Д.Е. Анализ процесса включения тиристорного преобразователя при работе на индуктивную нагрузку большой мощности // XV Международная научно-практическая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Современные техника и технологии» / Сборник трудов в 3-х томах. Т. 1. – Томск: ТПУ, 2009. – 613 с. – С. 447, 448.

8. Модзелевский Д.Е. Комплектный тиристорный электропривод с микропроцессорным управлением (КТЭ МП) // Труды XII Международной научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых учёных СТТ-2006. – Томск: ТПУ, 2006. Т.1 – С. 297.

9. Модзелевский Д.Е. Методика автоматизированного поиска параметров объекта управления с помощью системы моделирования // Наука и молодежь: проблемы, поиски, решения Труды Всероссийской научной конференции студентов, аспирантов, молодых ученых / Под общей редакцией Л.П. Мышляева; СибГИУ. – Новокузнецк: СибГИУ, 2008. – Вып. 12 Ч. 5: Технические науки – 292 с. С. 51 – 55.

10. Модзелевский Д.Е. Опыт реализации специальной технологической защиты на шахтной подъемной установке ОАО «Тыретский солерудник» // Наука и молодежь: проблемы, поиски, решения Труды Всероссийской научной конференции студентов, аспирантов, молодых ученых / Под общей редакцией Л.П. Мышляева; СибГИУ. – Новокузнецк: СибГИУ., 2010. – Вып. 14 Ч. 4: Технические науки – 472 с. – С. 430 – 433.

11. Модзелевский Д.Е. Принципы построения микропроцессорных систем импульсно-фазового управления // Наука и молодежь: проблемы, поиски, решения. Труды Всероссийской научной конференции студентов, аспирантов, молодых ученых / Под общей редакцией Л.П. Мышляева; СибГИУ. – Новокузнецк: СибГИУ, 2008. – Вып. 12 Ч. 5: Технические науки. – 292 с. – С. 43 – 46.

12. Модзелевский Д.Е. Разработка систем управления преобразователями электрической энергии шахтных подъемных установок // Тезисы IX Международной научно-технической конференции молодых специалистов. – Новокузнецк: Полиграфист, 2011. 112 с. дополнение к тезисам 36 с. – С.25,26.

13. Модзелевский, Д.Е. Комплекс программ для исследования и управления электроприводом // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника: труды четвертой Всероссийской научно-практической конференции, посвященной 80-летию СибГИУ, 12-15 октября 2010 г. – Новокузнецк: СибГИУ, 2010. – С. 175 – 182.

14. Осипов Е.П., Островляничик В.Ю., Модзелевский Д.Е. Оптимизация режимов работы главных приводов систем верхней загрузки доменной печи // Системы автоматизации в образовании, науке и производстве: Труды V Всероссийской научно-практической конференции (12-14 апр. 2005 г.). – Новокузнецк: СибГИУ, 2005. – С. 261 – 264.

15. Островляничик В.Ю. 50 лет – этапы развития основных направлений подготовки специалистов по кафедре «Автоматизированный электропривод и промышленная электроника» // В.Ю. Островляничик, Т.В. Богдановская, В.А. Кубарев, Д.Е. Модзелевский. Автоматизированный электропривод и промышленная электроника. Труды пятой всероссийской научно-практической конференции. Под ред. Островляничика В.Ю. – Новокузнецк: издательский центр СибГИУ, 2012. – С. 5-20.

16. Островляничик В.Ю. Обобщенная модель тиристорного преобразователя в составе системы автоматического регулирования // В.Ю. Островляничик, Д.Е. Модзелевский, Автоматизированный электропривод и промышленная электроника. Труды пятой всероссийской научно-практической конференции. Под ред. Островляничика В. Ю. – Новокузнецк: издательский центр СибГИУ, 2012. – С. 260 – 267.

17. Островляничик В.Ю. Алгоритмизация процессов управления в электроприводе ШПУ / В.Ю. Островляничик, Д.Е. Модзелевский // Системы автоматизации в образовании, науке и производстве: тр. IV Всерос. науч.-практ. конф., (8-10 дек., 2003г.). – Новокузнецк: СибГИУ, 2003. – С. 297 – 302.

18. Островляничик В.Ю. Исследование электромагнитных процессов в цифровом возбудителе системы Г-Д для электроприводов мощностью свыше 1000 кВт // В.Ю. Островляничик, Д.Е. Модзелевский Системы автоматизации в образовании, науке и производстве AS'2009: Труды VII Всероссийской научно-практической конференции. – Новокузнецк: СибГИУ, 2009. – С. 415 – 418.

19. Островляничик В.Ю. Методика разработки программного обеспечения систем логического управления технологических защит современного электропривода / В.Ю. Островляничик, В.А. Кубарев, Д.Е. Модзелевский // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника в металлургической и горно-топливной отраслях: Труды второй Всероссийской научно-практической конференции, 18-20 мая 2004г. / Под общей редакцией В.Ю. Островляничика, П.Н. Кунина. — Новокузнецк: СибГИУ, 2004. – С. 112 – 116.

20. Островляничик В.Ю. Модзелевский Д.Е. Разработка и исследование цифровой системы управления комплектным тиристорным электроприводом // Системы автоматизации в образовании, науке и производстве: Труды VI Всероссийской научно-практической конференции. – Новокузнецк: СибГИУ, 2007. – С. 415 – 418.

21. Островляничик В.Ю. Современный автоматизированный электропривод промышленных установок / В.Ю. Островляничик, Д.Е. Модзелевский, В.А. Кубарев, А.В. Дужий // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника: труды четвертой Всероссийской научно-практической конференции, посвященной 80-летию СибГИУ, 12-15 октября 2010 г. – Новокузнецк: СибГИУ, 2010. – С. 94 – 106.

22. Островляничик В.Ю., Модзелевский Д.Е. Применение метода корневого годографа при синтезе параметров системы автоматического регулирования скорости электроприводов горно-металлургической отрасли // Metallurgy: технологии, управление, инновации, качество: труды XVII Всероссийской научно-практической конференции / Под ред. Е.В. Протопопова. – Новокузнецк: Изд. центр СибГИУ, 2013. – 414 с. – С. 373 – 378.

23. Островляничик В.Ю., Модзелевский Д.Е. Комплектный тиристорный электропривод с микропроцессорным управлением (КТЭ МП) // Системы автоматизации в образовании, науке и производстве: Труды V Всероссийской научно-практической конференции (12-14 апр. 2005 г.) – Новокузнецк: СибГИУ, 2005. – С. 86 – 90.

24. Островляничик В.Ю., Модзелевский Д.Е. Микропроцессорный комплектный тиристорный электропривод // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника в металлургической и горно-топливной отраслях: Труды третьей Всероссийской научно-практической конференции / Под общей редакцией В.Ю. Островляничика, П.Н. Кунина. – Новокузнецк: СибГИУ, 2006. – С. 169 – 176.

25. Островляничик В.Ю., Модзелевский Д.Е. Принципы построения алгоритмических структур систем логического управления современного электропривода // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника в металлургической и горно-топливной отраслях: Труды второй Всероссийской научно-практической конференции, 18-20 мая 2004 г. / Под общей редакцией В.Ю. Островляничика, П.Н. Кунина – Новокузнецк: Изд-во СибГИУ, 2004. – С. 116 – 121.

26. Островляничик В.Ю., Модзелевский Д.Е. Самонастраивающиеся системы управления полупроводниковыми преобразователями // Metallurgy: новые технологии, управление, инновации, качество: Труды всероссийской научно-практической конференции / СибГИУ; под ред. Е.В.Протопопова – Новокузнецк: СибГИУ, 2008. 466 с. – С. 255 – 257.

27. Островляничик В.Ю., Модзелевский Д.Е. Цифровая система импульсно-фазового управления // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника в металлургической и горно-топливной отраслях: Труды третьей Всероссийской научно-практической конференции / Под общей редакцией В.Ю. Островляничика, П.Н. Кунина — Новокузнецк: СибГИУ, 2006. – С. 165 – 169.

28. Островляничик В.Ю., Модзелевский Д.Е., Ершов А.М. Цифровое логическое переключающее устройство в системе импульсно-фазового управления // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника в металлургической и горно-топливной отраслях: Труды третьей Всероссийской научно-практической конференции / Под общей редакцией В.Ю. Островляничика, П.Н. Кунина. — Новокузнецк: СибГИУ, 2006. – С. 176 – 181.

29. Островляничик, В.Ю. Концепция модернизации лабораторий кафедры автоматизированного электропривода и промышленной электроники / В.Ю. Островляничик, Т.В. Богдановская, Д.Е. Модзелевский // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника: труды четвертой Всероссийской научно-практической конференции, посвященной 80-летию СибГИУ, 12-15 октября 2010 г. – Новокузнецк: СибГИУ, 2010. – С. 189 – 193.

30. Темников А.В. Исследование эффективности использования ФКУ в электроснабжении Тыретского солерудника // А.В. Темников, Д.Е. Модзелевский Системы автоматизации в образовании, науке и производстве AS'2009: Труды VII Всероссийской научно-практической конференции. – Новокузнецк: СибГИУ, 2009. – С. 415 – 418.

31. Modzelevskij D.E. Complete thyristoral electrical drive with micro processing control // The twelfth International Scientific and Practical Conference of Students, Postgraduates and Young Scientists “Modern Techniques and Technologies” (МТТ'2006). – Tomsk: Tomsk Polytechnic University. – С.71-73.

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

(справочное)

Свидетельства о регистрации программ, акты внедрений в производство и образовательную деятельность, дипломы выставок, сертификат на серийное производство и разрешение на применение



АКТ

о внедрении результатов исследований, выполненных в диссертационной работе
 Модзелевского Дмитрия Евгеньевича,
 представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по
 специальности 05.09.03 «Электротехнические комплексы и системы»

Настоящим актом удостоверяется, что результаты, полученные в диссертационной работе **«Цифровая система управления тиристорным электроприводом шахтной подъемной установки»**, выполненной Модзелевским Дмитрием Евгеньевичем, представленной на соискание степени кандидата технических наук, внедрены в работу скиповой подъемной установки 2Ц5х2,8 шахты ОАО «Тыретский солерудник» в виде Цифрового устройства автоматического управления электроприводом подъемной машины (ЦУАЭПМ).

В частности внедрено:

1. Алгоритм управления реверсивным тиристорным преобразователем при работе на обмотку возбуждения двигателя,
2. Алгоритм защиты от резкого возрастания нагрузки при переходе скипа с канатных на жесткие проводники, работающий на основе модели электропривода,
3. Система автоматического регулирования скорости электропривода по системе тиристорный преобразователь - двигатель с реверсом поля.

Использование данных устройств на скиповой подъемной установке 2Ц5х2,8 позволило сократить время цикла подъёмной установки в среднем на 20 секунд и повысить её производительность, сократить время простоя и предотвратить выход из строя силовых тиристорных блоков. Замена устаревшей аналоговой системы управления на цифровую облегчила обслуживание и повысила безопасность эксплуатации подъёмной машины.

Главный инженер

Главный энергетик

Энергетик горного цеха


 С. М. Судариков

 Н. А. Бельский

 С. Е. Донской

УТВЕРЖДАЮ:

Директор шахты

Абаканского филиала ОАО «Евразруда»

Я. Н. Байбородов

«24» декабря 2013 г.

**АКТ**

о внедрении результатов исследований, выполненных в диссертационной работе
Модзелевского Дмитрия Евгеньевича,
представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук
по специальности 05.09.03 «Электротехнические комплексы и системы»

Настоящим актом удостоверяется, что результаты, полученные в диссертационной работе **«Цифровая система управления тиристорным электроприводом шахтной подъемной установки»**, выполненной Модзелевским Дмитрием Евгеньевичем, представленной на соискание степени кандидата технических наук, внедрены в работу скиповой подъемной установки ЦР6х3,2/0,75 шахты Абаканского филиала ОАО «Евразруда» в виде пяти Цифровых устройств автоматического управления электроприводом подъемной машины (ЦУАЭПМ). Устройства применяются в качестве возбудителя генератора с системой автоматического регулирования скорости подъемной машины, возбудителя двигателя, двух возбудителей синхронных двигателей и устройства плавного пуска синхронных двигателей.

В частности внедрено:

1. Алгоритм управления реверсивным тиристорным преобразователем при работе на обмотку возбуждения генератора.
2. Система автоматического регулирования скорости электропривода по системе тиристорный преобразователь - генератор – двигатель с обратной связью по э.д.с. двигателя.

Использование данных устройств на скиповой подъемной установке ЦР6х3,2/0,75 позволило сократить время цикла подъемной установки в среднем на 5 секунд и повысить её производительность, сократить время простоя и предотвратить выход из строя элементов системы управления. Замена устаревшей аналоговой системы управления на цифровую облегчила обслуживание и повысила безопасность эксплуатации подъемной машины.

Главный инженер шахты

С. Г. Замятин

Главный механик шахты

А. А. Фролов

Главный энергетик шахты

А. В. Ткачев



УТВЕРЖДАЮ:

Проректор по учебной работе —
первый проректор, доцент

А. В. Феоктистов

« 18 » февраля 2014 г.

АКТ

о внедрении в учебный процесс кафедры автоматизированного электропривода и промышленной электроники (АЭП и ПЭ) СибГИУ результатов кандидатской диссертационной работы Модзелевского Дмитрия Евгеньевича тему: «Цифровая система управления тиристорным электроприводом шахтной подъемной установки»

Комиссия в составе: председателя комиссии — директора Института информационных технологий и автоматизированных систем, к.т.н., доцента Ляховца М. В., членов комиссии — заведующего кафедрой АЭП и ПЭ, д.т.н., профессора Островляничка В. Ю. и заместителя заведующего кафедрой АЭП и ПЭ, доцента Богдановской Т. В., составили настоящий акт в том, что результаты кандидатской диссертационной работы Модзелевского Дмитрия Евгеньевича на тему: «Цифровая система управления тиристорным электроприводом шахтной подъемной установки» внедрены в учебный процесс кафедры АЭП и ПЭ, в период с 2010 по 2014 годы, в частности при изучении дисциплин «Автоматизированный электропривод типовых производственных процессов и технологических комплексов», «Основы преобразовательной техники», «Энергетическая электроника» и «Силовая электроника».

Форма внедрения:

1. Материалы исследований включены в тематический план лекций, по курсам «Автоматизированный электропривод типовых производственных процессов и технологических комплексов», «Энергетическая электроника» и «Силовая электроника».
2. Разработанные алгоритмы используются в лабораторных стендах: «Исследование асинхронного регулируемого электропривода вентилятора/насоса» и «Исследование реверсивного тиристорного преобразователя», используемых при проведении практических и лабораторных работ по вышеуказанным дисциплинам.

Председатель:

Директор института ИТ и АС, к.т.н., доцент

_____ М. В. Ляховец

Члены комиссии:

Заведующий кафедрой АЭП и ПЭ

д.т.н., профессор

_____ В. Ю. Островляничик

Зам. заведующего кафедрой АЭП и ПЭ

доцент

_____ Т. В. Богдановская



КУЗБАССКАЯ ЯРМАРКА



Всемирная ассоциация выставочной индустрии



Российский союз выставок ярмарок



Торгово промышленная палата РФ

ДИПЛОМ ЗОЛОТАЯ МЕДАЛЬ

НАГРАЖДАЕТСЯ

**ООО «НИИ АЭМ СибГИУ»,
ОАО «УК «Северный Кузбасс»
(г. Новокузнецк)**

*за автоматизированную систему управления
и мониторинга двухклетевой шахтной подъемной
установки 2Ц-4х1,8 шахты «Березовская»
ОАО «УК «Северный Кузбасс»,*

*представленную на конкурсе «Лучший экспонат»,
проводимый в рамках*

XVIII Международной специализированной выставки

«УГОЛЬ РОССИИ и МАЙНИНГ- 2011»

и II специализированной выставки

**«ОХРАНА, БЕЗОПАСНОСТЬ ТРУДА
И ЖИЗНЕДЕЯТЕЛЬНОСТИ»**

Генеральный директор
ЗАО «Кузбасская ярмарка»

В.В. Табачников

г. Новокузнецк
10 июня 2011 г.



КУЗБАССКАЯ ЯРМАРКА

 Всемирная ассоциация выставочной индустрии
 Российский союз выставок ярмарок
 Торгово промышленная палата РФ

ДИПЛОМ ЗОЛОТАЯ МЕДАЛЬ

НАГРАЖДАЕТСЯ

ГОУ ВПО

**«Сибирский государственный
 индустриальный университет»,
 Научно-исследовательский
 институт автоматики
 информатики электромеханики
 (г. Новокузнецк)**

за автоматизированную систему управления
 и мониторинга шахтной подъёмной установки,
 представленную на конкурсе «Лучший экспонат»,
 проводимый в рамках
 XVI Международной специализированной выставки
«УГОЛЬ РОССИИ И МАЙНИНГ - 2009»

Генеральный директор
 ЗАО «Кузбасская ярмарка»

В.В. Табачников

г. Новокузнецк
 5 июня 2009 г.

СИСТЕМА СЕРТИФИКАЦИИ ГОСТ Р
ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ТЕХНИЧЕСКОМУ РЕГУЛИРОВАНИЮ И МЕТРОЛОГИИ



СЕРТИФИКАТ СООТВЕТСТВИЯ

№ РОСС RU.МГ07.Н00411

Срок действия с 08.06.2012

по 07.06.2015

№ **0450410**

ОРГАН ПО СЕРТИФИКАЦИИ

РОСС RU.0001.11МГ07 ОРГАН ПО СЕРТИФИКАЦИИ ВЗРЫВОЗАЩИЩЕННОГО И РУДНИЧНОГО ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЯ ОАО «НАУЧНЫЙ ЦЕНТР ВОСТНИИ ПО БЕЗОПАСНОСТИ РАБОТ В ГОРНОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ» (ОС ВРЭ ВОСТНИИ) 650002, г. Кемерово, ул. Институтская, 3, тел. (3842) 642462, (3842) 643490

ПРОДУКЦИЯ

Цифровое устройство автоматического управления электроприводом подъемной машины (ЦУАЭ ПМ)

ТУ 3148-001-10911332-98. Серийный выпуск.

код ОК 005 (ОКП):
31 4901

СООТВЕТСТВУЕТ ТРЕБОВАНИЯМ НОРМАТИВНЫХ ДОКУМЕНТОВ

ГОСТ 12.2.007.0-75, ГОСТ 12.2.003-91,
ПБ 05-553-03, ПБ 05-618-03.

код ТН ВЭД России:

ИЗГОТОВИТЕЛЬ

Общество с ограниченной ответственностью «НИИ АЭМ СибГИУ» (ООО «НИИ АЭМ СибГИУ»), ИНН 4217002836 Россия, 654007, г. Новокузнецк, ул. Кирова, 42.

СЕРТИФИКАТ ВЫДАН

ООО «НИИ АЭМ СибГИУ» Россия, 654007, г. Новокузнецк, ул. Кирова, 42 тел. (384-3) 74-03-88, факс (384-3) 74-89-87.

НА ОСНОВАНИИ

протокола ИЦ ВостНИИ (рег. № РОСС RU.0001.21 ГБ07) № 28КО-12 от 06.06.2012, протокола ИЛ ПГМ НЦ ВостНИИ (рег. № РОСС RU.0001.21 МШ10) № 7-1137/2012-И от 02.05.2012, акта ОС ВРЭ ВостНИИ от 01.06.2012 о результатах анализа состояния производства сертифицируемой продукции на ООО «НИИ АЭМ СибГИУ».

ДОПОЛНИТЕЛЬНАЯ ИНФОРМАЦИЯ

Номер схемы сертификации За.

Срок инспекционного контроля: апрель-июнь 2013 г., апрель-июнь 2014 г.



Руководитель органа

подпись

И.А. Монахов

инициалы, фамилия

Эксперт

подпись

М.В. Гришин

инициалы, фамилия

Сертификат не применяется при обязательной сертификации



ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ЭКОЛОГИЧЕСКОМУ, ТЕХНОЛОГИЧЕСКОМУ И АТОМНОМУ НАДЗОРУ

РАЗРЕШЕНИЕ

№ РСР 00-34733

На применение

Оборудование (техническое устройство, материал):
Цифровое устройство автоматического управления электроприводом
подъемной машины (ЦУАЭПМ) по ТУ 3148-001-10911332-08.

Код ОКП (ТН ВЭД): 31 4871

Изготовитель (поставщик): ООО "НИИ АЭМ СибГИУ"
(654007, Кемеровская обл., г. Новокузнецк, ул. Кирова, 42).

Основание выдачи разрешения: Заключение экспертизы промышленной
безопасности ЭО ООО "ВостЭКО" № 1034-09 от 12.01.2009 г., сертификат
соответствия ОС ПГМ НЦ ВостНИИ № РОСС RU.МШ04.Н00077
от 18.03.2009 г., акт и протокол эксплуатационных испытаний от 11.02.2009 г.

Условия применения:

1. Разрешено применение на поверхностных подъемных установках
рудников и угольных шахт с размещением вне взрывоопасных зон
в соответствии с отраслевыми нормами и правилами безопасности
и рекомендациями изготовителя.
2. Внесение изменений в конструкцию устройства возможно
только по согласованию с Федеральной службой по экологическому,
технологическому и атомному надзору.

Срок действия разрешения до 23.06.2014

Дата выдачи 23.06.2009



Заместитель руководителя
Б.А. Красных

А В 027134

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2013617014

Программа устройства автоматического управления
электроприводом подъемной машины

Правообладатель: *Общество с ограниченной ответственностью
«НИИ АЭМ СибГИУ» (RU)*

Авторы: *Островляничик Виктор Юрьевич (RU),
Модзелевский Дмитрий Евгеньевич (RU)*

Заявка № 2013614615

Дата поступления 04 июня 2013 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 30 июля 2013 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Б.П. Симонов



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2013617015

Программа анализа переходных процессов и моделирования
электропривода шахтной подъемной установки

Правообладатель: *Общество с ограниченной ответственностью
«НИИ АЭМ СибГИУ» (RU)*

Авторы: *Островляничик Виктор Юрьевич (RU),
Модзелевский Дмитрий Евгеньевич (RU)*

Заявка № 2013614618

Дата поступления 04 июня 2013 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 30 июля 2013 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Б.П. Симонов



Внешний вид цифрового устройства управления электроприводом подъемной машины

