

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования «Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники»

На правах рукописи



Рулевский Виктор Михайлович

**ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫЕ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ
ГЛУБОКОВОДНЫХ ТЕЛЕУПРАВЛЯЕМЫХ ПОДВОДНЫХ АППАРАТОВ**

Специальность 05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы

Диссертация

на соискание степени доктора технических наук

Научный консультант
Шурыгин Юрий Алексеевич,
доктор технических наук, профессор

Томск – 2019

Оглавление

ВВЕДЕНИЕ	7
1 ОПРЕДЕЛЕНИЕ СТРУКТУРЫ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ГЛУБОКОВОДНЫХ ТЕЛЕУПРАВЛЯЕМЫХ НЕОБИТАЕМЫХ ПОДВОДНЫХ АППАРАТОВ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ СИНТЕЗА ОПТИМАЛЬНОГО РЕГУЛЯТОРА НАПРЯЖЕНИЯ	18
1.1 Состояние и общие тенденции развития необитаемых подводных аппаратов	18
1.2 Технические требования к основным характеристикам систем электропитания глубоководного телеуправляемого необитаемого подводного аппарата	23
1.3 Существующие варианты выполнения систем электропитания глубоководных телеуправляемых необитаемых подводных аппаратов	28
1.4 Постановка задачи синтеза оптимальных регуляторов систем электропитания в пространстве переменных состояния и вариант ее решения	42
Выводы по главе 1	53
2 МАТЕМАТИЧЕСКОЕ И ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ГЛУБОКОВОДНЫХ ТЕЛЕУПРАВЛЯЕМЫХ НЕОБИТАЕМЫХ ПОДВОДНЫХ АППАРАТОВ	54
2.1 Математическая модель системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе	54
2.2 Математическая модель системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии по кабель-тросу на постоянном токе	69
2.3 Имитационная модель системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе	74

2.4 Имитационная модель системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии по кабель-тросу на постоянном токе	80
Выводы по главе 2	84
3 СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ В СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ С ПАРАМЕТРИЧЕСКИМИ ВОЗМУЩЕНИЯМИ.....	86
3.1 Аналитическое построение оптимальных ПИ-регуляторов напряжения системы электропитания с интервальными значениями параметрических возмущений.....	86
3.2 Аппроксимация математических моделей систем электропитания для решения задач синтеза регуляторов напряжения	92
3.3 Синтез модального регулятора напряжения в системе электропитания при изменении параметров кабель-троса и полезной нагрузки.....	102
3.4 Стабилизирующий регулятор напряжения системы электропитания с отрицательной обратной связью по измеряемым переменным состояниям.....	115
Выводы по главе 3	132
4 ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ КАБЕЛЬ-ТРОСА И АНАЛИЗ ИХ ВЛИЯНИЯ НА РАБОТУ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ГЛУБОКОВОДНЫХ ТЕЛЕУПРАВЛЯЕМЫХ НЕОБИТАЕМЫХ ПОДВОДНЫХ АППАРАТОВ.....	134
4.1 Определение электрических и конструктивных параметров кабель-троса с передачей энергии на глубину до 6000 м.....	134
4.2 Методика определения эффективного напряжения переменного тока в трехфазном кабель-тросе	146
4.3 Обоснование выбора частоты напряжения при передаче энергии по кабель-тросу на переменном токе	160
4.4 Компенсация реактивной составляющей мощности в кабель-тросе при передаче энергии переменным напряжением.....	164
Выводы по главе 4	171

5 ТЕПЛОВОЙ РАСЧЕТ ПОГРУЖНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ГЛУБОКОВОДНЫХ АППАРАТОВ	172
5.1 Назначение и классификация трансформаторов	172
5.2 Конструктивные особенности погружного трансформатора и их влияние на тепловой режим	177
5.3 Методы расчета теплового режима погружных трансформаторов малой мощности.....	179
5.4 Допущения для расчета теплового режима погружного трансформатора.....	184
5.5 Анализ полной эквивалентной тепловой схемы погружного трансформатора	186
5.6 Расчет среднеповерхностной температуры корпуса герметичного бака погружного трансформатора	189
5.6.1 Расчет среднеповерхностной температуры корпуса бака при охлаждении естественной конвекцией в воздушной среде	189
5.6.2 Расчет среднеповерхностной температуры корпуса бака при охлаждении естественной конвекцией в морской воде	193
5.7 Расчет средних температур наружных поверхностей однофазных трансформаторов.....	201
5.7.1 Расчет среднеповерхностной температуры тепловой модели.....	201
5.7.2 Уточненный расчет средних температур наружных поверхностей однофазных трансформаторов	209
5.8 Расчет максимальных температур обмоток трансформаторов и магнитопровода.....	218
5.9 Методика теплового расчета погружного трансформатора.....	222
5.10 Экспериментальная проверка методики теплового расчета погружного трансформатора	226
5.10.1 Описание экспериментальной установки для исследования тепловых режимов погружного трансформатора	226
5.10.2 Обработка экспериментальных данных.....	229

Выводы по главе 5	234
6 ТЕХНИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ГЛУБОКОВОДНОГО АППАРАТА.....	236
6.1 Краткое описание и основные технические характеристики бортовой части системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе	236
6.2 Краткое описание и основные технические характеристики подводной части системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии переменного тока по кабель-тросу.....	256
6.3 Вариант технической реализации бортовой части системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии по кабель-тросу на постоянном токе	260
6.4 Вариант технической реализации подводной части системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии по кабель-тросу на постоянном токе	268
Выводы по главе 6	270
7 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ТЕЛЕУПРАВЛЯЕМОГО ПОДВОДНОГО АППАРАТА.....	272
7.1 Описание экспериментальной установки системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии на переменном токе	272
7.2 Программа и методика исследований системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии на переменном токе	275
7.3 Описание алгоритма работы контроллера системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата.....	280

7.4 Результаты экспериментальных исследований системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии на переменном токе	296
Выводы по главе 7	303
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	304
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ.....	306
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	309
Приложение А Структурная схема контроллера инвертора.....	336
Приложение Б Алгоритм работы контроллера инвертора	337
Приложение В Диаграмма управления автономного инвертора напряжения	338
Приложение Г Работа ключей на интервалах $\pi/3$ автономного инвертора напряжения	339
Приложение Д Коэффициенты фазной развертки	340
Приложение Е Задающие коэффициенты для $K_m = 1$	341
Приложение Ж Порядок чередования коммутации ключей автономного инвертора напряжения	342
Приложение И Главное окно	343
Приложение К Окно ДИАГНОСТИКА.....	344
Приложение Л Окно НАСТРОЙКА.....	345
Приложение М Окно ПРОТОКОЛ.....	346
Приложение Н Акты внедрения результатов диссертационной работы	347

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы

В настоящее время экономические интересы многих индустриально развитых стран направлены на освоение ресурсов Мирового океана, а также на проведение широкого спектра геолого-разведочных, обзорно-поисковых и других видов работ. Выполнение таких работ на морском дне в пределах больших площадей с высокой качественной достоверностью вызывает необходимость использования подводных робототехнических средств. В наибольшей степени решению этой задачи отвечают телеуправляемые необитаемые подводные аппараты (ТНПА) – робототехнические комплексы, оснащенные различной научно-исследовательской аппаратурой и специальным технологическим оборудованием.

Разработке ТНПА различного назначения посвящено значительное число научных исследований в организациях нашей страны, включая Научно-учебный комплекс «Специальное машиностроение» МГТУ им. Н.Э. Баумана, Институт механики МГУ (г. Москва), АО «Южморгеология» (г. Геленджик), ЦКБ МТ «Рубин», ЦНИИ РТК (г. Санкт-Петербург), Институт проблем морских технологий ДВО РАН (г. Владивосток), ЦНИИ «Гидроприбор» и др. Работы по исследованию ТНПА и их составных элементов ведутся за рубежом известными фирмами: AC-CESS Co UK, Sub-Atlantic, Limited Saab Seaeye ltd. (Великобритания), Perry Slingsby Systems (США), ECA Hytec (Франция), Seamor Marine (Канада) и другими [10–21].

Применение ТНПА на больших глубинах предполагает установку на борту подводного аппарата устройств со значительным энергопотреблением, таких как манипуляторы, движители, мощные осветительные приборы, а также бортовые модули управления, фото- и видеокамеры, гидролокаторы, гидроакустические системы подводной навигации, альтиметры, эхолоты и т.п. Энерговооруженность этих аппаратов может достигать 60 кВт и более [1–20].

Выбор систем электропитания (СЭП) для ТНПА определяется требованиями, среди которых важную роль играют стабильность выходного напряжения, высокая энергетическая эффективность, величина передаваемой мощности и объем информации, которой обмениваются между собой подводный аппарат и судно-носитель. При решении задач обеспечения электроэнергией такого сложного технологического оборудования (полезной нагрузки) значительно возрастает роль проектирования энергоэффективных систем электропитания и оптимизации регуляторов силовых импульсных преобразователей, как основных элементов силового канала системы электропитания.

СЭП ТНПА является распределенной и состоит из двух частей: бортовой части (БЧ), расположенной на судно-носителе, и подводной части (ПЧ), расположенной на борту ТНПА. Связь между СЭП БЧ и ПЧ осуществляется по кабель-тросу длиной до 8000 метров [1, 3, 4, 21–26].

Исследованию специальных СЭП на базе статических преобразователей посвящены работы отечественных и зарубежных ученых: М.Д. Агеева, Н.И. Виноградова, В.А. Герасимова, Т.А. Глазенко, М.Л. Гутмана, Г.С. Зиновьева, А.Б. Каракаева, А.В. Кобзева, А.И. Колпакова, Ю.В. Матвиенко, В.И. Мелешина, В.Н. Мишина, В.С. Моина, Г.С. Мыщыка, В.И. Пантелеева, Э.М. Ромаша, В.Е. Тонкаля, С.А. Харитонова, R. Andersen, C. Craig, B. Howe, M. Islam, H. Kirkham, W. Marble, N. Mohan, P. Mixon, C. Schiffren, V. Vorperian и др.

При разработке систем электропитания, работающих на удаленную нагрузку, подключенную через кабель-трос и согласующие трансформаторы, возникают вопросы теоретического и практического характера, которые изучены недостаточно, что значительно затрудняет создание высокоэффективных СЭП глубоководных аппаратов.

Имеются нерешенные проблемы, связанные со сложностью построения математических моделей нелинейных систем электропитания с импульсными

преобразователями, с их использованием при реализации методов синтеза оптимальных регуляторов в реальном времени.

Решение указанных проблем возможно при развитии теории, создании алгоритмов, методов исследования, позволяющих с единых системных позиций выполнить анализ работы СЭП и проектирование всех ее элементов, включая силовые устройства преобразования и регулирования.

Исходя из вышеизложенного, следует отметить, что разработка энергоэффективных глубоководных ТНПА в значительной степени зависит от создания систем электропитания, обеспечиваемых стабильным напряжением на полезной нагрузке при минимальных массогабаритных показателях. Поэтому теоретические исследования таких систем и вопросы их проектирования актуальны и имеют большую практическую ценность.

В диссертационной работе поставлена и решена важная **научно-техническая проблема** обеспечения стабильного электропитания глубоководных аппаратов при высоких энергетических характеристиках СЭП в условиях изменяющихся параметров кабель-троса и режимов работы научно-исследовательского и технологического оборудования.

Объектами исследования являются системы электропитания глубоководных аппаратов с передачей энергии по кабель-тросу на переменном или постоянном токе.

Предмет исследования: математическое и алгоритмическое обеспечение, схемотехнические и технологические решения при разработке специальных систем электропитания с автономным инвертором напряжения.

Цель и задачи исследования:

Целью настоящей работы является улучшение энергетических и массогабаритных характеристик систем электропитания глубоководных телеуправляемых необитаемых подводных аппаратов.

Для достижения указанной цели поставлены и решены следующие **задачи:**

1. Анализ построения структур СЭП ТНПА, режимов их работы и определение требований к основным ее элементам.

2. Сравнительная оценка вариантов структур СЭП ТНПА и обоснование выбора величины напряжения и частоты переменного тока в кабель-тросе.

3. Математическое и имитационное моделирование динамических процессов в СЭП ТНПА и построение линеаризованных моделей для построения оптимальных регуляторов напряжения.

4. Синтез регуляторов напряжения СЭП ТНПА на основе модального метода и теории аналитического конструирования оптимальных регуляторов.

5. Разработка методики проектирования погружных трансформаторов подводной части СЭП ТНПА с учетом их тепловых режимов работы и компенсации реактивной энергии в системе.

6. Разработка схмотехнических решений СЭП ТНПА с передачей энергии по кабель-тросу на переменном и постоянном токе и создание на их основе промышленных образцов.

Методы исследования. В качестве основных методов теоретического исследования использовались классические методы анализа электрических и магнитных цепей, современной теории автоматического регулирования и математического моделирования. Имитационные исследования проводились с применением программы Simulink пакета MatLab 7.0. Теоретические результаты подтверждались экспериментальными исследованиями, выполняемыми на стендовом оборудовании в лабораторных условиях и на опытно-промышленных образцах, разработанных и изготовленных в «НИИ АЭМ ТУСУР».

Обоснованность и достоверность научных положений, выводов и рекомендаций, представленных в работе, определяется строгим обоснованием расчетных методик и принимаемых допущений, корректным использованием современных методов научных исследований, а также подтверждается многочисленными экспериментальными исследованиями на макетных и опытно-промышленных образцах. Все главы диссертационной работы логически взаимосвязаны, а выводы и рекомендации органически вытекают из материалов теоретических и экспериментальных исследований.

Научная новизна диссертационной работы – впервые получены теоретические результаты, суть которых состоит в следующем:

1. Предложены структуры систем электропитания глубоководных аппаратов, позволяющие за счет передачи энергии по кабель-тросу на переменном трехфазном напряжении повышенной частоты, обеспечить стабильное напряжение на нагрузке при высокой энергетической эффективности системы.

2. Разработана математическая нелинейная модель СЭП ТНПА переменного тока, учитывающая изменяемый характер параметров кабель-троса и компенсацию реактивной составляющей потребляемой мощности нагрузки глубоководного аппарата, позволяющая оценить качество работы системы.

3. Разработана имитационная модель СЭП ТНПА переменного тока, включающая модули формирования задающего сигнала с предмодуляцией третьей гармоники выходного напряжения трехфазного автономного инвертора напряжения и вычисления параметров кабель-троса при изменении глубины погружения подводного аппарата, позволяющая оценить качество работы системы с заданной точностью.

4. Предложена имитационная модель СЭП ТНПА постоянного тока, реализующая структуру силовой части с передачей энергии по трехжильному кабель-тросу и включающая симметрирующее устройство, расположенное на глубоководном аппарате, позволяющее анализировать динамические процессы в основных элементах системы.

5. Разработаны структуры модального и оптимального регуляторов напряжения СЭП ТНПА, позволяющие компенсировать изменение параметров кабель-троса и полезной нагрузки и обеспечить стабильное напряжение на подводном аппарате.

6. Разработан метод проектирования СЭП ТНПА с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе, позволяющий за счет учета собственной емкости кабель-троса обоснованно подойти к определению параметров напряжения в кабель-тросе при заданной передаваемой мощности.

7. Предложен метод проектирования погружных тороидальных трансформаторов СЭП ТНПА, позволяющий увеличить точность тепловых расчетов за счет введения экспериментально определенного эмпирического коэффициента для заданной конструкции трансформаторов.

Практическая значимость работы

1. Предложены новые схемные решения, позволяющие улучшить энергетические и массогабаритные показатели системы электропитания с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе.

2. Созданы программы в пакетах MatLab и Mathcad, реализующие математические и имитационные модели СЭП оптимальных регуляторов и позволяющие исследовать динамические процессы в разомкнутой и замкнутой системе при решении задач стабилизации напряжения на полезной нагрузке ТНПА.

3. Разработан алгоритм работы контроллера СЭП ТНПА, позволяющий осуществить управление, контроль и диагностику состояния всей системы с отображением информации на встроенном сенсорном мониторе для обеспечения безопасной и высокой энергетической эффективности работы подводного аппарата.

4. Предложена инженерная методика расчета погружного тороидального трансформатора системы электропитания, позволяющая обеспечить компенсацию реактивной мощности кабель-троса без дополнительных дросселей и требуемый тепловой режим в процессе его эксплуатации.

5. Разработаны и внедрены в промышленную эксплуатацию пять систем электропитания для телеуправляемых необитаемых подводных аппаратов: «РТ-6000», «КМТС», «УМБК», «ТНПК» и «Магеллан-1» с глубиной погружения до 6000 метров и мощностью до 47 кВт.

Научные положения, выносимые на защиту

1. Принципы построения структур силовой части СЭП ТНПА, позволяющие обеспечить стабильное электроснабжение технологического оборудования

подводного аппарата с улучшенными энергетическими и массогабаритными показателями.

2. Нелинейные и линеаризованные математические модели СЭП ТНПА, учитывающие изменяемый характер параметров кабель-троса и компенсацию реактивной составляющей потребляемой мощности нагрузки, позволяющие исследовать номинальные и предельные режимы работы данных систем.

3. Методика аналитического синтеза оптимальных регуляторов напряжения СЭП ТНПА при изменении параметров кабель-троса и полезной нагрузки, позволяющая разработать алгоритмы управления автономным инвертором напряжения для обеспечения стабильного напряжения на нагрузке и ее высокой энергоэффективности.

4. Метод проектирования СЭП с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе, позволяющий за счет учета собственной емкости кабель-троса обоснованно подойти к выбору параметров напряжения в кабель-тросе при заданной передаваемой мощности.

5. Метод проектирования погружного трансформатора СЭП ТНПА, позволяющий обеспечить компенсацию реактивной мощности кабель-троса и увеличить точность тепловых расчетов за счет введения экспериментально определенного эмпирического коэффициента.

6. Программно-аппаратные решения промышленно выпускаемых СЭП ТНПА и экспериментальный комплекс, позволяющие за счет разработанных алгоритмов управления, контроля и диагностики исследовать основные режимы работы системы.

Личный вклад автора. Научные результаты, выносимые на защиту и составляющие основное содержание диссертации, получены автором самостоятельно. Работы [32, 34, 58–61] выполнены автором единолично. В работах [27–31, 33, 35–57, 62–67], написанных в соавторстве, автору принадлежат от 70 до 80 % общего объема представленного материала, а именно: в публикациях [27–44] разработаны и сформулированы основные принципы построения современных СЭП ТНПА с передачей энергии по кабель-тросу, в

публикациях [45–57] – математические модели систем электропитания с передачей энергии по кабель-тросу на переменном и постоянном токе, а также методы синтеза оптимальных регуляторов напряжения в СЭП, в публикациях [58–62] – методики расчета параметров переменного напряжения в кабель-тросе с учетом собственной емкости кабеля и заданной передаваемой мощности, а также теплового режима работы погружных тороидальных трансформаторов СЭП ТНПА, в публикациях [63–67] – технические решения по реализации серийно выпускаемых систем электропитания подводных аппаратов мощностью до 47 кВт. Автор непосредственно участвовал в разработке математических моделей, алгоритмов управления, программно-аппаратных средств, проведении теоретических и экспериментальных исследований, в обработке количественных и качественных данных. Под его руководством и непосредственном участии создан унифицированный ряд СЭП ТНПА, которые внедрены в промышленность.

Реализация результатов диссертационной работы. Результаты диссертационной работы использованы при выполнении одного из основных направлений научно-исследовательских работ «НИИ АЭМ ТУСУР» (г. Томск) в виде технических предложений по разработке систем электропитания глубоководных телеуправляемых необитаемых подводных аппаратов «СЭП-30 ТПА», «СЭП УМБК», «СЭП КМТС», «СЭП ТНПК» и «СЭП Магеллан-1».

Научные положения диссертационной работы, а также результаты теоретических, экспериментальных исследований и практические разработки внедрены, в АО «Южморгеология» (г. Геленджик). Это система электропитания комплекса многофункциональных технических средств, универсального многоканального буксируемого комплекса, телеуправляемого необитаемого подводного комплекса и многофункционального необитаемого подводного комплекса. Методика расчета параметров напряжения переменного тока в начале кабель-троса, позволяющая обоснованно подойти к определению токовой нагрузки при заданной передаваемой мощности с учетом собственной емкости кабель-троса, и методика теплового расчета тороидального трехфазного трансформатора с масляной заливкой в герметичном баке используется в

образовательном процессе «Инженерной школы энергетики Национального исследовательского Томского политехнического университета» при подготовке студентов направления 13.04.02 «Электроэнергетика и электротехника». Методология аналитического синтеза оптимальных регуляторов напряжения для систем электропитания при изменении параметров кабельной линии и полезной нагрузки телеуправляемого подводного аппарата и программно-аппаратные технические решения промышленно выпускаемых систем электропитания телеуправляемых подводных аппаратов используются в учебном процессе при подготовке студентов специальности 220201.65 – Управление и информатика в технических системах и специальности 230104.65 – Системы автоматизированного проектирования.

Подтверждением промышленного использования результатов диссертационной работы является наличие шести актов о внедрении (см. приложение Н).

Апробация результатов работы

Основные научные положения и результаты диссертационной работы докладывались, обсуждались и получили одобрение на Международной научно-практической конференции «САКС 2002», Красноярск, 2002; VIII Всероссийской научно-технической конференции «Энергетика: экология, надежность, безопасность», Томск, 2002; X, XI и XII международных научно-практических конференциях студентов, аспирантов и молодых ученых «Современные техника и технологии», Томск, 2004–2006; X International Scientific and Practical Conference of students, post – graduates and young scientists «Modern Techniques and Technology», Tomsk, 2004; Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления», Томск, 2004; VIII Всероссийской научной конференции с международным участием «Решетневские чтения», Красноярск, 2004; Научно-технической конференции молодых специалистов «Электронные и электромеханические системы и устройства», Томск, 2013; XXXII отраслевой научно-технической конференции молодых специалистов «Морское подводное оружие. Морские подводные роботы – вопросы

проектирования, конструирования и технологий. МПО-МС-2013», Санкт-Петербург, 2013; 5-й, 6-й и 7-й Всероссийских научно-технических конференциях «Технические проблемы освоения Мирового океана ТПОМО-5», Владивосток, 2013, 2015 и 2017; Всероссийской научно-практической конференции «Морское подводное оружие. Перспективы развития», Санкт-Петербург, 2015; Одиннадцатой Всероссийской научно-практической конференции «Перспективные системы и задачи управления», Ростов-на-Дону, 2016; 10-й Всероссийской мультikonференции по проблемам управления (МКПУ-2017), Геленджик, 2017; XVI Международной конференции имени А.Ф. Терпугова «Информационные технологии и математическое моделирование», Казань, 2017; XIII Всероссийской научно-практической конференции «Перспективные системы и задачи управления», Владивосток, 2018; Международной конференции «Экстремальная робототехника», Санкт-Петербург, 2018.

Научные исследования выполнялись в рамках ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2007–2013 годы»; х/д на выполнение составной части опытно-конструкторских работ между НИИ АЭМ ТУСУР и АО «Южморгеология» № 142/СЭП-30 ТПА/02 «Система электропитания телеуправляемого подводного аппарата», № 142/УМБК-Ф/10 «Система электропитания универсального многоканального буксируемого комплекса», № 142/ТНПК-Ф/10 «Система электропитания телеуправляемого необитаемого подводного комплекса», № 142/КМТС/11 «Система электропитания комплекса многофункциональных технических средств», № 142/ТНПК-М/12 «Разработка и изготовление системы электропитания для многофункционального телевизионного необитаемого подводного комплекса ТНПК «Магеллан-1» в период с 2002 по 2018 г.

Публикации. Результаты выполненных исследований отражены в 58 научных работах, в том числе 20 публикаций в изданиях, входящих в перечень ВАК для докторских диссертаций, 10 патентов РФ на изобретения и полезные модели,

5 статей в изданиях Scopus и Web of Science и 1 монография. Получены 2 свидетельства об официальной регистрации программ для ЭВМ.

Структура и объем работы. Диссертация включает введение, семь глав, заключение, список сокращений и список литературы из 265 наименований. Диссертация изложена на 352 страницах машинописного текста, содержит 148 рисунков, 28 таблиц, 12 приложений.

Благодарности. Автор выражает искреннюю благодарность Шурыгину Ю.А., д-ру техн. наук, профессору, директору департамента управления и стратегического развития ТУСУРа, научному руководителю НИИ АЭМ; Букрееву В.Г., д-ру техн. наук, профессору ТПУ; Пчельникову В.А., зам. директора по научной работе НИИ АЭМ; Юдинцеву А.Г., канд. техн. наук, зам. директора по научной работе НИИ АЭМ, за оказанную помощь в решении задач, поставленных в диссертационной работе.

*Данная работа посвящается памяти Мишина Вадима Николаевича,
кандидата технических наук, выдающегося ученого
в области силовой интеллектуальной электроники
и преобразовательной техники*

1 ОПРЕДЕЛЕНИЕ СТРУКТУРЫ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ГЛУБОКОВОДНЫХ ТЕЛЕУПРАВЛЯЕМЫХ НЕОБИТАЕМЫХ ПОДВОДНЫХ АППАРАТОВ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ СИНТЕЗА ОПТИМАЛЬНОГО РЕГУЛЯТОРА НАПРЯЖЕНИЯ

1.1 Состояние и общие тенденции развития необитаемых подводных аппаратов

Необходимость проведения различного вида работ в подводной среде Мирового океана требует создания современных подводных технических средств. К числу таких подводных средств относятся самоходные необитаемые подводные аппараты (НПА), которые представляют собой отдельный класс подводных робототехнических объектов с присущими им задачами, особенностями технологии, составом систем и функциональными свойствами. Так, без использования самоходных НПА невозможно представить развитие нефтегазодобывающей отрасли в шельфовой зоне, проведение обследовательских работ в акваториях морей, океанов и на внутренних водах, осуществление спасательных и поисковых операций затонувших объектов, гидрографические и биологические исследования на всех глубинах Мирового океана [1, 3].

Аналитический обзор отечественных и зарубежных публикаций в области необитаемых подводных аппаратов позволяет представить наиболее общую классификацию самоходных НПА, хотя при всем их разнообразии (по целевому назначению, массогабаритным характеристикам, конструктивному облику, типу энергосиловой установки и т.д. и т.п.) общепризнанной классификации в этой сфере робототехники еще не сложилось (рисунок 1.1).

Все самоходные НПА можно разделить на три подкласса: телеуправляемые необитаемые подводные аппараты (ТНПА), полуавтономные необитаемые подводные аппараты (ПНПА) и автономные необитаемые подводные аппараты (АНПА). К ТНПА относят буксируемые и самоходные привязные подводные аппараты. Для телеуправляемых необитаемых подводных аппаратов

принципиально наличие проводного канала энергообеспечения и телеуправления – кабель-троса [21, 22].

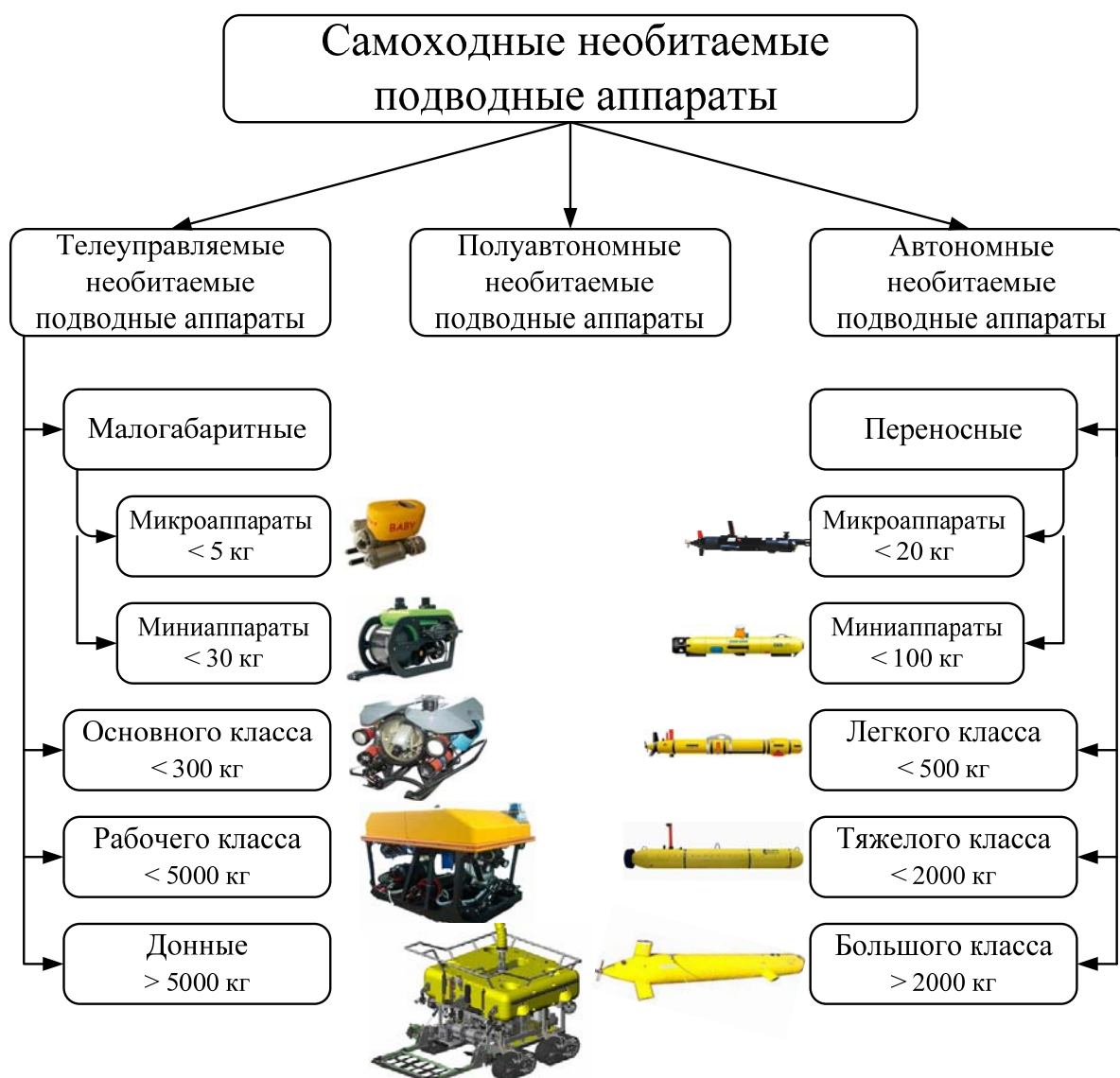


Рисунок 1.1 – Классификация самоходных необитаемых подводных аппаратов

АНПА – это самоходные НПА с автономной системой энергообеспечения и, как правило, беспроводным каналом телеуправления и связи. НПА с автономной системой энергообеспечения, но с проводным каналом управления и связи (обычно на основе волоконно-оптической линии связи) составляют подкласс ПНПА [68–70].

В свою очередь ТНПА разделяют на четыре подкласса:

– малогабаритные;

- основного класса;
- рабочего класса;
- донные.

Малогабаритные ТНПА делятся еще на два подкласса: микроаппараты и миниаппараты. Подкласс микроаппаратов объединяет устройства массой не более 5 кг, а миниаппаратов – от 5 до 30 кг. Одним из примеров микроаппарата может служить ТНПА типа «Гном Микро» института океанологии им. П.П. Ширшова, а миниаппарата – «Обзор-600» ОАО «Тетис Про». Как правило, малогабаритные ТНПА предназначены для выполнения обзорно-поисковых работ на глубинах до 100–300 м.

ТНПА основного класса включают аппараты массой от 30 до 300 кг. Примером ТНПА основного класса может служить аппарат типа РТМ 500 разработки ФГУГП ГНЦ «Южморгеология». ТНПА основного класса предназначены для решения поисковых, инспекционных и осмотровых задач, выполнения легких механических работ в толще воды и проведения измерений параметров водной среды. Максимальная рабочая глубина до 3000 м.

ТНПА рабочего класса предназначены для проведения широкого круга подводно-технических работ, а именно аварийно-спасательных, поисковых, инженерно-строительных и ремонтных на глубинах до 6000 м. Масса данных ТНПА от 300 до 5000 кг вместе с достаточно сложным навесным оборудованием. Аппарат типа РТ-2500 разработки ФГУГП ГНЦ «Южморгеология» является типичным примером данного класса.

Донные ТНПА – это аппараты на гусеничном ходу, предназначенные для тяжелых механических работ на морском дне. В мире насчитывается не более 100 ТНПА этого класса. Примером донного аппарата является Т-200 разработки фирмы Perry Trittech Inc.

В зависимости от решаемых задач ТНПА может быть оснащен системой датчиков для измерения гидрохимических, гидробиологических, гидрофизических параметров: температуры, солености, прозрачности, концентрации кислорода и фитопланктона, электропроводности и др. В состав

комплекса ТНПА входит гидроакустическая система позиционирования, позволяющая определять его местоположение в относительных координатах и с помощью космической навигационной системы на борту судна находить точные абсолютные координаты ТНПА и объектов исследований.

Предварительный анализ состояния исследований в данной области показывает, что российские предприятия не являются мировыми лидерами в производстве телеуправляемых необитаемых подводных аппаратов. По данным интернет-источников основными производителями телеуправляемых необитаемых подводных аппаратов являются США, Великобритания, Канада, Франция, Германия и Япония. На рисунке 1.2 представлена диаграмма, отображающая количество разработок ТНПА зарубежными странами [21–23]. Доля разработок ТНПА в России пренебрежимо мала.

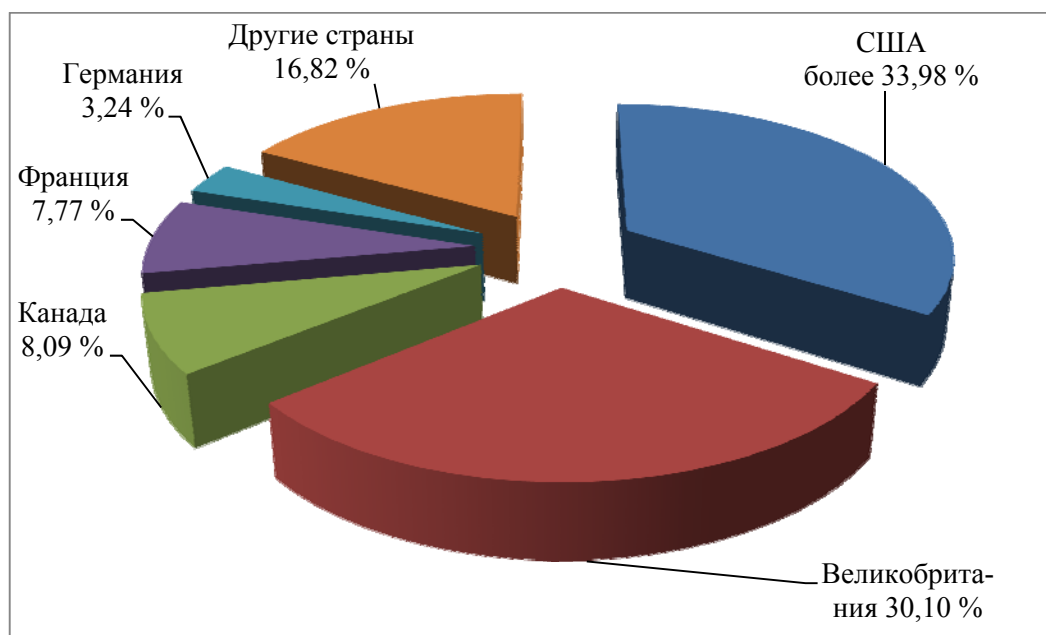


Рисунок 1.2 – Количественная оценка разработок ТНПА зарубежными странами

Подкласс АНПА согласно приведенной на рисунке 1.1 классификации подразделяется на аппараты:

- переносные;
- легкого класса;

- тяжелого класса;
- большого класса.

В свою очередь подкласс переносных АНПА разделяют еще на две группы – это микроаппараты и миниаппараты. Подкласс микроаппаратов объединяет аппараты по массе не более 20 кг, а миниаппаратов – от 20 до 100 кг. Примерами микроаппаратов могут служить АНПА «Дельфин» и «Гавиа» ОАО «Тетис Про».

Типовые технические характеристики микроаппаратов: дальность плавания не более 1–2 морских миль; предельная рабочая глубина менее 150 м; скорость хода 1,5–2 узла.

Типовые технические характеристики миниаппаратов: дальность плавания до 4000 морских миль; предельная рабочая глубина до 1000 м; скорость хода от 1,5 до 6 узлов.

К АНПА легкого класса относятся аппараты массой от 100 до 500 кг. Типичными примерами АНПА данного класса могут служить аппараты REMUS 600 разработки института WHOI и ВРАUV фирмы Bluefin Robotics (США). Технические характеристики АНПА легкого класса: дальность плавания до 6000 морских миль; предельная рабочая глубина до 2000 м; скорость хода от 1,5 до 6 узлов.

Тяжелого класса АНПА – это аппараты массой от 500 до 2000 кг. АНПА «Блюфин 21» ОАО «Тетис Про» и Bluefin-12D американской компании Bluefin Robotics Corporation являются примерами аппаратов данного класса.

АНПА большого класса включают аппараты массой свыше 2000 кг. Примерами данного класса АНПА могут служить аппараты Explorer компании ISE.

Основными достоинствами ТНПА по сравнению с АНПА являются:

- большая продолжительность непрерывной работы;
- возможность выполнения сложных и тяжелых механических работ в толще воды и на донной поверхности;
- относительно низкая стоимость изготовления и эксплуатации;

- относительно высокая надежность конструкции.

Наряду с достоинствами ТНПА обладают и рядом недостатков, основные из которых:

- полная зависимость от обеспечивающего судна или берегового надводного оборудования;
- радиус действия ограничен длиной кабеля-связки;
- на борту обеспечивающего судна необходимо устройство управления натяжением кабеля-связки;
- сложность управления в условиях сильных течений, завалов и узкостей.

Эти недостатки, а также достижения в области электротехнических комплексов, силовой электроники и информационных технологий служат мощным стимулом к дальнейшему развитию и совершенствованию составных частей ТНПА и всей системы в целом.

На основании вышеприведенного аналитического обзора состояния и развития НПА все внимание будет посвящено исследованию и созданию систем электропитания телеуправляемых необитаемых подводных комплексов.

1.2 Технические требования к основным характеристикам систем электропитания глубоководного телеуправляемого необитаемого подводного аппарата

Система электропитания, являясь частью электротехнического комплекса телеуправляемого необитаемого подводного аппарата, должна не только вырабатывать электрическую энергию с необходимыми параметрами, но и удовлетворять всем требованиям, вытекающим из условий эксплуатации под водой.

Электрические параметры СЭП телеуправляемого необитаемого подводного комплекса (мощность, напряжение, ток и др.) определяются аппаратурой, применяемой в составе технологического оборудования подводного аппарата. Аппаратура, использующая полупроводниковые приборы, обычно

требует для своего питания постоянное напряжение, величина которого не превышает нескольких десятков вольт. Радиопередающие, телевизионные и им подобные устройства нуждаются как в низковольтном, так и в высоковольтном постоянном напряжении, составляющем сотни вольт.

В зависимости от состава аппаратуры потребление ею электрической энергии может быть весьма различным. Количественно это оценивается величиной потребляемой мощности [71, 74]:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + T^2},$$

где S – потребляемая полная мощность; P – активная мощность нагрузки; Q – реактивная мощность нагрузки; T – мощность искажения нагрузки.

Для комплекса технологического оборудования подводного аппарата общая мощность включает сумму мощностей, потребляемых каждым блоком. При этом характерно, что потребление мощности за время работы оборудования ТНПА весьма неравномерно. На рисунке 1.3 показано изменение потребления мощности ТНПА [1, 7, 71].

Значительные изменения потребляемой мощности затрудняют проектирование СЭП вследствие жестких требований, предъявляемых к величинам напряжений, питающих аппаратуру подводного аппарата. При изменении величины напряжения питания, превышающем определенное значение, называемое допуском по напряжению, как правило, происходит нарушение нормальной работы аппаратуры. Допуск задается в процентах от средних значений питающих напряжений и зависит от особенностей применяемой аппаратуры [75–78]. Так, по ГОСТ 6697-83 допуск по постоянному напряжению устанавливается в пределах 10 %, хотя для некоторых приборов его величина может быть значительно меньше. Допуск по переменному напряжению колеблется в пределах от 0,25 до 10 %. Аналогичные ограничения накладываются на допустимые изменения частоты переменного тока, которые по ГОСТ 6697-83 составляют от 0,2 до 5 %. При выборе допусков учитывается, что их величина существенно отражается на массогабаритных и энергетических характеристиках системы.

Требование уменьшения веса и габаритов СЭП телеуправляемого необитаемого комплекса значительно влияет как на принцип построения, так и на особенности их конструкции. Для сравнительной оценки СЭП ТНПА приняты такие характеристики, как удельная энергия и удельная мощность по весу и объему, представляющие собой отношение энергии или мощности к весу или объему системы. При выборе СЭП ТНПА всегда стремятся к получению максимальных значений этих характеристик [71].

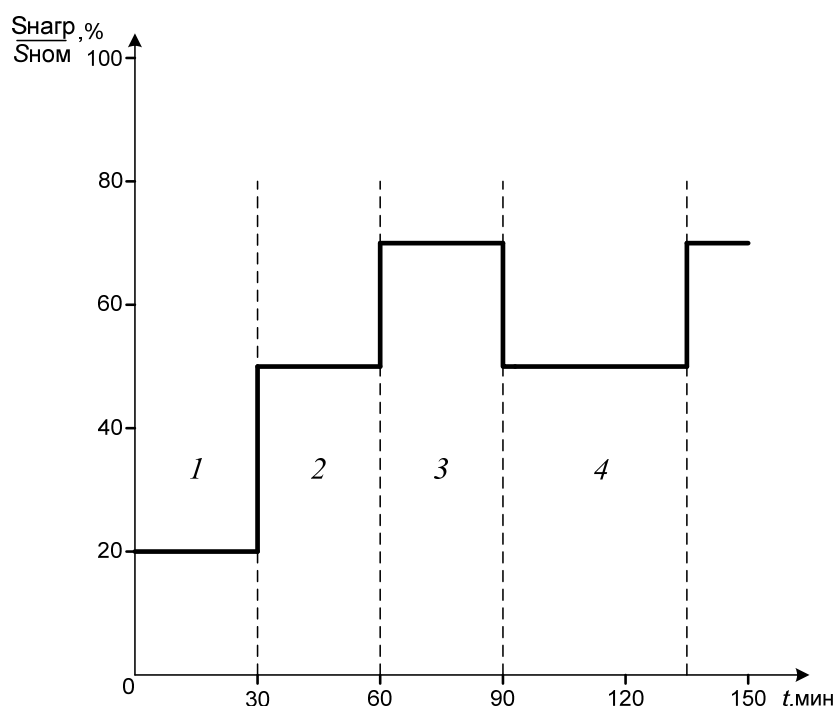


Рисунок 1.3 – Изменение потребляемой мощности ТНПА:

1 – погружение ТНПА на глубину и включение приемопередающей аппаратуры; 2 – выход ТНПА в зону проведения работ; 3 – проведение работ; 4 – переход ТНПА в следующую зону проведения работ

Компактность конструкции СЭП, обусловленная стремлением к уменьшению их габаритов, может привести к появлению электромагнитных помех, мешающих нормальной работе аппаратуры. Для исключения этих явлений требуется высокое качество разработки СЭП, которое позволяет рассчитывать на создание источников электроэнергии, удовлетворяющих самым строгим требованиям к их параметрам: для переменного тока – сведение до минимума

искажений формы кривой, тщательное согласование СЭП с нагрузкой подводного аппарата и т.п.; для постоянного тока – уменьшение пульсаций до заданных пределов.

Обеспечение требуемых электрических параметров СЭП тесно связано с учетом срока их службы, включающего время хранения и время работы под водой. Для современной подводной техники время хранения может составлять от нескольких месяцев до нескольких лет [1, 2, 4, 71].

Важным параметром СЭП ТНПА является время готовности, представляющее собой промежуток от момента подачи команды на начало работы ТНПА до момента, когда все параметры СЭП оказываются в заданных пределах; величина времени готовности может составлять доли секунды.

Требование нормального функционирования СЭП ТНПА в течение определенного времени конкретизируется заданием количественных показателей ее надежности, под которыми понимают вероятность безотказной работы в течение всего срока службы при заданных условиях. При этом следует учитывать, что отказом является не только выход из строя какого-либо элемента СЭП, но и любое отклонение хотя бы одного из параметров за пределы допуска. Вероятность безотказной работы СЭП ТНПА характеризуется коэффициентом статической готовности, определяемым как отношение времени наработки на отказ к сумме этого времени и времени восстановления. Коэффициент статической готовности СЭП ТНПА может достигать в отдельных случаях значения 0,995.

Обеспечение надежности – это целый комплекс технических, организационных и технологических мероприятий в процессе разработки, изготовления и эксплуатации СЭП ТНПА. Исходным пунктом решения этой задачи является тщательный отбор элементов СЭП, предъявление к ним значительно более жестких требований, чем к аналогичным элементам, применяемым для других целей.

Стремление к повышению надежности СЭП ТНПА находится в противоречии с требованием уменьшения их стоимости. Последнее стало

особенно актуальным в связи с широким использованием телеуправляемой необитаемой подводной техники для решения различных научных, научно-исследовательских, поисковых, разведочных и военных задач. Относительно высокая стоимость СЭП ТНПА связана с уникальностью научно-технических разработок, направленных на создание СЭП, наиболее полно удовлетворяющих предъявляемым к ним требованиям.

Часть из них определяется условиями эксплуатации ТНПА, например требованиями к температурному диапазону и влажности окружающей среды, характеризующими условия хранения, и т.п.

На основании проведенного анализа требований, предъявляемых к СЭП ТНПА, в заключение перечислим основные из них.

1. Безотказность и надежность работы систем.
2. Малая уязвимость и большая живучесть, т. е. способность системы продолжать работу при получении повреждений.
3. Минимальный вес и габариты при максимально возможном значении к.п.д.
4. Высокое качество электрической энергии, т. е. постоянство значений напряжения и частоты. Отклонение этих параметров за допустимые пределы приводит к нарушению нормальной работы потребителей или выходу их из строя.
5. Безопасность эксплуатации и обслуживания – использование пониженного напряжения для цепей управления, применение герметизированной коммутационной и защитной аппаратуры, лучших изоляционных материалов в конструкциях агрегатов и распределительных устройств и др.
6. Простота и удобство монтажа, обслуживания и замены элементов и узлов в процессе производства и эксплуатации.
7. Высокая механическая прочность, в первую очередь устойчивость к вибрациям и перегрузкам в течение всего срока службы без механических повреждений.

8. Высокая химическая стойкость, т. е. отсутствие коррозии и разрушений изоляции и других покрытий элементов системы при воздействии влаги, морской воды, паров бензина, керосина, масла и других агрессивных примесей.

9. Высокая электрическая и термическая прочность.

10. Безопасность в отношении пожара, т. е. наличие мер, предупреждающих возможность возникновения пожара, и применение огнестойких материалов.

11. Взрывобезопасность, т. е. возможность локализации взрыва внутри агрегата без каких-либо вредных последствий для сопряженных с ним элементов.

12. Быстрая готовность к действию.

13. Отсутствие помех работе радиооборудования, измерительных приборов, поляризованных реле и т. п., возникающих за счет пульсаций напряжения на выходе выпрямительных блоков, вибрирующих контактов, а также магнитных полей, создаваемых различными агрегатами и проводами системы электроснабжения. Отсутствие взаимного влияния элементов системы друг на друга.

14. Взаимозаменяемость и унификация отдельных узлов и деталей.

15. Большой срок службы при минимальной стоимости производства, эксплуатации и ремонта.

Некоторые из перечисленных требований могут противоречить друг другу, тогда при разработке СЭП ТНПА следует искать компромиссное решение, учитывая наиболее существенные из них для конкретного случая.

1.3 Существующие варианты выполнения систем электропитания глубоководных телеуправляемых необитаемых подводных аппаратов

Как было отмечено ранее, возросший объем геологоразведочных работ в глубоководных районах Мирового океана, аварийно-спасательных работ, включая подъем предметов со дна, а также научно-исследовательских работ обуславливает необходимость совершенствования глубоководных технических средств, к которым относятся телеуправляемые необитаемые подводные аппараты,

оснащенные различным научно-исследовательским, технологическим и специальным оборудованием [1, 3, 9].

Учитывая экстремальные внешние условия и повышенные требования к весовой отдаче по полезной нагрузке и электропотреблению, сложность создания глубоководных ТНПА аналогична в некоторой степени сложности создания космической техники.

Эффективность выполнения различных работ и исследований на морском дне в значительной мере определяется энергетическим обеспечением ТНПА. Современные СЭП ТНПА отличаются от систем других автономных объектов, например кораблей, меньшим уровнем мощности нагрузочного оборудования, высокой степенью использования установленной мощности источников энергии, сложностью активного управления режимами работы источников энергии.

Выбор СЭП для ТНПА определяется рядом требований, среди которых важную роль играют стабильность выходного напряжения, высокая энергетическая эффективность, величина передаваемой мощности и объем информации, которой обмениваются между собой подводный аппарат и судно-носитель [7].

Все СЭП ТНПА можно классифицировать в зависимости от места расположения первичного источника электроэнергии (рисунок 1.4) [7]: СЭП с автономным источником электроэнергии на подводном аппарате и СЭП, подключенные к электрической сети судна-носителя. В свою очередь СЭП ТНПА, подключенные к сети судна-носителя, в зависимости от передачи энергии по кабель-тросу на подводный аппарат подразделяются на системы переменного и постоянного тока.

В качестве первичных источников электроэнергии в автономных СЭП наибольшее применение находят аккумуляторные батареи различных типов, а также могут использоваться топливные элементы и в некоторых случаях генераторы постоянного или переменного тока с приводом от гидравлической турбины, начинающей действовать при движении подводного аппарата.



Рисунок 1.4 – Классификация систем электропитания телеуправляемых необитаемых подводных аппаратов

На рисунке 1.5 представлен аккумуляторный вариант СЭП, при котором обмен информацией между судном-носителем и подводным аппаратом осуществляется с помощью оптоволоконного грузонесущего кабель-троса.

Основным достоинством приведенной СЭП является гальваническая развязка ее силовых цепей и аппаратуры связи, что позволяет до минимума снизить помехи в аппаратуре связи, а также отсутствие тяжелого кабель-троса. К недостаткам следует отнести [25, 27]:

- ограниченное время работы, определяемое емкостью аккумуляторов;
- значительные габариты и вес подводной части СЭП, расположенной на борту ТНПА, что приводит к дополнительным механическим нагрузкам на кабель-трос;
- усиленный износ кабель-троса из-за частых подъемов-спусков ТНПА для заряда аккумуляторов.

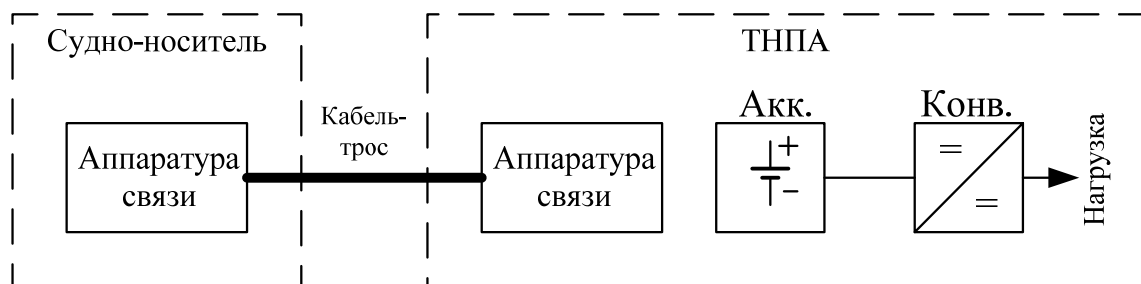


Рисунок 1.5 – Аккумуляторный вариант системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата:
Акк. – аккумулятор; Конв. – конвектор постоянного тока

Перечисленные недостатки, а также высокие эксплуатационные расходы указывают на целесообразность замены автономных СЭП централизованным электроснабжением от судна-носителя (обеспечивающего судна).

Требованиям, предъявляемым к СЭП ТНПА с централизованным электроснабжением от судна-носителя, наиболее полно удовлетворяет СЭП с объединенным энергетическим и информационным каналом. Основные трудности при ее реализации связаны с защитой информационного канала от помех со стороны энергетического канала. Кроме того, коаксиальная пара кабель-троса объединенного канала отличается значительным затуханием, что ограничивает верхнюю границу частот передачи и объем передаваемой информации. Но в последние годы с развитием техники и технологии произошла замена коаксиального кабель-троса на кабели, включающие в себя, кроме токонесущих жил, предназначенных для питания ТНПА, дополнительные витые пары и оптоволоконные линии, обеспечивающие надежный обмен информацией между ТНПА и устройствами на борту судна-носителя.

Общая схема подключения телеуправляемого необитаемого подводного аппарата к сети судна-носителя представлена на рисунке 1.6.

СЭП ТНПА условно состоит из двух частей: систем электропитания бортовой части (БЧ) и подводной части (ПЧ). СЭП БЧ расположена на борту судна-носителя, ее питание осуществляется от трехфазной судовой сети, основной или резервной, напряжением 380 В частотой 50 Гц. Напряжение с выхода СЭП БЧ передается по кабель-тросу на СЭП подводной части, установленной на гараже-заглубителе (ГЗ) и ТНПА.

В современных системах подводного оборудования с дистанционным управлением используется гараж-заглубитель, в котором размещается ТНПА при его доставке на глубину. ТНПА соединяется с ГЗ относительно коротким и легким плавучим кабелем. При этом повышается маневренность ТНПА, поскольку он не связан с длинным и тяжелым кабель-тросом. Гараж-заглубитель в своем составе имеет гараж для размещения ТНПА, лебедку с барабаном плавучего кабеля и системой, управляющей длиной свободного плавучего кабеля

между ГЗ и ТНПА. Гараж-заглубитель позволяет установить на нем часть блоков СЭП и управления, при этом освобождается дополнительное полезное пространство на ТНПА и снижается его вес.

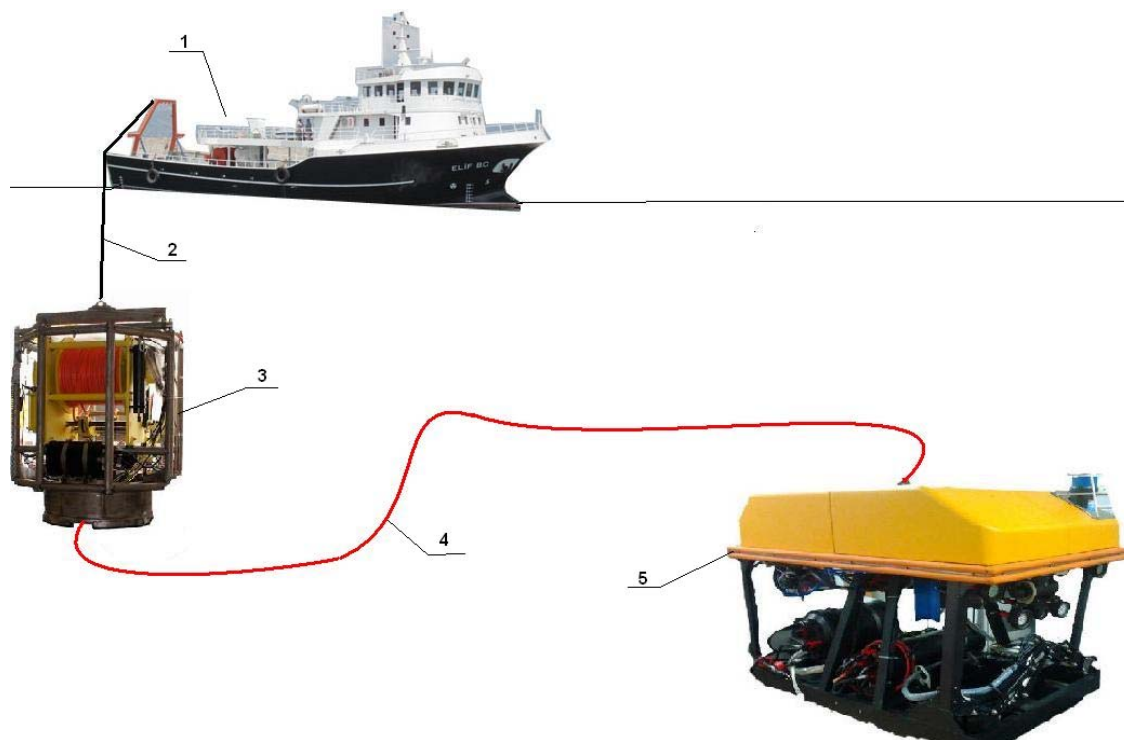


Рисунок 1.6 – Общая схема подключения телеуправляемого необитаемого подводного аппарата к централизованному электроснабжению:

1 – судно-носитель; 2 – кабель-трос; 3 – гараж-заглубитель; 4 – плавучий кабель; 5 – телеуправляемый необитаемый подводный аппарат

Также следует отметить, что в течение длительного времени автор участвовал в качестве научного руководителя и непосредственного исполнителя в создании ряда структур СЭП ТНПА, оригинальность которых защищена патентами РФ. А современные достижения в области отечественной и зарубежной силовой электроники и информационных технологий являются предпосылками к дальнейшему развитию и совершенствованию СЭП ТНПА. Пройден определенный эволюционный путь, каждый из предложенных вариантов заслуживает внимание, некоторые из них были доведены до серийно выпускаемых промышленных образцов. Наибольшее внимание заслуживают структуры, представленные на рисунках 1.7–1.13.

Варианты выполнения СЭП ТНПА на переменном токе

На рисунке 1.7 представлен трансформаторный вариант СЭП ТНПА. Система электропитания содержит установленную на судне-носителе бортовую часть, включающую коммутатор сети К, вход которого соединен с судовой электрической сетью – основной или резервной, напряжением 380 В и частотой 50 Гц. Выход коммутатора К соединен с фильтром радиопомех ФРП и силовым повышающим трансформатором Тр, который повышает напряжение сети до линейного напряжения $U_{ЛЭФФ}$ в диапазоне от 1000 до 1500 В, что обусловлено необходимостью компенсировать падение напряжения на нагрузке при изменении параметров кабель-троса и потребляемой мощности технологическим оборудованием подводного аппарата.

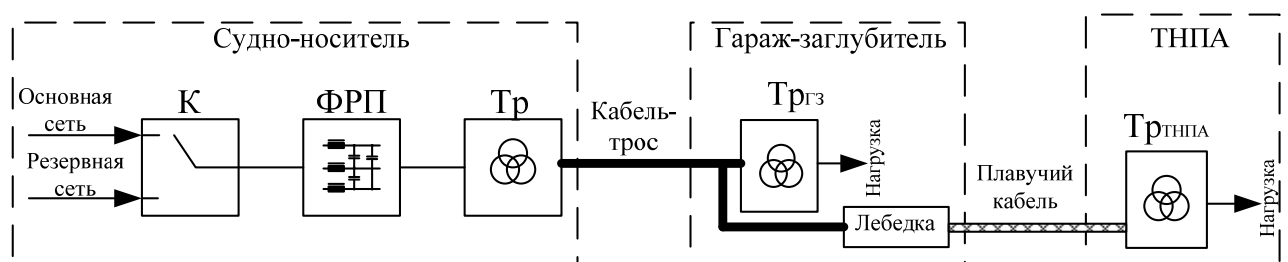


Рисунок 1.7 – Трансформаторный вариант системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата (патент РФ №119905):
 К – коммутатор; ФРП – фильтр радиопомех; Тр – повышающий трансформатор;
 Тр_{ГЗ} – понижающий трансформатор гаража-заглубителя;
 Тр_{ТНПА} – понижающий трансформатор телеуправляемого необитаемого подводного аппарата

Повышенное трехфазное напряжение по кабель-тросу поступает на первый подводный блок системы, установленный на гараже-заглубителе, и на второй подводный блок системы через плавучий кабель, установленный на ТНПА. Первый и второй подводные блоки системы содержат согласующие трансформаторы Тр_{ГЗ} и Тр_{ТНПА}, обеспечивающие питание устройств гаража-заглубителя и подводного аппарата.

Трансформаторный вариант СЭП ТНПА позволяет увеличить время работы за счет питания технологического оборудования от судовой сети судна-носителя.

Реализация такой СЭП связана с использованием громоздких согласующих трансформаторов $Tr_{ГЗ}$ и $Tr_{ТНПА}$, габариты которых для промышленной частоты 50 Гц могут быть значительными. Нестабильность напряжения на токоприемниках ГЗ и ТНПА будет определяться колебаниями напряжения трехфазной сети переменного тока судна-носителя и падением напряжения на сопротивлении кабель-троса при изменениях тока нагрузки [24, 30].

На рисунке 1.8 представлен вариант выполнения СЭП ТНПА с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе.

Один из вариантов этой системы электропитания содержит установленную на судне-носителе бортовую часть, включающую коммутатор сети K , вход которого соединен с судовой электрической сетью – основной или резервной, напряжением 380 В частотой 50 Гц. Выход коммутатора K соединен с фильтром радиопомех ФРП и силовым трансформатором Tr , который повышает напряжение сети до $U_{Лэфф}=1000-1500$ В.

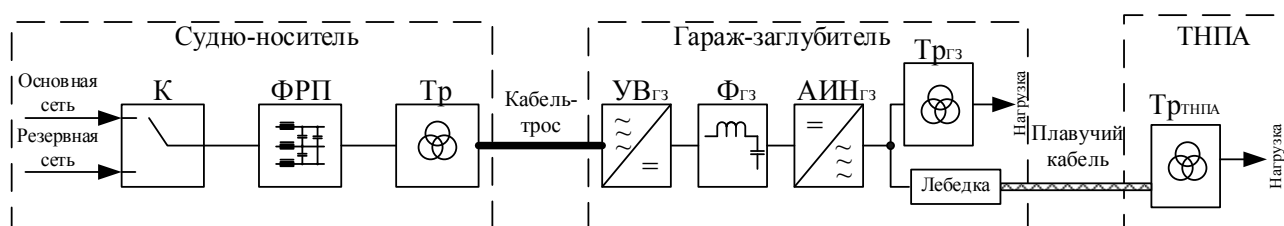


Рисунок 1.8 – Система электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии по кабель-тросу трехфазным напряжением с частотой 50 Гц и трехфазным напряжением с частотой 1000 Гц по плавучему кабелю (патент РФ №119905): K – коммутатор; ФРП – фильтр радиопомех; Tr – повышающий трансформатор; $UV_{ГЗ}$ – управляемый выпрямитель гаража-заглубителя; $Ф_{ГЗ}$ – фильтр гаража-заглубителя; $АИН_{ГЗ}$ – автономный инвертор напряжения гаража-заглубителя; $Tr_{ГЗ}$ – согласующий трансформатор гаража-заглубителя; $Tr_{ТНПА}$ – согласующий трансформатор телеуправляемого необитаемого подводного аппарата

Повышенное трехфазное напряжение частотой 50 Гц по кабель-тросу поступает на первый подводный блок системы, установленный на гараже-заглубителе. Первый подводный блок системы содержит управляемый

выпрямитель $УВ_{ГЗ}$ с фильтром $\Phi_{ГЗ}$, выход которого соединен с автономным инвертором напряжения $АИН_{ГЗ}$, повышающим частоту питающего напряжения до 1000 Гц. Напряжение повышенной частоты с выхода $АИН_{ГЗ}$ подается на согласующий трансформатор $Тр_{ГЗ}$, обеспечивающий питание устройств гаража-заглубителя, а также по плавучему кабелю на согласующий трансформатор $Тр_{ТНПА}$ второго блока системы, установленного на подводном аппарате.

Достоинством данной СЭП ТНПА является то, что за счет повышения частоты питающего напряжения до 1000 Гц существенно снижаются массогабаритные показатели трансформатора $Тр_{ТНПА}$, в 2,5–3 раза по сравнению с трансформатором, работающим на промышленной частоте 50 Гц. В случае расположения трансформатора $Тр_{ТНПА}$ в прочном корпусе с масляным охлаждением обеспечивается дополнительное уменьшение его габаритов, а также разгрузка стенок корпуса от давления воды, что позволяет уменьшить толщину стенок корпуса и, соответственно, массу СЭП, устанавливаемой на ТНПА, еще в 1,3–1,5 раза.

Недостатками рассмотренной СЭП ТНПА являются невысокие массогабаритные показатели гаража-заглубителя, а также усложнение системы электропитания ГЗ за счет двойного преобразования энергии, переменного в постоянное и постоянного в переменное напряжение повышенной частоты при помощи управляемого выпрямителя $УВ_{ГЗ}$ и автономного инвертора напряжения $АИН_{ГЗ}$.

В СЭП ТНПА переменного тока с передачей энергии по кабель-тросу трехфазным напряжением $U_{Лэфф}=1000–1500$ В частотой 50 Гц и постоянным напряжением по плавучему кабелю (рисунок 1.9) отсутствуют некоторые недостатки предыдущей схемы (см. рисунок 1.8).

Данная система электропитания телеуправляемого подводного аппарата, как и представленная на рисунке 1.8, содержит установленную на судне-носителе бортовую часть с коммутатором сети К, с помощью которого подключается одна из бортовых сетей – основная или резервная, обеспечивающая трехфазное напряжение 380 В частотой 50 Гц. Выход коммутатора К соединен с фильтром

радиопомех ФРП, выполняющим помехоподавление по каждой фазе питающего напряжения.

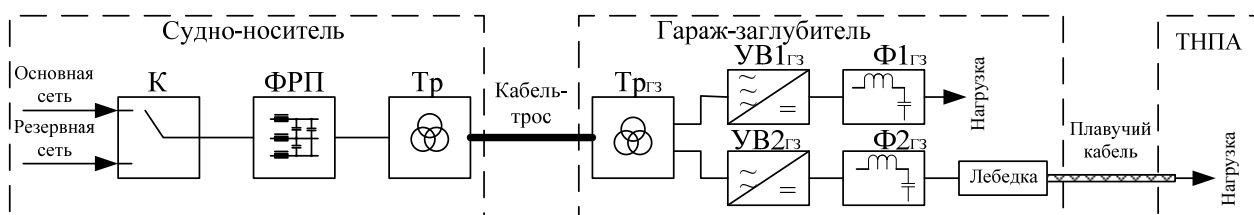


Рисунок 1.9 – Система электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии по кабель-тросу трехфазным напряжением $U_{ЛэФФ}=1000-1500$ В частотой 50 Гц и постоянным напряжением по плавучему кабелю (патент РФ №119905): К – коммутатор; ФРП – фильтр радиопомех; Тр – повышающий трансформатор; Тргз – согласующий трансформатор гаража-заглубителя; УВ1Гз и УВ2Гз – управляемые выпрямители гаража-заглубителя; Ф1Гз и Ф2Гз – фильтры гаража-заглубителя

После фильтрации помех трехфазное напряжение 380 В частотой 50 Гц поступает на первичные обмотки силового трансформатора Тр, где повышается до необходимой величины ($U_{ЛэФФ}=1000-1500$ В) и поступает по кабель-тросу на первичные обмотки согласующего трансформатора Тргз первого подводного блока системы, установленного на гараже-заглубителе. Вторичные обмотки Тргз соединены с управляемыми выпрямителями УВ1Гз и УВ2Гз. После выпрямления в УВ1Гз и УВ2Гз и фильтрации Ф1Гз и Ф2Гз получаются два постоянных напряжения (например, 300 В и 600 В), одно из которых обеспечивает питание лебедки и электроники гаража-заглубителя, а другое передается по плавучему кабелю на вторую подводную часть системы электропитания, установленную на ТНПА.

Основными достоинствами данной системы являются простота и высокие массогабаритные показатели, так как по плавучему кабелю передается постоянное напряжение и отсутствует трансформатор, что создает возможность установки дополнительного технологического оборудования на ТНПА.

Недостатками представленной СЭП ТНПА являются невысокие массогабаритные показатели гаража-заглубителя, так как трансформатор Тргз работает на переменном напряжении частотой 50 Гц, а также применение

выпрямителей $УВ1_{ГЗ}$ и $УВ2_{ГЗ}$ с системой управления для обеспечения стабильным постоянным напряжением 300 В и 600 В нагрузок гаража-заглубителя и ТНПА.

На рисунке 1.10 представлена СЭП ТНПА, которая в настоящее время наилучшим образом отвечает всем требованиям, предъявляемым к системам данного типа.

Бортовая часть СЭП ТНПА содержит коммутатор $К$, вход которого соединен с судовой сетью. С коммутатора $К$ напряжение поступает через фильтр радиопомех ФРП на выпрямитель $В$, затем через фильтр Φ на трехфазный автономный инвертор напряжения АИН, который повышает частоту питающего напряжения до 1000 Гц. Выход инвертора АИН соединен с первичными обмотками повышающего трехфазного трансформатора $Тр$, который в свою очередь повышает напряжение $U_{Лэфф}$ регулируемое в диапазоне от 1000 до 1500 В. Вторичные обмотки $Тр$ соединены с кабель-тросом, связанным с первичными обмотками трансформатора $Тр_{ГЗ}$ подводной части, установленной на гараже-заглубителе, и плавучим кабелем.

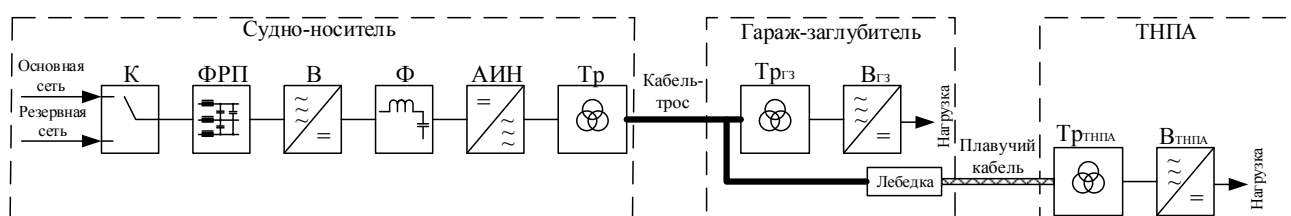


Рисунок 1.10 – Система электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии по кабель-тросу переменного напряжения повышенной частоты (патент РФ №126217): $К$ – коммутатор; ФРП – фильтр радиопомех; $В$ – выпрямитель; Φ – фильтр; АИН – автономный инвертор напряжения; $Тр$ – повышающий трансформатор; $Тр_{ГЗ}$ – согласующий трансформатор гаража-заглубителя; $В_{ГЗ}$ – выпрямитель гаража-заглубителя; $Тр_{ТНПА}$ – согласующий трансформатор телеуправляемого необитаемого подводного аппарата; $В_{ТНПА}$ – выпрямитель телеуправляемого необитаемого подводного аппарата

Вторичные обмотки согласующего трансформатора $Тр_{ГЗ}$ соединены с выпрямителем $В_{ГЗ}$, формирующим питающее напряжение для гаража-

заглубителя. С выхода плавучего кабеля напряжение поступает на первичные обмотки согласующего трансформатора $\text{Tr}_{\text{ТНПА}}$, расположенного на телеуправляемом необитаемом подводном аппарате. Вторичные обмотки согласующего трансформатора $\text{Tr}_{\text{ТНПА}}$ соединены с выпрямителем $\text{В}_{\text{ТНПА}}$, обеспечивающим питающее напряжение для подводного аппарата.

Варианты выполнения СЭП ТНПА на постоянном токе

На рисунке 1.11 приведена система электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с улучшенными массогабаритными показателями подводной части за счет передачи энергии по кабель-тросу постоянным напряжением, а по плавучему кабелю переменным напряжением повышенной частоты. Данная система содержит установленную на судне-носителе бортовую часть, включающую в себя коммутатор сети К , вход которого соединен с судовой электрической сетью – основной и резервной, а выход – с фильтром радиопомех ФРП и силовым повышающим трансформатором Tr .

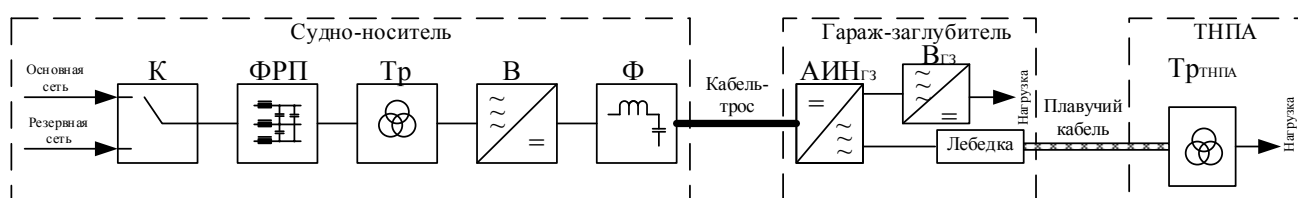


Рисунок 1.11 – Система электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии по кабель-тросу постоянным напряжением и трехфазным переменным напряжением с частотой 1000 Гц по плавучему кабелю (патент РФ №119905): К – коммутатор; ФРП – фильтр радиопомех; Tr – повышающий трансформатор; В – выпрямитель; Φ – фильтр; $\text{АИН}_{\text{ГЗ}}$ – автономный инвертор напряжения гаража-заглубителя; $\text{В}_{\text{ГЗ}}$ – выпрямитель гаража-заглубителя; $\text{Tr}_{\text{ТНПА}}$ – согласующий трансформатор телеуправляемого необитаемого подводного аппарата

Напряжение со вторичных обмоток трансформатора Tr поступает на выпрямитель В с фильтром Φ , а выпрямленное напряжение порядка 1000 В по кабель-тросу подается на автономный инвертор напряжения $\text{АИН}_{\text{ГЗ}}$ первого

подводного блока системы, установленного на гараже-заглубителе. Автономный инвертор АИН_{ГЗ} осуществляет преобразование постоянного напряжения в переменное повышенной частоты 1000 Гц. Выход инвертора соединен с выпрямителем В_{ГЗ}, который формирует питающие напряжения (например, 300 В и 600 В) для гаража-заглубителя, а также с плавучим кабелем и согласующим трансформатором Тр_{ТНПА} второго подводного блока системы, расположенным на телеуправляемом необитаемом подводном аппарате.

За счет повышенной частоты существенно снижаются массогабаритные показатели трансформатора Тр_{ТНПА}, установленного на телеуправляемом необитаемом подводном аппарате, а за счет передачи по кабель-тросу постоянного напряжения сокращаются потери мощности в кабель-тросе.

На рисунке 1.12 приведены два варианта системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии постоянным напряжением по кабель-тросу и плавучему кабелю.

Недостатком СЭП, изображенной на рисунке 1.12,*а*, являются низкие массогабаритные показатели ее части, расположенной на судне-носителе, что обусловлено сглаживающим фильтром и наличием согласующего трансформатора Тр, типовая (габаритная) мощность которого на частоте питающей сети 50 Гц составляет 105–110 % от выходной мощности выпрямителя УВ.

На современном уровне развития преобразовательной техники и полупроводниковой элементной базы одним из основных путей увеличения удельной мощности при высоких массогабаритных показателях является преобразование напряжения и тока на повышенных частотах [75, 79–86]. На рисунке 1.12,*б* представлена СЭП ТНПА со звеном повышенной частоты, что обеспечивает хорошие массогабаритные показатели согласующего трансформатора Тр.

Части СЭП обоих вариантов, расположенные непосредственно на борту ТНПА, выполнены на базе автономного нерегулируемого инвертора АИН_{ТНПА} с согласующим трансформатором и выпрямителем В_{ТНПА} на выходе, работающего

также на повышенной частоте. Инвертор и выпрямитель обладают хорошими массогабаритными и энергетическими характеристиками.

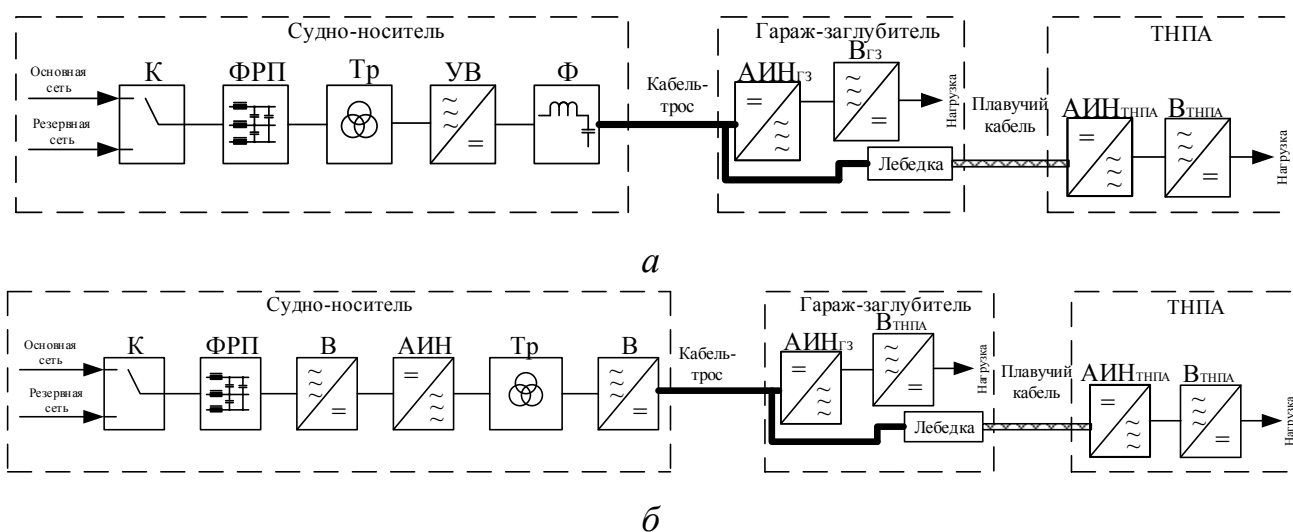


Рисунок 1.12 – Варианты систем электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии постоянным напряжением по кабель-тросу и плавучему кабелю (патент РФ №119905): К – коммутатор; ФРП – фильтр радиопомех; Тр – повышающий трансформатор; УВ – управляемый выпрямитель; Ф – фильтр; АИН_{ГЗ} – автономный инвертор напряжения гаража-заглубителя; В_{ГЗ} – выпрямитель гаража-заглубителя; АИН_{ТНПА} – автономный инвертор напряжения телеуправляемого необитаемого подводного аппарата; В_{ТНПА} – выпрямитель телеуправляемого необитаемого подводного аппарата

Еще одним примером СЭП ТНПА на постоянном токе является система с нулевым проводом (рисунок 1.13).

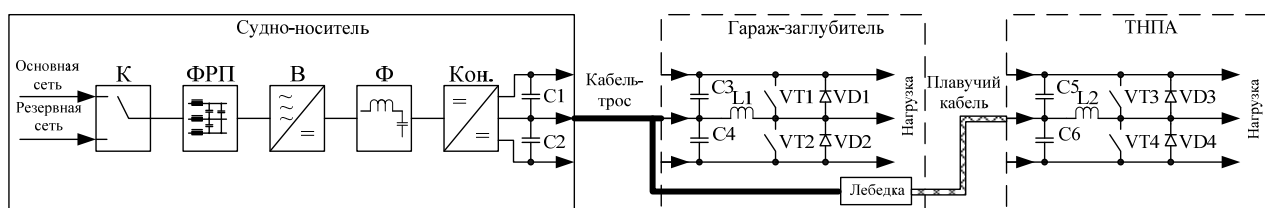


Рисунок 1.13 – Система электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с нулевым проводом (патент РФ №158319): К – коммутатор; ФРП – фильтр радиопомех; В – выпрямитель; Ф – фильтр; Кон. – конвектор

СЭП ТНПА с нулевым проводом содержит установленную на судне-носителе бортовую часть, включающую в себя коммутатор сети К, вход которого соединен с судовой электрической сетью основной и резервной, а выход – с фильтром радиопомех ФРП и неуправляемым выпрямителем В. Напряжение постоянного тока с выхода выпрямителя В через фильтр Ф поступает на повышающий конвектор Кон. с нулевой точкой, который преобразует это напряжение в величину, необходимую для передачи по кабель-тросу в подводную часть системы, а также обеспечивает его стабилизацию при изменении нагрузки. Таким образом на выходе конвектора относительно нулевой точки формируются два регулируемых напряжения постоянного тока в диапазоне от 300 до 500 В. Данные напряжения по кабель-тросу поступают на входной фильтр С3 и С4 первого подводного блока системы, установленного на гараже-заглубителе, и входной фильтр С5 и С6 второго подводного блока системы, установленного на ТНПА. С выхода фильтров С3, С4 и С5, С6 напряжение через симметрирующие устройства VT1, VT2, VD1, VD2 гаража-заглубителя и VT3, VT4, VD3, VD4 подводного аппарата поступает в нагрузку. Симметрирующие устройства ГЗ и ТНПА обеспечивают симметричную загрузку каждой жилы кабель-троса в зависимости от мощности потребления нагрузок относительно нулевого провода.

Достоинством варианта представленной системы является простота и высокие массогабаритные показатели ее подводной части – ГЗ и ТНПА. Кроме этого, за счет введения симметрирующего устройства обеспечивается симметричная загрузка током жил кабель-троса в зависимости от мощности потребления нагрузок относительно нулевого провода, что дает возможность еще более улучшить массогабаритные показатели кабель-троса.

Как было отмечено выше, электропитание ТНПА с обеспечивающего судна по кабель-тросу может осуществляться на переменном и постоянном токе. СЭП на переменном токе повышенной частоты (более 50 Гц) в настоящее время являются наиболее простыми в изготовлении и обслуживании, а также имеют лучшие массогабаритные показатели по сравнению с СЭП на постоянном токе и переменном токе промышленной частоты.

1.4 Постановка задачи синтеза оптимальных регуляторов систем электропитания в пространстве переменных состояния и вариант ее решения

Математическое обеспечение оптимальных систем управления сложными нелинейными объектами, которыми являются рассматриваемые СЭП, достаточно полно изложено в монографиях, журнальных публикациях известных ученых: Р. Беллмана, Л.С. Понтрягина, А. Брайсона, В.Г. Болтянского, А.А. Красовского, В.Ф. Кротова, И.А. Александрова, Ю.Н. Андреева, В.В. Солодовникова, В.Н. Афанасьева, Х.К. Халила, Х. Квакернаака, Р. Сивана и многих других отечественных и зарубежных исследователей.

В настоящее время интенсивно развивается практика применения методов и алгоритмов оптимального синтеза регуляторов, обеспечивающих эффективность управления различным оборудованием, в том числе и электротехническими системами [112].

Используя основные положения теории оптимизации в пространстве состояний [113, 114, 115, 116] и соблюдая последовательность процедуры аналитического конструирования оптимальных регуляторов (АКОР), изложим постановку задачи синтеза регулятора напряжения в рассматриваемой системе электропитания.

На основе обзора публикаций по теме диссертации и предварительного анализа на качественном уровне входных и выходных переменных (сигналов) состояния основных блоков СЭП можно предположить допустимость использования математического описания исследуемой системы в классе линейных непрерывных динамических моделей с нестационарными параметрами. Далее в диссертации это подтверждается количественным образом по результатам моделирования реальных режимов работы СЭП (вторая и третья главы).

Классическая формулировка задачи синтеза стабилизирующих регуляторов в рамках теории АКОР для таких систем предполагает использование математической модели в пространстве переменных состояния.

Во многих случаях, исходя из условий функционирования реального объекта управления, нестационарность параметров можно исключить, учитывая их стационарность на фиксированных интервалах времени при конкретных режимах работы (например, холостой ход или номинальная нагрузка). Для таких интервалов времени динамические процессы в СЭП можно представить стационарной векторно-матричной моделью следующего вида:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + bu(t), \quad x(t = t_0) = x_0, \quad t_0 \neq 0, \quad (1.1)$$

где $x(t)$ – n -мерный вектор переменных состояния объекта управления; A – матрица $n \times n$ стационарных параметров системы электропитания; b – n -мерный вектор стационарных параметров управляющего воздействия; $u(t)$ – скалярное управляющее воздействие, которое является выходная переменная регулятора напряжения СЭП; t_0 – произвольный начальный момент времени; x_0 – n -мерный вектор начальных значений переменных состояния.

При определенных допущениях к процессу функционирования информационно-измерительных каналов в СЭП взаимосвязь выходных или измеряемых переменных с переменными состояния $x(t)$ можно представить алгебраическим уравнением:

$$y(t) = Cx(t), \quad (1.2)$$

где $y(t)$ – q -мерный вектор выходных (измеряемых) переменных; C – матрица $q \times n$, компоненты которой отражают свойства датчиков и преобразователей информационных сигналов измерительной системы. Следует отметить, что компоненты матрицы C в общем случае могут иметь вид нелинейных и нестационарных функций.

Без потери общности для синтеза оптимального регулятора СЭП можно рассмотреть вариант измерения полного вектора переменных состояния $x(t)$, который имеет место на этапе математического моделирования адекватной модели системы электропитания. Кроме того, предполагается, что задающее воздействие, определяющее необходимое выходное напряжение на нагрузке

системы электропитания, является стационарной величиной во всем диапазоне изменения нагрузки.

Такие предположения имеют вполне практическое обоснование. Первый тезис характеризует техническую возможность измерения переменных состояния $x(t)$ объекта управления и математически представляется наличием в матрице C элементов из нулей и единиц, что предопределяет несложные векторно-матричные преобразования. Второй тезис определяется свойствами управляемой СЭП с установившимися значениями управляющего воздействия $u(t) = u_{уст}$ и переменных состояния $x(t) = x_{уст}$, а оптимальный регулятор в замкнутой системе должен парировать параметрические и внешние возмущения. Очевидно, что здесь мы должны записать уравнение (1.1) в отклонениях относительно установившихся значений. Однако для уменьшения общего количества символов целесообразно оставить принятые в (1.1) обозначения, характеризующие относительные значения управляющих воздействий $\Delta u(t) = u(t) - u_{уст}$ и переменных состояния $\Delta x(t) = x(t) - x_{уст}$.

Оптимизируемый критерий качества регулируемых процессов в управляемом объекте представляет собой гладкую квадратичную функцию $J(x, u)$, состоящую для систем стабилизации из двух слагаемых:

$$J(x, u) = \int_{t_0}^{t_N} \left(x^T(t) Q x(t) + r u^2(t) \right) dt, \quad (1.3)$$

где $(*)^T$ – символ транспонирования; t_N – момент времени конечного состояния объекта; Q – положительно-полуопределенная матрица $n \times n$, компоненты которой являются штрафными коэффициентами для соответствующих переменных состояния $x(t)$; r – положительный коэффициент, значение которого отражает влияние скалярного управляющего воздействия $u(t)$ на условия экстремальности критерия качества.

Положительная полуопределенность матрицы $Q \geq 0$ означает, что ее главный определитель и все миноры больше или равны нулю. Наиболее

подходящей формой весовой (штрафной) матрицы Q при формировании требований к процессам многих объектов является диагональная форма. Такая форма матрицы Q не требует проверки необходимого условия ее положительной полуопределенности и значительно упрощает структуру критерия качества. Выбор значений компонентов матрицы Q и коэффициента r представляет собой достаточно сложную задачу, решение которой в диссертации не рассматривается и является предметом дальнейших исследований. Следует отметить особенности влияния слагаемых функционала качества на его свойства в пространстве регулируемых переменных и управляющего воздействия.

Первое слагаемое функционала (1.3) характеризует интегральную степень колебательности процесса регулирования, второе – отражает энергетические затраты, используемые для управления объектом. Следовательно, задача построения оптимального регулятора системы электропитания, в том числе выбора его структуры, будет решаться после определения закона управляющего воздействия, доставляющего минимум функционалу вида (1.3). Здесь целесообразно привести дополнительные сведения, необходимые для обоснования условий глобального оптимума критерия качества. Представим выражение (1.3) в более компактном виде:

$$J(x, u) = \int_{t_0}^{t_N} S(x(t), u(t), t) dt, \quad (1.4)$$

где $S(x(t), u(t), t) = x^T(t)Qx(t) + ru^2(t)$.

В самом общем случае можно предположить, что в малой окрестности точки глобального экстремума при заданных ограничениях оптимальный регулятор формирует управление $u^{\text{opt}}(t)$, обеспечивающее требуемые значения переменных состояния $x^{\text{opt}}(t)$ на всем интервале функционирования системы электропитания с выполнением для замкнутой системы следующего неравенства:

$$J^{\text{opt}}(x^{\text{opt}}(t), u^{\text{opt}}(t), t) = \int_{t_0}^{t_N} S(x^{\text{opt}}(t), u^{\text{opt}}(t), t) dt \leq \int_{t_0}^{t_N} S(x(t), u(t), t) dt. \quad (1.5)$$

Поскольку функции, входящие в критерий качества (1.3) или (1.4), являются дифференцируемыми в пределах заданных ограничений, то можно непосредственно записать условия оптимизации, которые явным образом могут определяться из вариаций производных функционала: $J^{\text{opt}}(x^{\text{opt}}(t), u^{\text{opt}}(t), t)$. Причем в окрестности точки глобального минимума значение функционала оптимизации не зависит от найденного при заданных условиях и ограничениях оптимального управления $u^{\text{opt}}(t)$. Такой подход подробно изложен в [113], где теоретически решена оптимизационная задача минимизации критерия качества вида:

$$J^{\text{opt}}(x^{\text{opt}}(t), t) = \min_{u(t_0, t_N)} \left[\int_{t_0}^{t_N} S(x(t), u(t), t) dt \right]. \quad (1.6)$$

Целесообразно привести основные положения этого теоретического решения. Первоначально рассматривается промежуточный момент времени t_1 внутри интервала $[t_0, \dots, t_N]$, после которого в системе действует оптимальное управление, доставляющее глобальный минимум функционалу (1.6). В этом случае, начиная с произвольного момента времени $t < t_1$, можно записать:

$$J^{\text{opt}}(x^{\text{opt}}(t), t) = \min_{u(t, t_N)} \left[\int_t^{t_1} S(x(\tau), u(\tau), \tau) d\tau + \int_{t_1}^{t_N} S(x(\tau), u(\tau), \tau) d\tau \right]. \quad (1.7)$$

Поскольку с момента времени t_1 последнее слагаемое функционала (1.7) будет стационарным по отношению к оптимальному управлению $u^{\text{opt}}(t)$, запишем более компактное выражение:

$$J^{\text{opt}}(x^{\text{opt}}(t), t) = \min_{u(t, t_N)} \left[\int_t^{t_1} S(x(\tau), u(\tau), \tau) d\tau + J^{\text{opt}}(x_1^{\text{opt}}(t_1), t_1) \right]. \quad (1.8)$$

Определение условий глобального экстремума нелинейного функционала (1.8) в явном аналитическом виде представляется весьма затруднительным даже для линейного объекта управления. Поэтому используется разложение функции (1.8) на малом отрезке времени Δt в ряд Тейлора и далее в процедуре построения

оптимального регулятора применяется часть этого ряда. Запишем выражение (1.8) в виде ряда Тейлора для текущего времени t внутри интервала $[t_1 + \Delta t]$ [113]:

$$J^{\text{opt}}(x^{\text{opt}}(t), t) = \min_{u(t, t+\Delta t)} \left\{ \Delta t S(x(t+\Delta t), u(t+\Delta t), t+\Delta t) + J^{\text{opt}}(x^{\text{opt}}(t), t) + \left[\frac{\partial J^{\text{opt}}(x^{\text{opt}}(t), t)}{\partial x} \right]^T \frac{dx}{dt} \Delta t + \frac{\partial J^{\text{opt}}(x^{\text{opt}}(t), t)}{\partial t} \Delta t + \text{малое слагаемое} \right\}. \quad (1.9)$$

На основании этого выражения при $\Delta t \rightarrow 0$ получим уравнение, учитывающее изменение параметров критерия качества (1.3) и динамических свойств объекта управления, описанного математической моделью вида (1.1):

$$\frac{\partial J^{\text{opt}}(x^{\text{opt}}(t), t)}{\partial t} = -\min_{u(t)} \left\{ S(x(t), u(t), t) + \left[\frac{\partial J^{\text{opt}}(x^{\text{opt}}(t), t)}{\partial x} \right]^T \frac{dx}{dt} \right\}. \quad (1.10)$$

Таким образом, если в точке глобального экстремума существует оптимальное управление $u^{\text{opt}}(t)$, то можно записать уравнение в частных производных, которое называется уравнением Гамильтона – Якоби [113, 117, 118, 119, 120, 121, 122, 123]:

$$\begin{aligned} \frac{\partial J^{\text{opt}}(x^{\text{opt}}(t), t)}{\partial t} &= -S(x(t), u^{\text{opt}}(t)(t), t) + \\ &+ \left[\frac{\partial J^{\text{opt}}(x^{\text{opt}}(t), t)}{\partial x} \right]^T [Ax(t) + bu^{\text{opt}}(t)]. \end{aligned} \quad (1.11)$$

Граничным условием для рассматриваемой системы управления с оптимальным регулятором и критерием качества вида (1.3) является равенство:

$$J^{\text{opt}}(x_N^{\text{opt}}(t_N), t_N) = S_N(x_N(t_N), t_N). \quad (1.12)$$

В результате задача синтеза оптимального регулятора в системе электропитания, представленной многомерными линейными или линеаризованными непрерывными моделями в пространстве переменных

состояния и постоянными параметрами на некотором интервале времени, кратко формулируется следующим образом.

Для динамических процессов в СЭП, описываемых математической моделью (1.1) при ограничениях на переменные состояния $x(t)$ и управляющее воздействие $u(t)$, определяемых режимами работы полупроводниковых элементов в силовых каналах преобразования и передачи энергии, необходимо построить такое оптимальное управление, которое будет обеспечивать выполнение равенства (1.11) с предварительно выбранной функцией $J^{\text{opt}}(x^{\text{opt}}(t), t)$ и условием (1.12).

Таким образом, для построения оптимального регулятора требуется не только решение нелинейного нестационарного уравнения (1.11), но и всестороннее исследование полученного решения на предмет глобального оптимума исходного функционала (1.3) качества системы управления. Первоначальным и определяющим шагом в этом направлении является корректный выбор вида функции $J^{\text{opt}}(x^{\text{opt}}(t), t)$ и ее параметров. Из условия (1.12) можно очевидным образом предположить, что для систем с квадратичным критерием качества вид функции $J^{\text{opt}}(x^{\text{opt}}(t), t)$ также будет иметь квадратичную форму [124, 125, 126, 127]:

$$J^{\text{opt}}(x^{\text{opt}}(t), t) = x^T(t)P(t)x(t), \quad (1.13)$$

где $P(t) = P^T(t)$ – положительно-определенная симметричная матрица, компоненты которой будут определены далее.

На основе равенства (1.13) после соответствующих преобразований можно записать следующие составляющие уравнения (1.11):

$$\frac{\partial J^{\text{opt}}(x^{\text{opt}}(t), t)}{\partial t} = x^T(t) \frac{dP(t)}{dt} x(t); \quad \left[\frac{\partial J^{\text{opt}}(x^{\text{opt}}(t), t)}{\partial x} \right]^T = 2x^T(t)P(t). \quad (1.14)$$

Далее, подставляя соотношения (1.14) в уравнение (1.11), запишем:

$$x^T(t) \frac{dP(t)}{dt} x(t) = - \min_{u(t)} \left[x^T(t) Q x(t) + r^{-1} u^2(t) + 2x^T(t) P(t) A x(t) + 2x^T(t) P(t) b u(t) \right]. \quad (1.15)$$

Используя соответствующие матричные преобразования, получим:

$$x^T(t) \frac{dP(t)}{dt} x(t) = - \min_{u(t)} \left[\left(u(t) + r^{-1} b^T P(t) x(t) \right)^T r \left(u(t) + r^{-1} b^T P(t) x(t) \right) + x^T(t) \left(Q - P(t) b r^{-1} b^T P(t) + P(t) A x(t) + A^T x(t) P(t) \right) x(t) \right]. \quad (1.16)$$

Поскольку значения r соответствуют положительной области, то минимум правой части выражения (1.16) будет обеспечиваться при единственном условии:

$$u(t) = -r^{-1} b^T P(t) x(t). \quad (1.17)$$

Следовательно, алгоритм формирования оптимального управления в форме отрицательной обратной связи во всем пространстве переменных состояния, не превышающих предельные значения, предполагает выполнение равенства:

$$x^T(t) \frac{dP(t)}{dt} x(t) = -x^T(t) \left(Q - P(t) b r^{-1} b^T P(t) + P(t) A + A^T P(t) \right) x(t). \quad (1.18)$$

В результате для оптимального регулятора с фиксированной структурой вида (1.17) необходимо решить нелинейное дифференциальное уравнение Риккати [114, 128, 129]:

$$\frac{dP(t)}{dt} = P(t) b r^{-1} b^T P(t) - P(t) A - A^T P(t) - Q. \quad (1.19)$$

При синтезе оптимального регулятора предполагается выполнение определенных граничных условий:

$$J^{\text{opt}} \left(x^{\text{opt}}(t_0), t_0 \right) = x^T(t_0) P(t_0) x(t_0); \quad J^{\text{opt}} \left(x^{\text{opt}}(t_N), t_N \right) = x^T(t_N) P(t_N) x(t_N). \quad (1.20)$$

На основе данных соотношений можно записать ограничения, необходимые для решения уравнения (1.19):

$$x^T(t_0) P(t_0) x(t_0) = x^T(t_0) Q x(t_0); \quad x^T(t_N) P(t_N) x(t_N) = x^T(t_N) Q_N x(t_N), \quad (1.21)$$

где Q_N –положительно-полуопределенная матрица $n \times n$, компоненты которой являются штрафными коэффициентами для соответствующих переменных состояния $x(t_N)$ в конечный момент времени t_N .

Очевидно, что при управляющем воздействии $u(t_0) = u_0 = 0$ данные равенства логично трансформируются в начальные и конечные условия дифференциального уравнения (1.19):

$$P(t_0) = Q, \quad P(t_N) = Q_N. \quad (1.22)$$

Для определенных интервалов оптимизации, связанных непосредственно с процессами в сложном объекте управления, можно выбрать несколько вариантов решения уравнения Риккати (1.19), предлагаемых, например, в [114, 115]. В зависимости от режимов работы СЭП и предполагаемых свойств нелинейной замкнутой системы применяется тот или иной подходящий вариант решения уравнения (1.19). Так, в случае предположения, что сложная система электропитания является не полностью управляемой и возможны неустойчивые динамические процессы, целесообразно выбирать критерий качества (1.3) со скользящим интервалом времени $[t, N]$. Для организации оптимального управления (1.17) соответственно определению структуры и параметров оптимального регулятора необходимо проинтегрировать уравнение (1.19) в обратном времени, считая начальным моментом времени точку N и конечным моментом точку t_0 на интервале $[t_0, t_N]$. В этом случае векторно-матричное дифференциальное уравнение Риккати (1.19) принимает вид:

$$\frac{dP(t)}{dt} = P(t)A + A^T P(t) + Q - P(t)br^{-1}b^T P(t). \quad (1.23)$$

Начальное условие (1.22) также изменяется и $P(t_N)$ приравнивается нулевому значению: $P(t_N) = 0$. Далее, полученное устойчивое решение $P(t)$ уравнения (1.23) для любого момента времени внутри интервала $[t_0, t_N]$ используется в формировании оптимального управления (1.17).

При полной управляемости и устойчивости замкнутых стационарных систем возможен выбор критерия качества (1.3) с бесконечным интервалом

оптимизации $[t_0, \infty]$, который и определяет другой вариант решения уравнения Риккати (1.19). Такой вариант позволяет использовать результат вычислительного процесса с определением установившихся постоянных значений элементов матрицы $P(\infty)$. Здесь можно записать алгебраическое уравнение Риккати:

$$P(\infty)A + A^T P(\infty) + Q - P(\infty)br^{-1}b^T P(\infty) = 0. \quad (1.24)$$

Однако, как отмечается в [129], в некоторых задачах синтеза многомерных оптимальных регуляторов удобнее выполнить численное интегрирование нелинейного векторно-матричного дифференциального уравнения (1.23) на достаточно большом интервале времени, чем искать решение системы алгебраических квадратичных уравнений, записанной на основе (1.24).

Возникающие вычислительные трудности решения многомерных нелинейных уравнений (1.23) или (1.24) предопределили создание известным ученым А.А. Красовским метода синтеза оптимального управления, основанного на минимизации критерия обобщенной работы замкнутой системы [129]:

$$J(x, u) = \int_{t_0}^{t_N} \left(x^T(t)Qx(t) + ru^2(t) + r_1 \tilde{u}^2(t) \right) dt, \quad (1.25)$$

где $\tilde{u}(x, t)$ – дополнительная функция, предназначенная для линеаризации нелинейного уравнения Беллмана и совпадающая с оптимальным управлением вида (1.17) [129].

В этом случае решением задачи оптимизации критерия качества (1.25) в системах с ограничениями на управляющее воздействие является линейное дифференциальное уравнение:

$$\frac{dP(t)}{dt} = -P(t)A - A^T P(t) - Q \quad \text{при} \quad P(t_N) = Q_N. \quad (1.26)$$

При этом для нашего объекта управления и бесконечного интервала оптимизации $[t_0, t_N = \infty]$ (установившегося решения дифференциального уравнения) элементы матрицы $P(t \rightarrow \infty)$ можно вычислить из линейного алгебраического уравнения:

$$P(\infty)A + A^T P(\infty) + Q = 0. \quad (1.27)$$

Таким образом, полученная в результате решения уравнения (1.24) или (1.27) матрица $P(\infty)$ позволяет записать управляющее воздействие (1.17) на выходе оптимального регулятора в виде:

$$u(t) = -k^T x(t), \quad (1.28)$$

где $k^T = [k_1, k_2, \dots, k_{n-1}, k_n]$ – коэффициенты передачи регулятора, пропорционального по структуре, которые определяются выражением:

$$k^T = r^{-1} b^T P(\infty). \quad (1.29)$$

После завершения процедуры синтеза регулятора целесообразно выполнить оценку устойчивости замкнутой системы. Для линейной модели СЭП вида (1.1) можно использовать несколько подходов к определению критерия устойчивости. Один из вариантов критерия базируется на математической модели замкнутой системы, которая записывается после подстановки выражения (1.28) в уравнение (1.1):

$$\dot{x}(t) = [A - b k^T] x(t), \quad x(t = t_0) = x_0, \quad t_0 \neq 0. \quad (1.30)$$

Для замкнутых систем, представленных такой моделью, необходимым критерием устойчивости является отрицательность вещественной части собственных чисел матрицы:

$$\tilde{A} = [A - b k^T]. \quad (1.31)$$

Несмотря на широкие возможности методов АКОР, позволяющих получить в аналитическом виде управляющие воздействия (1.17) для многих технических объектов, следует отметить особенности построения регуляторов, реализующих обратную связь по переменным состояния. Во-первых, имеются трудности решения матричного уравнения Риккати (1.23), обусловленные не только необходимостью определения нестационарных коэффициентов передачи регулятора в режиме реального времени, но и сходимостью вычислительного процесса. Во-вторых, представляет сложность выбор элементов весовой (штрафной) матрицы Q и коэффициента r функционала качества. Уровень матрицы может быть снижен в результате итерационной процедуры тестирования

возможных режимов работы СЭП на достаточно адекватной модели. Поскольку данные задачи требуют дополнительного рассмотрения вычислительных процедур и выходят за рамки диссертации, то их решение составляет предмет дальнейших исследований.

Выводы по главе 1

1. На основании проведенного анализа современного состояния СЭП ТНПА выявлено, что в настоящее время для выполнения геологических, научно-исследовательских и спасательных работ на предельных глубинах морского дна до 6000 м, а также передачи энергии мощностью несколько десятков киловатт на токоприемники телеуправляемого необитаемого подводного аппарата необходимо применять СЭП ТНПА со звеном повышенной частоты и передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе.

2. Предложенная и реализованная на макетном образце функциональная схема СЭП ТНПА со звеном повышенной частоты и передачей энергии на переменном токе обеспечивает стабилизацию напряжения на нагрузках ТНПА и отвечает основным требованиям по величине передаваемой мощности при высоких массогабаритных показателях.

3. Для формулировки классической задачи синтеза оптимального регулятора напряжения в СЭП используется вполне допустимое предположение о существовании линейных моделей реального сложного электротехнического объекта: «АИН – фильтр – повышающий трансформатор – кабель-трос – понижающий трансформатор – полезная нагрузка». При этом управляющее воздействие на выходе стабилизирующего регулятора рассматривается в форме отрицательной обратной связи по всем переменным состояниям для математической и имитационной моделям или измеряемым переменным для практической реализации СЭП.

2 МАТЕМАТИЧЕСКОЕ И ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ГЛУБОКОВОДНЫХ ТЕЛЕУПРАВЛЯЕМЫХ НЕОБИТАЕМЫХ ПОДВОДНЫХ АППАРАТОВ

2.1 Математическая модель системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе

Построение математической модели системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе осуществляется по принципиальной электрической схеме, представленной на рисунке 2.1.

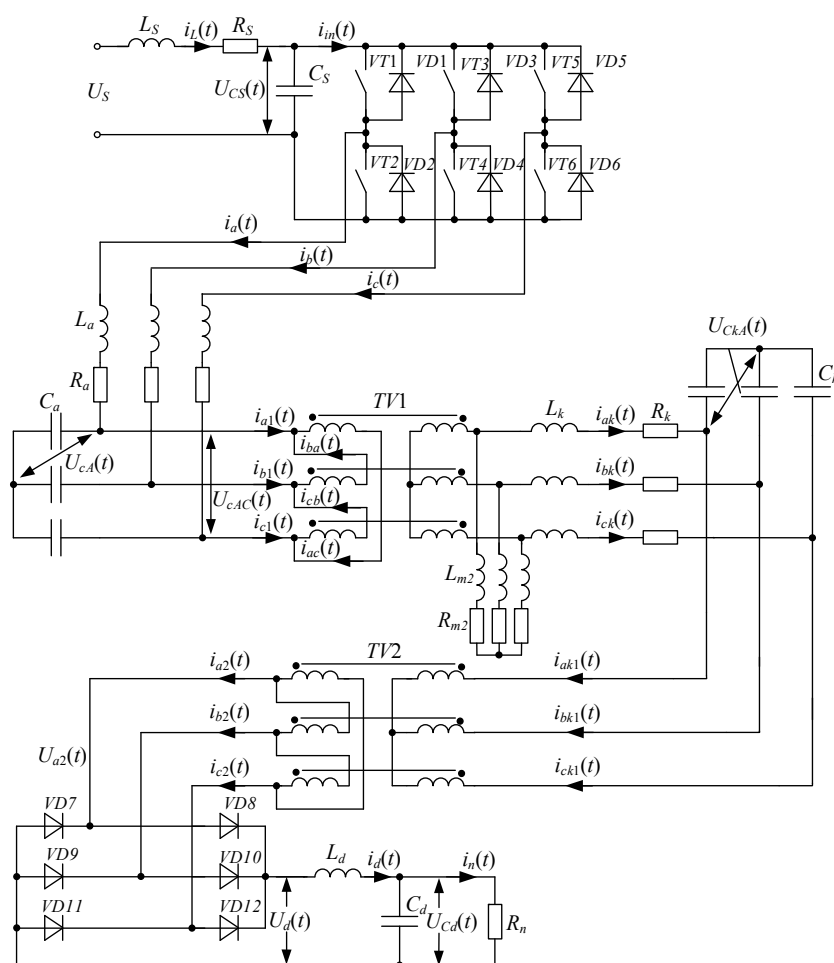


Рисунок 2.1 – Принципиальная электрическая схема силовой части системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе

Параметры схемы (см. рисунок 2.1) приведены в приложении А.

Передача энергии по кабель-тросу в рассматриваемой схеме осуществляется трехфазным переменным напряжением повышенной частоты. Достоинства данной схемы освещены в главе 1.

Основным функциональным звеном СЭП с передачей по кабель-тросу энергии переменного тока повышенной частоты является автономный инвертор напряжения (АИН, рисунок 2.2). На схеме инвертора U_0 – напряжение нулевой последовательности. Автономный инвертор напряжения представляет собой нелинейную импульсную систему, аналитическое описание которой возможно с использованием коммутационных функций [47, 130].

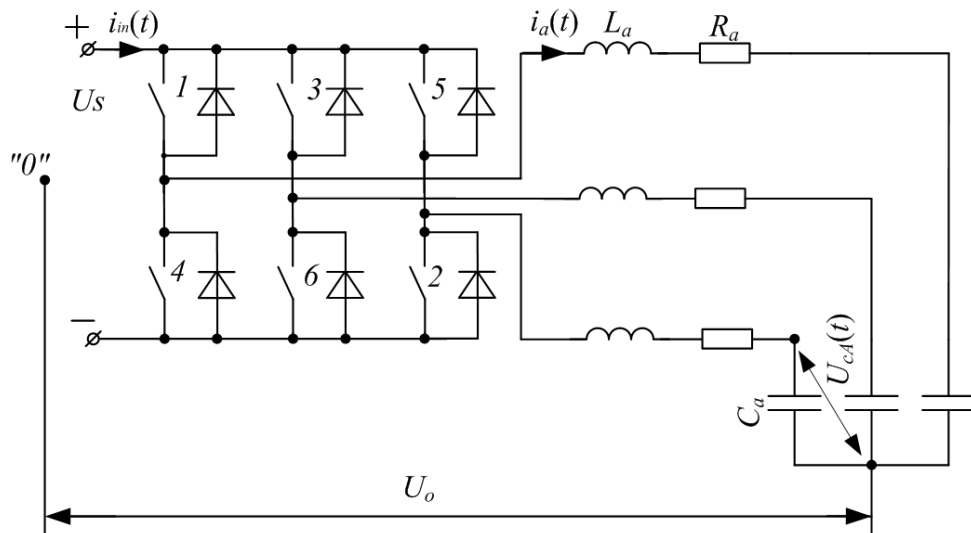


Рисунок 2.2 – Принципиальная электрическая схема автономного инвертора напряжения

В настоящее время существует несколько способов управления трехфазными автономными инверторами напряжения [46, 131]. Для реализации выбранного способа используется предмодуляция задающих напряжений фаз сигналом нулевой последовательности $nn(t)$, содержащим только нечетные гармоники, кратные трем. Это обеспечивает увеличение отношения амплитуды первой гармоники к напряжению источника питания примерно на 15 % по сравнению с классической широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Другой отличительной особенностью данного способа является пассивность ключей

одной из фаз дважды за период выходной частоты вне зависимости от коэффициента модуляции, что значительно уменьшает коммутационные потери на транзисторах [132, 133].

Для расчета сигнала нулевой последовательности использовалась методика, приведенная в [132]. Эталонные напряжения фаз выходного напряжения АИН образуют симметричную систему:

$$U_{\text{эта}a}(t) = \sin(\omega t); \quad U_{\text{эта}b}(t) = \sin(\omega t - 2\pi/3); \quad U_{\text{эта}c}(t) = \sin(\omega t + 2\pi/3). \quad (2.1)$$

При этом задающее напряжение фазы A выходного напряжения АИН представляется в виде:

$$U_a(t) = \frac{k_m U_m}{\cos(\pi/6)} \sin(\omega t) + U_{\text{пм}}(t) = \frac{k_m}{\cos(\pi/6)} U_{\text{эта}a}(t) + nn(t), \quad (2.2)$$

где k_m – коэффициент модуляции; U_m – максимально допустимая амплитуда задающего сигнала; $U_{\text{пм}}(t)$ – сигнал предмодуляции; $nn(t)$ – сигнал нулевой последовательности [132].

Для того чтобы каждая фаза АИН была пассивна дважды за период выходной частоты, управляющий сигнал должен принимать значение U_m , если эталонный сигнал $U_{\text{эт}}(t)$ данной фазы в определенный момент времени максимален среди эталонных сигналов всех фаз, либо значение $-U_m$, если сигнал $U_{\text{эт}}(t)$ минимален. Как следует из выражения (2.2), для пассивной фазы $nn(t)$ – это разность между значением $\pm U_m$ и синусоидальным сигналом $U_{\text{эт}}(t)$, задающим форму фазного выходного напряжения инвертора. Найденное для пассивной фазы значение $nn(t)$ должно быть введено в управляющие сигналы активных фаз [132].

Для вычисления сигнала предмодуляции выделяется значение эталонного сигнала в моменты, когда фаза пассивна, тогда максимальные по модулю значения эталонного сигнала запишутся в виде:

$$m(t) = \begin{cases} U_{\text{эта}a}(t) & \text{при } U_{\text{эта}a}^2 > U_{\text{эта}b}^2 > U_{\text{эта}c}^2 \\ U_{\text{эта}b}(t) & \text{при } U_{\text{эта}b}^2 > U_{\text{эта}c}^2 > U_{\text{эта}a}^2 \\ U_{\text{эта}c}(t) & \text{при } U_{\text{эта}c}^2 > U_{\text{эта}a}^2 > U_{\text{эта}b}^2 \end{cases} \quad (2.3)$$

Управляющий сигнал пассивных фаз $up(t)$ определяется соотношением:

$$up(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } f3(t) > 0 \\ -1 & \text{при } f3(t) \leq 0 \end{cases} \quad (2.4)$$

где $f3(t) = \sin(3\omega t - \pi)$ – синусоидальный сигнал тройной частоты, сдвинутый на 180° .

На рисунке 2.3 приведены графики управляющего сигнала пассивных фаз и максимальные значения эталонного сигнала для разных значений коэффициента модуляции.

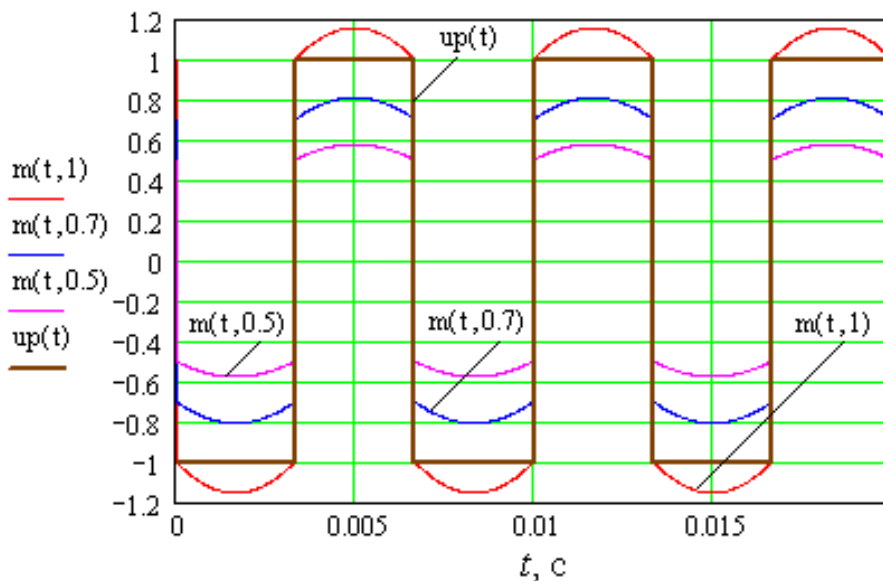


Рисунок 2.3 – Максимальные значения эталонного сигнала $m(t)$ при $k_m=1$, $k_m=0,7$, $k_m=0,5$ и управляющий сигнал пассивных фаз $up(t)$

Сигнал нулевой последовательности определяется по формуле:

$$nn(t) = up(t) - \frac{k_m}{\cos(\pi/6)} m(t). \quad (2.5)$$

Пилообразное напряжение $U_p(t)$ аналитически можно описать следующим выражением [134]:

$$U_p(t) = 2 \cdot \left(-\frac{1}{2} + \frac{t}{t_{\text{ШИМ}}} - \left[\frac{t}{t_{\text{ШИМ}}} \right] \right), \quad (2.6)$$

где $\left[\frac{t}{t_{\text{шим}}} \right]$ – операция округления вещественного числа до ближайшего целого в меньшую сторону.

На рисунке 2.4 представлены сигналы нулевой последовательности $nn(t)$ при изменении коэффициента модуляции автономного инвертора напряжения.

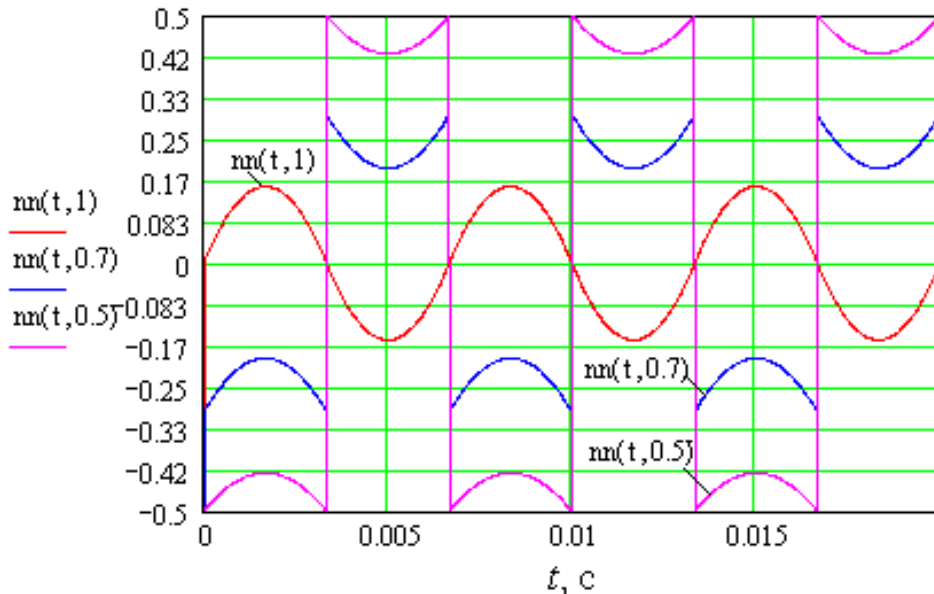


Рисунок 2.4 – Сигналы нулевой последовательности $nn(t)$ при $k_m=1$, $k_m=0,7$, $k_m=0,5$

На рисунке 2.5 приведены графики задающих напряжений фаз и пилообразного напряжения при коэффициенте модуляции автономного инвертора $k_m=1$.

Законы формирования импульсов управления АИН описываются уравнениями коммутационно-разрывных функций [75, 135], при этом коммутационные функции фаз определяются соотношениями:

$$K_{fa}(\xi_a) = \text{sign}(\xi_a); K_{fb}(\xi_b) = \text{sign}(\xi_b); K_{fc}(\xi_c) = \text{sign}(\xi_c), \quad (2.7)$$

где $\xi_a(t)$, $\xi_b(t)$, $\xi_c(t)$ – разностные функции фаз; $\text{sign}(x)$ – функция, определяющая знак аргумента:

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1 & \text{при } x \geq 0 \\ -1 & \text{при } x < 0 \end{cases}$$

Разностные функции определяют сигналы ошибок каждой фазы для формирования сигналов управления АИН и вычисляются как разница задающих напряжений фаз и пилообразного напряжения:

$$\xi_a(t) = U_a(t) - U_p(t); \quad \xi_b(t) = U_b(t) - U_p(t); \quad \xi_c(t) = U_c(t) - U_p(t). \quad (2.8)$$

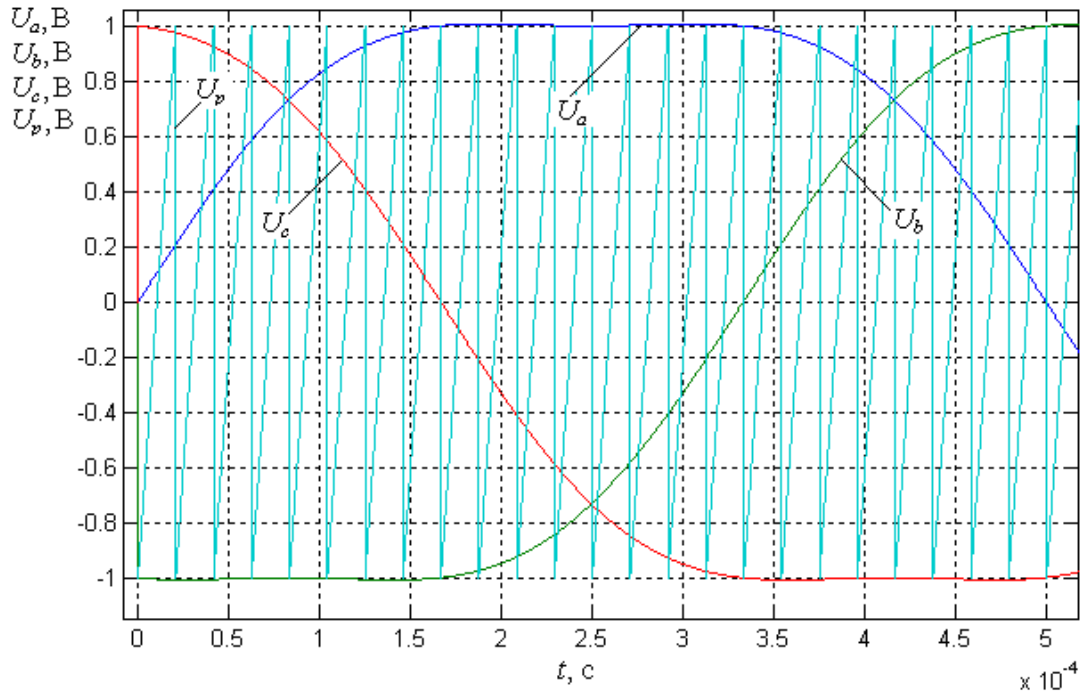


Рисунок 2.5 – Задающие напряжения фаз и пилообразное напряжение для $k_m=1$

Коммутационные функции верхних ключей АИН рассчитываются по формулам:

$$K_1(\xi_a) = \begin{cases} 1 & \text{при } \xi_a \geq 0 \\ 0 & \text{при } \xi_a < 0 \end{cases}; \quad (2.9)$$

$$K_3(\xi_b) = \begin{cases} 1 & \text{при } \xi_b \geq 0 \\ 0 & \text{при } \xi_b < 0 \end{cases}; \quad (2.10)$$

$$K_5(\xi_c) = \begin{cases} 1 & \text{при } \xi_c \geq 0 \\ 0 & \text{при } \xi_c < 0 \end{cases}. \quad (2.11)$$

Расчет общей коммутационной функции напряжения нулевой последовательности выполняется по следующему выражению [75]:

$$K_f(t) = \begin{cases} -1/6 & \text{при } K_{fa}(\xi_a) = 1 \ \& \ K_{fb}(\xi_b) = -1 \ \& \ K_{fc}(\xi_c) = 1 \\ 1/6 & \text{при } K_{fa}(\xi_a) = 1 \ \& \ K_{fb}(\xi_b) = -1 \ \& \ K_{fc}(\xi_c) = -1 \\ -1/6 & \text{при } K_{fa}(\xi_a) = 1 \ \& \ K_{fb}(\xi_b) = 1 \ \& \ K_{fc}(\xi_c) = -1 \\ 1/6 & \text{при } K_{fa}(\xi_a) = -1 \ \& \ K_{fb}(\xi_b) = 1 \ \& \ K_{fc}(\xi_c) = -1 \\ -1/6 & \text{при } K_{fa}(\xi_a) = -1 \ \& \ K_{fb}(\xi_b) = 1 \ \& \ K_{fc}(\xi_c) = 1 \\ 1/6 & \text{при } K_{fa}(\xi_a) = -1 \ \& \ K_{fb}(\xi_b) = -1 \ \& \ K_{fc}(\xi_c) = 1 \\ 1/2 & \text{при } K_{fa}(\xi_a) = -1 \ \& \ K_{fb}(\xi_b) = -1 \ \& \ K_{fc}(\xi_c) = -1 \\ -1/2 & \text{при } K_{fa}(\xi_a) = 1 \ \& \ K_{fb}(\xi_b) = 1 \ \& \ K_{fc}(\xi_c) = 1 \end{cases}. \quad (2.12)$$

Это позволяет определить напряжение нулевой последовательности $U_0(t)$:

$$U_0(t) = K_f(t)U_{CS}(t). \quad (2.13)$$

Входной фильтр АИН в пространстве переменных состояния описывается уравнениями:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{1}{L_S}U_{CS}(t) - \frac{R_S}{L_S}i_L(t) + \frac{1}{L_S}U_S(t); \quad (2.14)$$

$$\frac{dU_{CS}(t)}{dt} = \frac{1}{C_S}(i_L(t) - i_{in}(t)), \quad (2.15)$$

при этом входной ток АИН $i_{in}(t)$ определяется по формуле:

$$i_{in}(t) = i_a(t)K_1(\xi_a) + i_b(t)K_3(\xi_b) + i_c(t)K_5(\xi_c). \quad (2.16)$$

Аналитическое представление коммутационных функций фаз и применение законов Кирхгофа позволяет записать систему дифференциальных уравнений, описывающую работу АИН при условии симметрии фаз (см. рисунок 2.1) [136]. При этом фазные токи фильтра на выходе автономного инвертора напряжения записываются в виде:

$$\frac{di_a(t)}{dt} = \frac{1}{2} \frac{1}{L_a} K_{fa}(\xi_a) U_{CS}(t) + \frac{1}{L_a} U_0(t) - \frac{R_a}{L_a} i_a(t) - \frac{1}{L_a} U_{cA}(t); \quad (2.17)$$

$$\frac{dU_{cA}(t)}{dt} = \frac{1}{C_a} (i_a(t) - i_{a1}(t)); \quad (2.18)$$

$$\frac{di_b(t)}{dt} = \frac{1}{2} \frac{1}{L_a} K_{fb}(\xi_b) U_{CS}(t) + \frac{1}{L_a} U_0(t) - \frac{R_a}{L_a} i_b(t) - \frac{1}{L_a} U_{cB}(t); \quad (2.19)$$

$$\frac{dU_{cB}(t)}{dt} = \frac{1}{C_a} (i_b(t) - i_{b1}(t)); \quad (2.20)$$

$$\frac{di_c(t)}{dt} = \frac{1}{2} \frac{1}{L_a} K_{fc}(\xi_c) U_{cS}(t) + \frac{1}{L_a} U_0(t) - \frac{R_a}{L_a} i_c(t) - \frac{1}{L_a} U_{cC}(t); \quad (2.21)$$

$$\frac{dU_{cC}(t)}{dt} = \frac{1}{C_a} (i_c(t) - i_{c1}(t)). \quad (2.22)$$

Линейные напряжения выходного фильтра АИН определяются через разность соответствующих фазных напряжений:

$$U_{cAC}(t) = U_{cA}(t) - U_{cC}(t); \quad (2.23)$$

$$U_{cBA}(t) = U_{cB}(t) - U_{cA}(t); \quad (2.24)$$

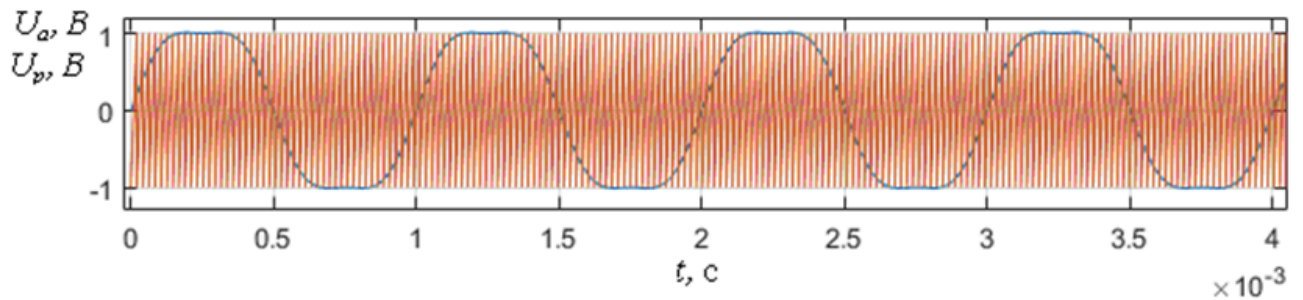
$$U_{cCB}(t) = U_{cC}(t) - U_{cB}(t). \quad (2.25)$$

Полученная система дифференциальных уравнений (2.17) – (2.25) решена в среде математического моделирования MatLab, результаты модельного эксперимента приведены на рисунке 2.6.

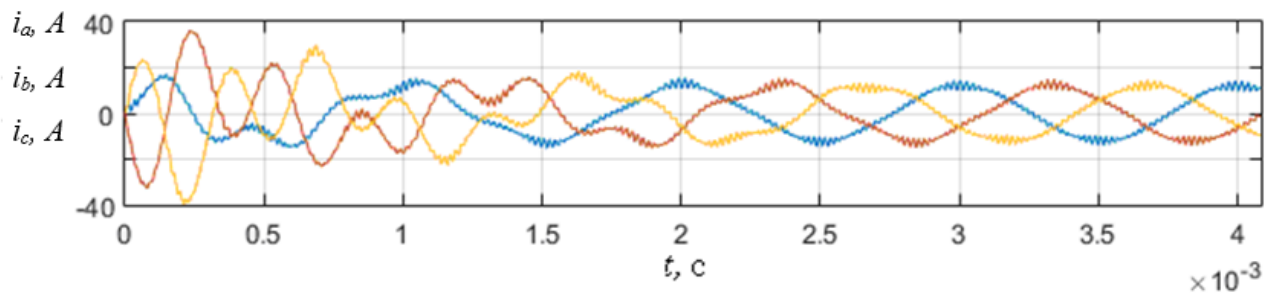
На рисунке 2.6,*а* представлены временные зависимости задающего напряжения фазы *A* и пилообразного напряжения для коэффициента модуляции $k_m = 1$. Кривые фазных токов фильтра и фазных напряжений на выходе автономного инвертора представлены соответственно на рисунках 2.6,*б* и 2.6,*в*.

Для описания кабель-троса и подводной части СЭП осуществляется переход к эквивалентной схеме (рисунок 2.7). При построении математической модели системы электропитания трансформаторы принимаются идеальными элементами с коэффициентами трансформации K_{p1} и K_{p2} [136]. Обмотки трансформатора *TV1*, соединенные по схеме «треугольник – звезда», преобразуются к соединению «звезда – звезда», при этом в эквивалентной схеме в качестве источников принимаются линейные напряжения U_{cAC} , U_{cBA} , U_{cCB} соответственно (см. рисунок 2.7). Соединение обмоток трансформатора *TV2* приводится к соединению «звезда – звезда» с коэффициентом преобразования $K_{p22} = \sqrt{3}K_{p2}$. Для трансформатора *TV1* учитывается индуктивность ветви намагничивания, приведенная ко вторичной обмотке L_{m2} , которая является индуктивностью

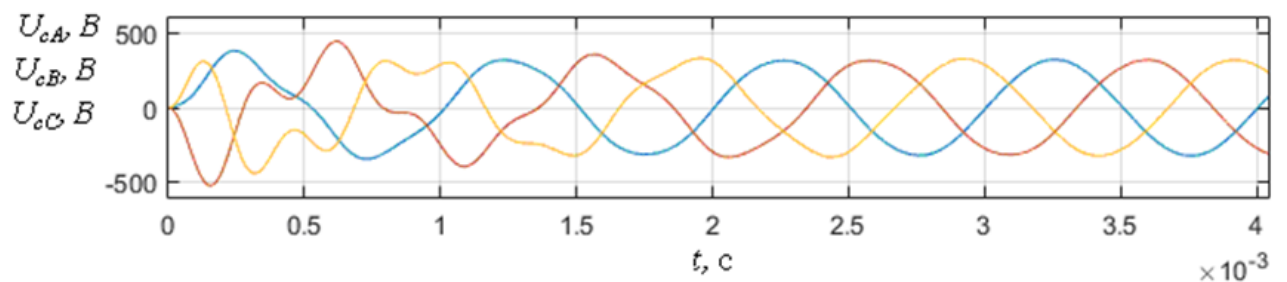
компенсации емкостного тока кабель-троса. Индуктивности рассеяния и активные сопротивления обмоток трансформаторов не учитываются.



a



б



в

Рисунок 2.6 – Результаты математического моделирования АИН

Перейдем к эквивалентной схеме без идеальных трансформаторов (рисунок 2.8), при этом сохраняя неизменным входное сопротивление. Для этого все сопротивления цепи, которые находились за трансформаторами, следует умножить на квадраты коэффициентов преобразования.

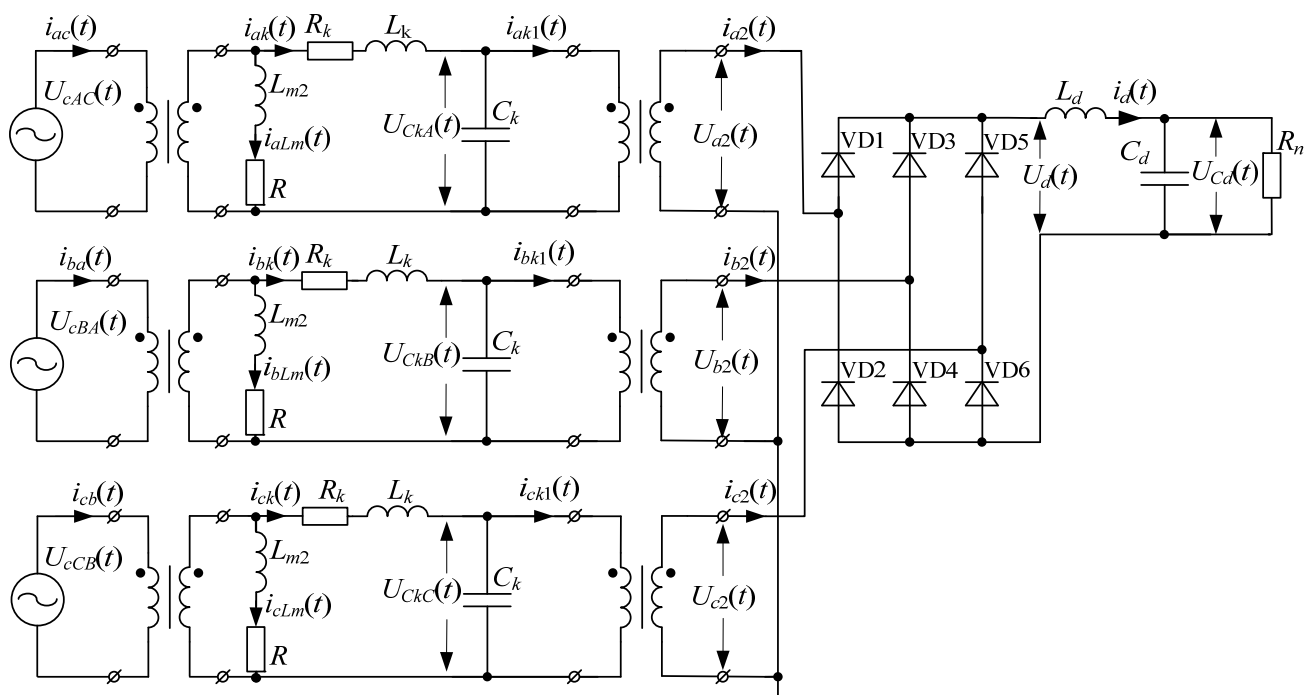


Рисунок 2.7 – Принципиальная эквивалентная схема кабель-троса и подводной части системы электропитания

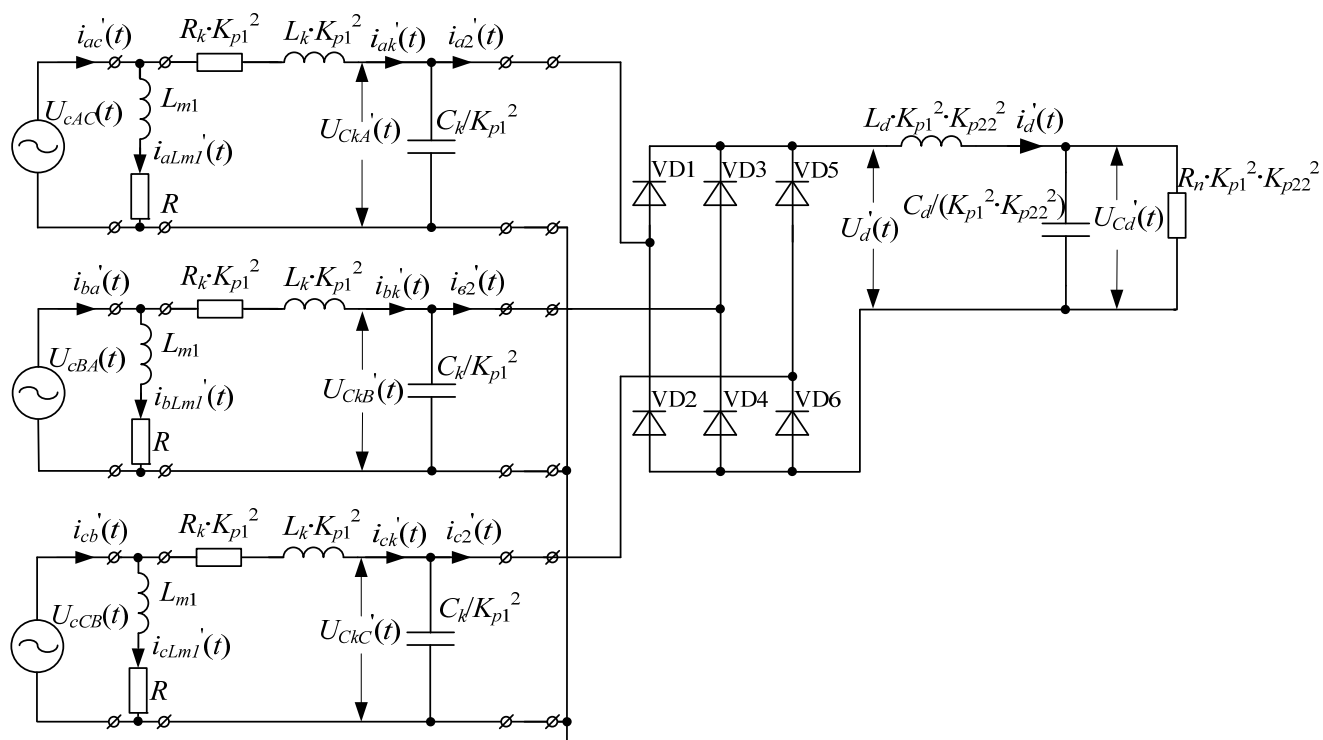


Рисунок 2.8 – Эквивалентная расчетная схема кабель-троса и подводной части системы электропитания

Запишем дифференциальные уравнения для эквивалентной расчетной схемы:

$$\frac{di'_{aLm1}(t)}{dt} = \frac{U_{cAC}(t) - Ri'_{aLm1}(t)}{L_{m1}}, \quad (2.26)$$

$$\frac{di'_{ak}(t)}{dt} = \frac{U_{cAC}(t) - R_k K_{p1}^2 i'_{ak}(t) - U'_{CkA}(t)}{L_k K_{p1}^2}, \quad (2.27)$$

$$\frac{dU'_{CkA}(t)}{dt} = \frac{K_{p1}^2}{C_k} (i'_{ak}(t) - i'_{a2}(t)); \quad (2.28)$$

$$i'_{ac}(t) = i'_{ak}(t) + i'_{aLm1}(t); \quad (2.29)$$

$$\frac{di'_{bLm1}(t)}{dt} = \frac{U_{cBA}(t) - Ri'_{bLm1}(t)}{L_{m1}}, \quad (2.30)$$

$$\frac{di'_{bk}(t)}{dt} = \frac{U_{cBA}(t) - R_k K_{p1}^2 i'_{bk}(t) - U'_{CkB}(t)}{L_k K_{p1}^2}, \quad (2.31)$$

$$\frac{dU'_{CkB}(t)}{dt} = \frac{K_{p1}^2}{C_k} (i'_{bk}(t) - i'_{b2}(t)); \quad (2.32)$$

$$i'_{ba}(t) = i'_{bk}(t) + i'_{bLm1}(t); \quad (2.33)$$

$$\frac{di'_{cLm1}(t)}{dt} = \frac{U_{cCB}(t) - Ri'_{cLm1}(t)}{L_{m1}}, \quad (2.34)$$

$$\frac{di'_{ck}(t)}{dt} = \frac{U_{cCB}(t) - R_k K_{p1}^2 i'_{ck}(t) - U'_{CkC}(t)}{L_k K_{p1}^2}, \quad (2.35)$$

$$\frac{dU'_{CkC}(t)}{dt} = \frac{K_{p1}^2}{C_k} (i'_{ck}(t) - i'_{c2}(t)); \quad (2.36)$$

$$i'_{cb}(t) = i'_{ck}(t) + i'_{cLm1}(t). \quad (2.37)$$

Трехфазный мостовой выпрямитель представлен функцией, где выпрямленное напряжение $U'_d(t)$ на интервалах, равных одной шестой части периода, определяется разностью фазных напряжений обмоток трансформатора $TV2$ [90, 137]:

$$U_d'(t) = \begin{cases} U'_{CkA}(t) - U'_{CkB}(t) & \text{при } U'_{CkA}(t) > U'_{CkB}(t) \& U'_{CkA}(t) \geq U'_{CkC}(t) \& U'_{CkB}(t) \leq U'_{CkC}(t) \\ U'_{CkA}(t) - U'_{CkC}(t) & \text{при } U'_{CkA}(t) \geq U'_{CkB}(t) \& U'_{CkA}(t) > U'_{CkC}(t) \& U'_{CkC}(t) \leq U'_{CkB}(t) \\ U'_{CkB}(t) - U'_{CkC}(t) & \text{при } U'_{CkB}(t) \geq U'_{CkA}(t) \& U'_{CkB}(t) > U'_{CkC}(t) \& U'_{CkC}(t) \leq U'_{CkA}(t) \\ U'_{CkB}(t) - U'_{CkA}(t) & \text{при } U'_{CkB}(t) \geq U'_{CkC}(t) \& U'_{CkB}(t) > U'_{CkA}(t) \& U'_{CkA}(t) \leq U'_{CkC}(t) \\ U'_{CkC}(t) - U'_{CkB}(t) & \text{при } U'_{CkC}(t) \geq U'_{CkB}(t) \& U'_{CkC}(t) > U'_{CkA}(t) \& U'_{CkB}(t) \leq U'_{CkA}(t) \\ U'_{CkC}(t) - U'_{CkA}(t) & \text{при } U'_{CkC}(t) \geq U'_{CkA}(t) \& U'_{CkC}(t) > U'_{CkB}(t) \& U'_{CkA}(t) \leq U'_{CkB}(t) \end{cases} \quad (2.38)$$

На каждом из шести интервалов ток проводят два диода разных фаз моста – один катодной и один анодной группы. Коммутационные функции фаз моста определены на каждом интервале:

$$K_{fRa}(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } U'_{CkA}(t) > U'_{CkB}(t) \& U'_{CkA}(t) \geq U'_{CkC}(t) \& U'_{CkB}(t) \leq U'_{CkC}(t) \\ 1 & \text{при } U'_{CkA}(t) \geq U'_{CkB}(t) \& U'_{CkA}(t) > U'_{CkC}(t) \& U'_{CkC}(t) \leq U'_{CkB}(t) \\ 0 & \text{при } U'_{CkB}(t) \geq U'_{CkA}(t) \& U'_{CkB}(t) > U'_{CkC}(t) \& U'_{CkC}(t) \leq U'_{CkA}(t) \\ -1 & \text{при } U'_{CkB}(t) \geq U'_{CkC}(t) \& U'_{CkB}(t) > U'_{CkA}(t) \& U'_{CkA}(t) \leq U'_{CkC}(t) \\ 0 & \text{при } U'_{CkC}(t) \geq U'_{CkB}(t) \& U'_{CkC}(t) > U'_{CkA}(t) \& U'_{CkB}(t) \leq U'_{CkA}(t) \\ -1 & \text{при } U'_{CkC}(t) \geq U'_{CkA}(t) \& U'_{CkC}(t) > U'_{CkB}(t) \& U'_{CkA}(t) \leq U'_{CkB}(t) \end{cases} \quad (2.39)$$

$$K_{fRb}(t) = \begin{cases} -1 & \text{при } U'_{CkA}(t) > U'_{CkB}(t) \& U'_{CkA}(t) \geq U'_{CkC}(t) \& U'_{CkB}(t) \leq U'_{CkC}(t) \\ 0 & \text{при } U'_{CkA}(t) \geq U'_{CkB}(t) \& U'_{CkA}(t) > U'_{CkC}(t) \& U'_{CkC}(t) \leq U'_{CkB}(t) \\ 1 & \text{при } U'_{CkB}(t) \geq U'_{CkA}(t) \& U'_{CkB}(t) > U'_{CkC}(t) \& U'_{CkC}(t) \leq U'_{CkA}(t) \\ 1 & \text{при } U'_{CkB}(t) \geq U'_{CkC}(t) \& U'_{CkB}(t) > U'_{CkA}(t) \& U'_{CkA}(t) \leq U'_{CkC}(t) \\ -1 & \text{при } U'_{CkC}(t) \geq U'_{CkB}(t) \& U'_{CkC}(t) > U'_{CkA}(t) \& U'_{CkB}(t) \leq U'_{CkA}(t) \\ 0 & \text{при } U'_{CkC}(t) \geq U'_{CkA}(t) \& U'_{CkC}(t) > U'_{CkB}(t) \& U'_{CkA}(t) \leq U'_{CkB}(t) \end{cases} \quad (2.40)$$

$$K_{fRc}(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } U'_{CkA}(t) > U'_{CkB}(t) \ \& \ U'_{CkA}(t) \geq U'_{CkC}(t) \ \& \ U'_{CkB}(t) \leq U'_{CkC}(t) \\ -1 & \text{при } U'_{CkA}(t) \geq U'_{CkB}(t) \ \& \ U'_{CkA}(t) > U'_{CkC}(t) \ \& \ U'_{CkC}(t) \leq U'_{CkB}(t) \\ -1 & \text{при } U'_{CkB}(t) \geq U'_{CkA}(t) \ \& \ U'_{CkB}(t) > U'_{CkC}(t) \ \& \ U'_{CkC}(t) \leq U'_{CkA}(t) \\ 0 & \text{при } U'_{CkB}(t) \geq U'_{CkC}(t) \ \& \ U'_{CkB}(t) > U'_{CkA}(t) \ \& \ U'_{CkA}(t) \leq U'_{CkC}(t) \\ 1 & \text{при } U'_{CkC}(t) \geq U'_{CkB}(t) \ \& \ U'_{CkC}(t) > U'_{CkA}(t) \ \& \ U'_{CkB}(t) \leq U'_{CkA}(t) \\ 1 & \text{при } U'_{CkC}(t) \geq U'_{CkA}(t) \ \& \ U'_{CkC}(t) > U'_{CkB}(t) \ \& \ U'_{CkA}(t) \leq U'_{CkB}(t) \end{cases} \quad (2.41)$$

Входные токи выпрямителя определены по формулам:

$$i'_{a2}(t) = K_{fRa}(t)i'_d(t); \quad (2.42)$$

$$i'_{b2}(t) = K_{fRc}(t)i'_d(t); \quad (2.43)$$

$$i'_{c2}(t) = K_{fRc}(t)i'_d(t). \quad (2.44)$$

Дифференциальные уравнения выходной цепи выпрямителя эквивалентной расчетной схемы можно записать следующим образом:

$$\frac{di'_d(t)}{dt} = \frac{U'_d(t) - U'_{Cd}(t)}{L_d K_{p1}^2 K_{p22}^2}; \quad (2.45)$$

$$\frac{dU'_{Cd}(t)}{dt} = \frac{K_{p1}^2 K_{p22}^2}{C_d} \left(i'_d(t) - \frac{U'_{Cd}(t)}{R_n K_{p1}^2 K_{p22}^2} \right). \quad (2.46)$$

Токи и напряжения исходной трехфазной схемы (см. рисунок 2.7) определяются по формулам:

$$i_{ac}(t) = i'_{ac}(t); \quad (2.47)$$

$$i_{aLm}(t) = K_{p1} i'_{aLm1}(t); \quad (2.48)$$

$$i_{ak}(t) = K_{p1} i'_{ak}(t); \quad (2.49)$$

$$i_{ak1}(t) = K_{p1} i'_{a2}(t); \quad (2.50)$$

$$i_{a2}(t) = K_{p22} i_{ak1}(t); \quad (2.51)$$

$$U_{CkA}(t) = \frac{U'_{CkA}(t)}{K_{p1}}; \quad (2.52)$$

$$U_{a2}(t) = \frac{U'_{CkA}(t)}{K_{p1}K_{p22}}; \quad (2.53)$$

$$i_{a1}(t) = i_{ac}(t) - i_{ba}(t); \quad (2.54)$$

$$i_{b1}(t) = i_{ba}(t) - i_{cb}(t); \quad (2.55)$$

$$i_{c1}(t) = i_{cb}(t) - i_{ac}(t); \quad (2.56)$$

$$U_d(t) = \frac{U'_d(t)}{K_{p1}K_{p22}}; \quad (2.57)$$

$$U_{Cd}(t) = \frac{U'_{Cd}(t)}{K_{p1}K_{p22}}; \quad (2.58)$$

$$i_d(t) = K_{p1}K_{p22}i'_d(t); \quad (2.59)$$

$$i_n(t) = U_{Cd}(t)/R_n. \quad (2.60)$$

Система дифференциальных уравнений (2.1) – (2.60) решена в среде MatLab с использованием метода Эйлера [138]. Результаты моделирования, зависимости выходного напряжения $U_{Cd}(t)$ при пуске на холостой ход и номинальную нагрузку представлены на рисунках 2.9 и 2.10.

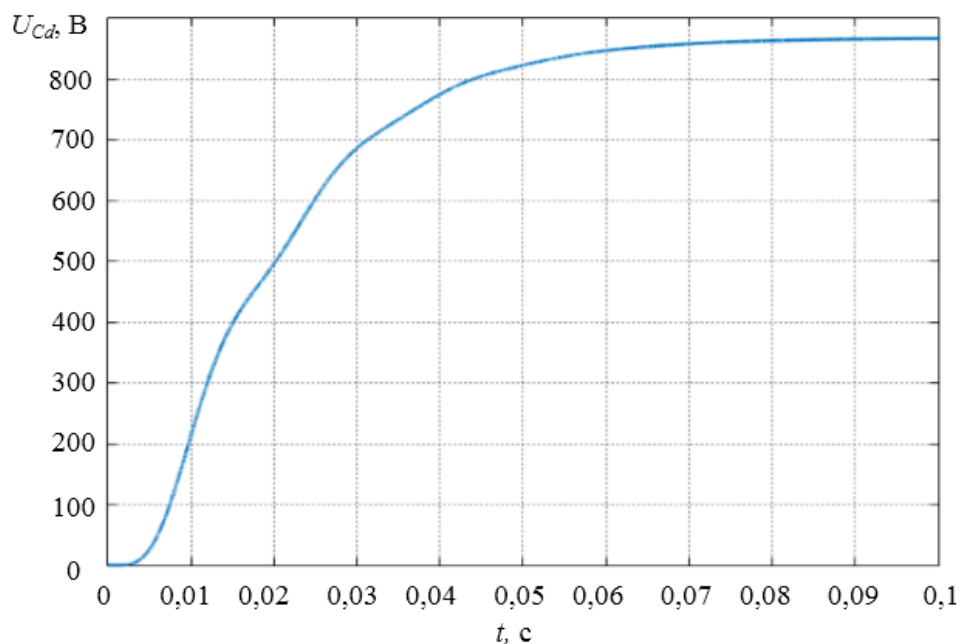


Рисунок 2.9 – Зависимость выходного напряжения $U_{Cd}(t)$ системы электропитания 47 кВт при пуске в режиме холостого хода ($R_n=76,6$ Ом, $k_m=0,7$)

При моделировании СЭП принимались следующие допущения: ключи АИН идеальны, переключения происходят мгновенно, диоды идеальны, процессы коммутации в выпрямителе не оказывают влияния на форму выходного напряжения и тока, пассивные элементы идеальны, трансформаторы представляются пропорциональным звеном.

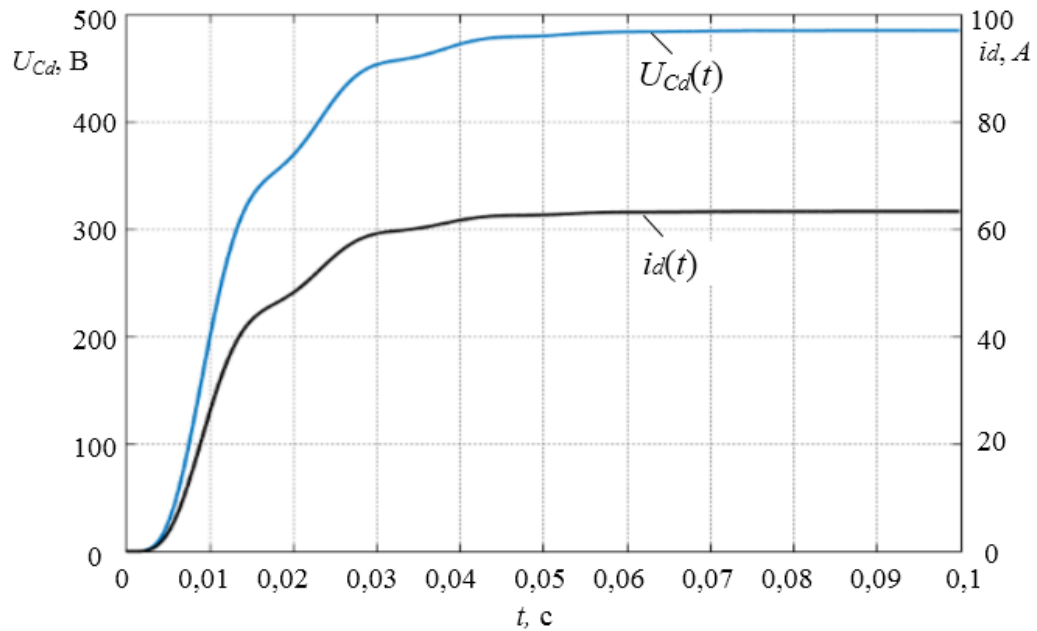


Рисунок 2.10 – Зависимость выходного напряжения $U_{Cd}(t)$ системы электропитания 47 кВт при пуске на номинальную нагрузку ($R_n = 7,66$ Ом, $k_m = 0,7$)

Результаты моделирования СЭП ТНПА показывают, что кривые выходного напряжения имеют апериодический характер, без перерегулирования, при этом величина установившегося значения сильно зависит от нагрузки СЭП и в представленных режимах отличается от требуемого по условиям эксплуатации номинального значения ($600 \text{ В} \pm 10\%$) [48, 138]. Так, для системы электропитания мощностью 47 кВт в установившемся режиме при работе в режиме, близком к холостому ходу, напряжение отличается от номинального на 44,6 %, а при работе на номинальную нагрузку – на 23,3 %.

2.2 Математическая модель системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии по кабель-тросу на постоянном токе

Математическое моделирование системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии по кабель-тросу на постоянном токе проводилось по принципиальной электрической схеме, представленной на рисунке 2.11. Параметры данной схемы приведены в приложении Б.

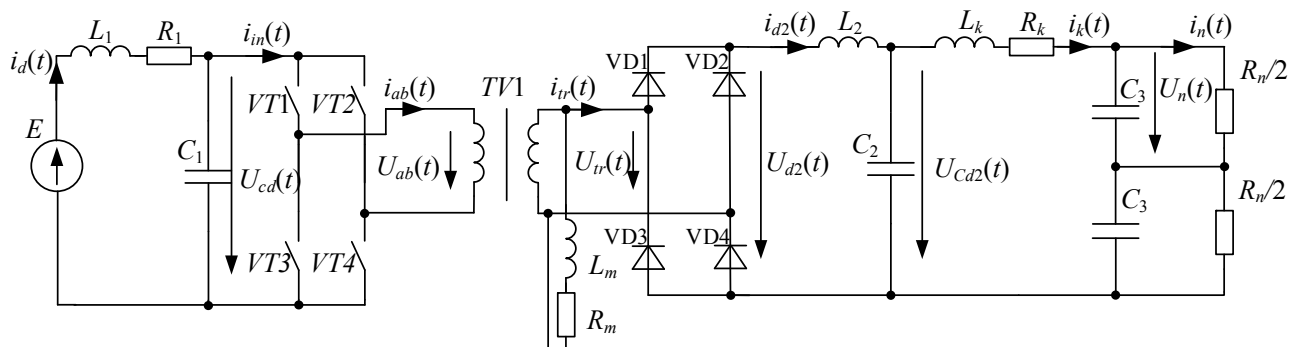


Рисунок 2.11 – Принципиальная электрическая схема силовой части системы электропитания телеуправляемого подводного аппарата с передачей энергии по кабель-тросу на постоянном токе

При составлении математической модели однофазного инвертора аналитическое описание переключения транзисторных ключей $VT1-VT4$ основывалось на введении в уравнения коммутационных функций:

$$K_{fa}(\xi_a) = \text{sign}(\xi_a); \quad K_{fb}(\xi_b) = \text{sign}(\xi_b), \quad (2.61)$$

где $\xi_a(t)$, $\xi_b(t)$ – разностные функции; $\text{sign}(x)$ – функция, определяющая знак аргумента [75, 135]:

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1 & \text{при } x \geq 0 \\ -1 & \text{при } x < 0 \end{cases}. \quad (2.62)$$

Управление работой инвертора строится на принципе широтно-импульсной модуляции, соответственно разностные функции определяются как разница задающих $U_{za}(t)$, $U_{zb}(t)$ и пилообразного $U_p(t)$ напряжений:

$$\xi_a(t) = U_{za}(t) - U_p(t); \quad (2.63)$$

$$\xi_b(t) = U_{zb}(t) - U_p(t). \quad (2.64)$$

При этом задающие напряжения зависят от коэффициента модуляции k_m автономного инвертора:

$$U_{za}(t) = k_m \sin(\omega t); \quad (2.65)$$

$$U_{zb}(t) = k_m \sin(\omega t - \pi). \quad (2.66)$$

Дифференциальные уравнения входного фильтра однофазного автономного инвертора в пространстве переменных состояния имеют вид:

$$\frac{di_d(t)}{dt} = \frac{1}{L_1} (E - R_1 i_d(t) - U_{cd}(t)); \quad (2.67)$$

$$\frac{dU_{cd}(t)}{dt} = \frac{1}{C_1} (i_d(t) - i_{in}(t)). \quad (2.68)$$

Входной ток инвертора $i_{in}(t)$ и выходное напряжение $U_{ab}(t)$ (см. рисунок 2.11) рассчитываются через коммутационные функции [132]:

$$i_{in}(t) = K_{fa}(\xi_a) i_{ab}(t) - K_{fb}(\xi_b) i_{ab}(t); \quad (2.69)$$

$$U_{ab}(t) = \begin{cases} U_{cd}(t) & \text{при } K_{fa}(\xi_a) = 1 \ \& \ K_{fb}(\xi_a) = 0 \\ -U_{cd}(t) & \text{при } K_{fa}(\xi_a) = 0 \ \& \ K_{fb}(\xi_a) = 1 \\ 0 & \text{при } K_{fa}(\xi_a) = 1 \ \& \ K_{fb}(\xi_a) = 1 \\ 0 & \text{при } K_{fa}(\xi_a) = 0 \ \& \ K_{fb}(\xi_a) = 0 \end{cases}. \quad (2.70)$$

Математическая модель рассматриваемой системы записывалась при допущении, что трансформатор $TV1$ является идеальным с коэффициентом преобразования K_p и параметрами ветви намагничивания L_m и R_m , приведенными ко вторичной обмотке, при этом индуктивности рассеяния и активные сопротивления обмоток трансформатора не учитывались (см. рисунок 2.11), L_m является индуктивностью цепи намагничивания, приведенной ко вторичной обмотке (см. рисунок 2.11), L_{u1} – индуктивность цепи намагничивания, приведенная к первичной обмотке (рисунок 2.12).

Для перехода к эквивалентной схеме замещения, представленной на рисунке 2.12, все сопротивления цепи, которые находятся после трансформатора $TV1$, пересчитывались через коэффициент преобразования трансформатора K_p .

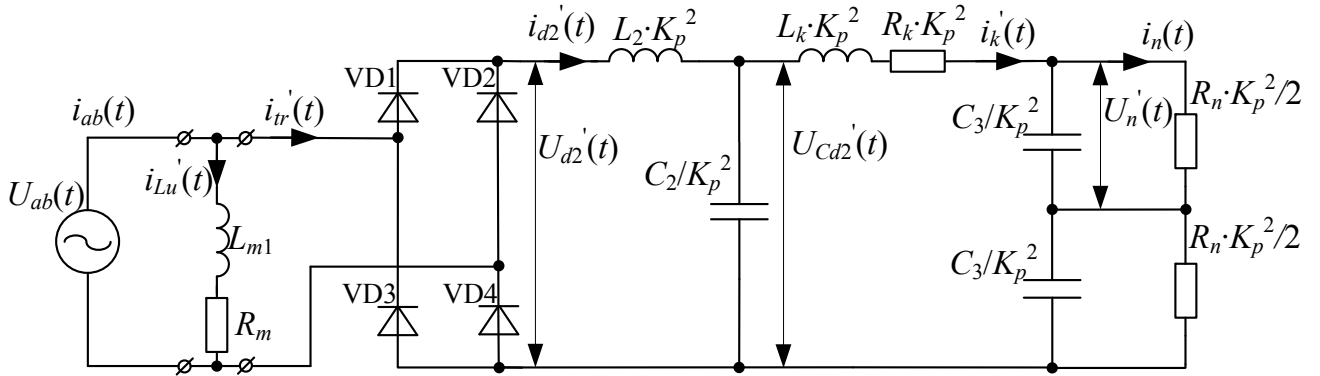


Рисунок 2.12 – Эквивалентная схема системы электропитания без инвертора

Дифференциальные уравнения входной цепи выпрямителя $VD1–VD4$ эквивалентной схемы записываются в виде:

$$\frac{di'_{Lu}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{m1}} \left(U_{ab}(t) - Ri'_{Lu}(t) \right); \quad (2.71)$$

$$i_{ab}(t) = i'_{Lu}(t) + i'_{tr}(t). \quad (2.72)$$

Двухфазный мостовой выпрямитель $VD1–VD4$ представлен функцией, где выходное напряжение выпрямителя определяется по формуле:

$$U'_{d2}(t) = \begin{cases} U_{ab}(t) & \text{при } U_{ab}(t) \geq 0 \\ -U_{ab}(t) & \text{при } U_{ab}(t) < 0 \end{cases} \quad (2.73)$$

а входной ток рассчитывается через коммутационные функции диодов катодной группы $K_1(t)$ и $K_2(t)$:

$$i'_{tr}(t) = K_1(t)i'_{d2}(t) - K_2(t)i'_{d2}(t), \quad (2.74)$$

где

$$K_1(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } U_{ab}(t) \geq 0 \\ 0 & \text{при } U_{ab}(t) < 0 \end{cases}; \quad K_2(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } U_{ab}(t) \geq 0 \\ 1 & \text{при } U_{ab}(t) < 0 \end{cases}. \quad (2.75)$$

Дифференциальные уравнения, описывающие процессы в выходной цепи выпрямителя и в кабель-тресе, записываются с учетом коэффициента преобразования трансформатора:

$$\frac{di'_{d2}(t)}{dt} = \frac{1}{L_2 K_p^2} (U'_{d2}(t) - U'_{Cd2}(t)); \quad (2.76)$$

$$\frac{dU'_{Cd2}(t)}{dt} = \frac{K_p^2}{C_2} (i'_{d2}(t) - i'_k(t)); \quad (2.77)$$

$$\frac{di'_k(t)}{dt} = \frac{1}{L_k K_p^2} (U'_{Cd2}(t) - R_k K_p^2 i'_k(t) - 2U'_n(t)); \quad (2.78)$$

$$\frac{dU'_n(t)}{dt} = \frac{K_p^2}{C_3} \left(i'_k(t) - \frac{2U'_n(t)}{R_n K_p^2} \right). \quad (2.79)$$

Токи и напряжения исходной схемы (см. рисунок 2.11) определяются по формулам:

$$i_{tr}(t) = K_p i'_{tr}(t); \quad (2.80)$$

$$i_{d2}(t) = K_p i'_{d2}(t); \quad (2.81)$$

$$i_k(t) = K_p i'_k(t); \quad (2.82)$$

$$U_{tr}(t) = \frac{U_{ab}(t)}{K_p}; \quad (2.83)$$

$$U_{d2}(t) = \frac{U'_{d2}(t)}{K_p}; \quad (2.84)$$

$$U_{Cd2}(t) = \frac{U'_{Cd2}(t)}{K_p}; \quad (2.85)$$

$$U_n(t) = \frac{U'_n(t)}{K_p}. \quad (2.86)$$

Полученная система дифференциальных уравнений (2.67)–(2.86) решена методом Эйлера в среде MatLab.

Кривая выходного напряжения на нагрузке $U_n(t)$, полученная в результате моделирования пуска СЭП ТНПА в режиме холостого хода, представлена на рисунке 2.13, в режиме номинальной нагрузки – на рисунке 2.14.

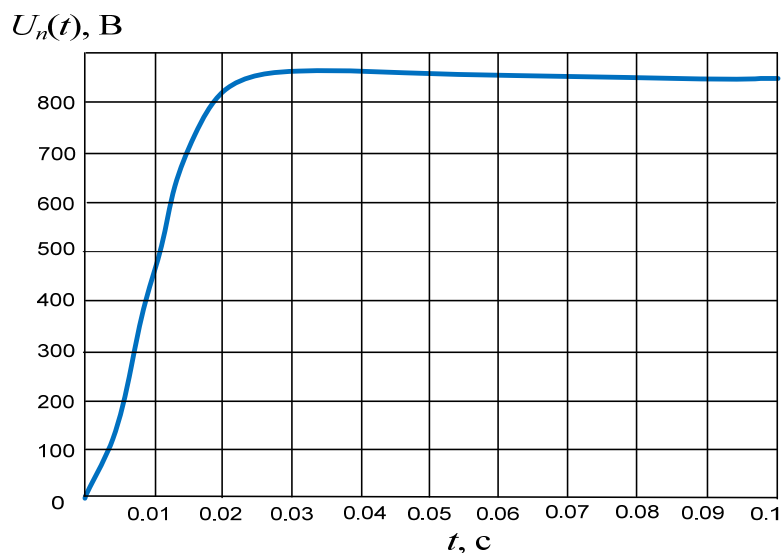


Рисунок 2.13 – Зависимость выходного напряжения $U_{Cd}(t)$ СЭП ТНПА на постоянном токе при пуске в режиме холостого хода

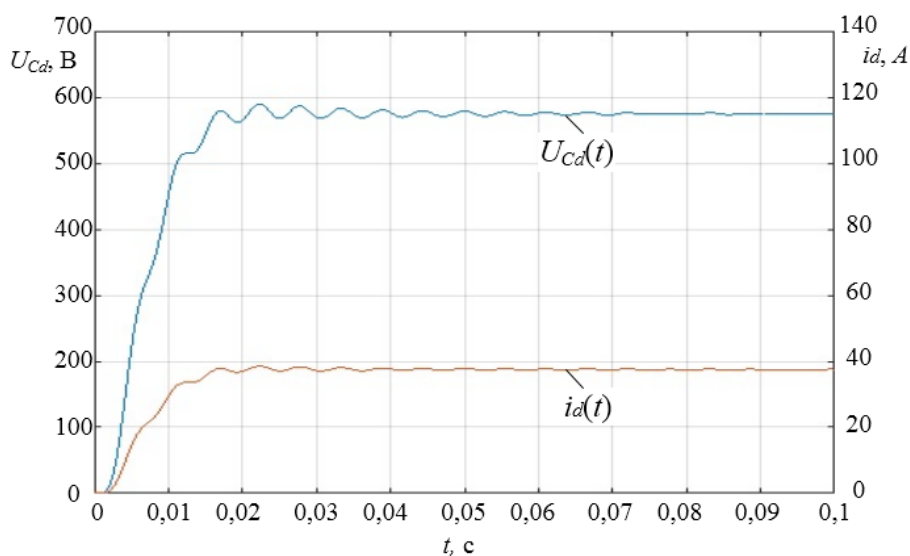


Рисунок 2.14 – Зависимость выходного напряжения $U_n(t)$ системы электропитания при пуске на номинальную нагрузку

Результаты моделирования СЭП ТНПА показывают, что зависимость выходного напряжения имеет апериодический характер, при этом величина установившегося значения зависит от режима работы системы. Из полученных зависимостей видно, что перерегулирование находится в зоне допустимых

значений; время переходного процесса составляет не более 0,04 с при запуске на номинальную нагрузку и не более 0,03 с при запуске на холостой ход; максимальное количество колебаний $n=1$. При этом наибольшее отклонение установившегося значения от требуемого по условиям эксплуатации ($600 \text{ В} \pm 10 \%$) наблюдается в режимах, близких к режиму холостого хода.

2.3 Имитационная модель системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе

Для разработки имитационной модели системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе использовалась электрическая принципиальная схема, представленная на рисунке 2.1, и среда моделирования MatLab 7.0 – Simulink.

Среда MatLab/Simulink предназначена для моделирования процессов в устройствах, в том числе электрических цепях, силовых преобразователях электрической энергии, электроприводах [139–142]. Преимуществом среды является возможность преобразовывать информационные сигналы в электрические величины (ток, напряжение) и наоборот, осуществляя управление процессом преобразования электрической энергии, исследовать переходные и установившиеся режимы систем электропитания, варьировать параметры элементов электрических схем и алгоритмы работы систем управления, оптимизируя процессы в системе. Это значительно облегчает процесс разработки и проектирования систем электропитания, уменьшает временные и стоимостные затраты.

Программный пакет MatLab 7.0 – Simulink интерпретирует модель как систему дифференциальных уравнений и решает ее численными методами с учетом всех нелинейностей, заложенных в схеме. Для моделирования в настоящей работе использовался метод решения дифференциальных уравнений ode23tb, представляющий собой неявный метод Рунге – Кутты.

На рисунке 2.15 представлена имитационная модель СЭП с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе, полученная в пакете MatLab 7.0 – Simulink.

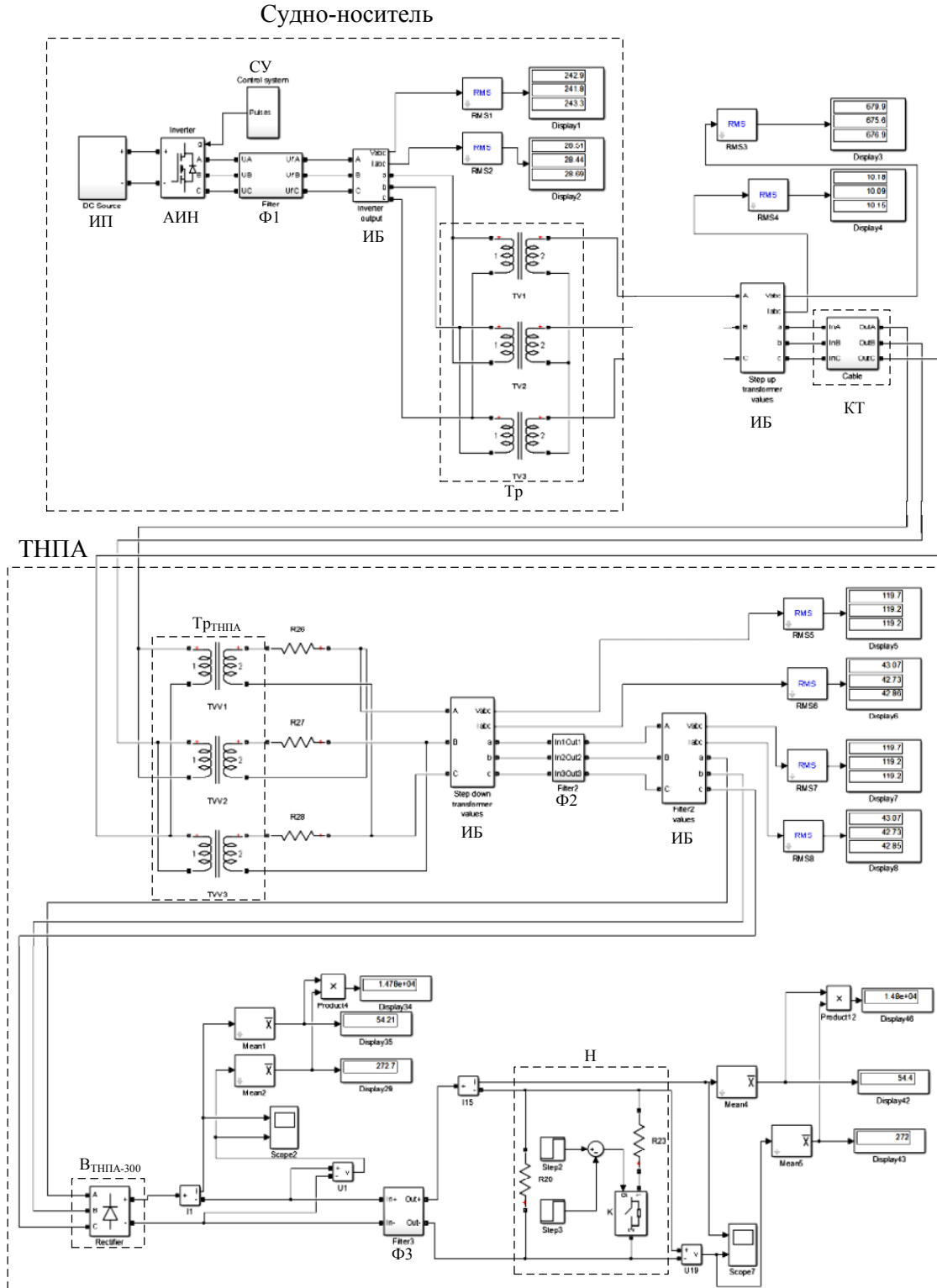


Рисунок 2.15 – Имитационная модель СЭП с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе, полученная в пакете MatLab 7.0 – Simulink

Модель СЭП ТНПА состоит из: блока источника питания (ИП) постоянного тока, включающего в себя бортовую трехфазную сеть, трехфазный выпрямитель с LC -фильтром; блока трехфазного автономного инвертора напряжения (АИН); блока фильтра АИН ($\Phi 1$); блока системы управления инвертором (СУ); блока трехфазного повышающего трансформатора (Тр); блока кабель-троса (КТ); блока понижающего трансформатора ($\text{Тр}_{\text{ТНПА}}$); блока входного фильтра выпрямителя ($\Phi 2$); блока выпрямителя ($\text{В}_{\text{ТНПА-600}}$); блока выходного фильтра выпрямителя ($\Phi 3$); блока нагрузки (Н); измерительных блоков (ИБ) выходного тока и напряжения (i_d и U_{Cd}).

В процессе разработки имитационной модели СЭП ТНПА были приняты следующие допущения:

1) источник питания бортовой части, включающий в себя судовую сеть, фильтр радиопомех ФРП, выпрямитель В и фильтр Φ представлен идеальным источником постоянного напряжения;

2) трансформаторы работают только на линейном участке кривой намагничивания сердечников;

3) индуктивность цепи намагничивания повышающего трансформатора, приведенная ко вторичной обмотке, вынесена за трансформатор.

4) транзисторы АИН представляют собой идеальные ключи, переключения происходят мгновенно;

5) кабель-трос рассматривается как система с сосредоточенными параметрами;

6) процессы коммутации в выпрямителе не оказывают влияния на форму выходного напряжения и тока, диоды идеальны.

Как отмечалось ранее, основным функциональным элементом СЭП с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе является автономный инвертор напряжения. Система управления АИН в имитационной модели представлена стандартным блоком управления PWM Generator (классическая ШИМ) с некоторыми доработками, позволяющими реализовать векторную «симплексную» ШИМ [132].

Алгоритм формирования сигнала управления силовыми ключами АИН СЭП подробно описан в подразд. 2.1, посвященном разработке математической модели. В данном подразделе рассмотрим реализацию системы управления в пакете MatLab 7.0 – Simulink (рисунок 2.16).

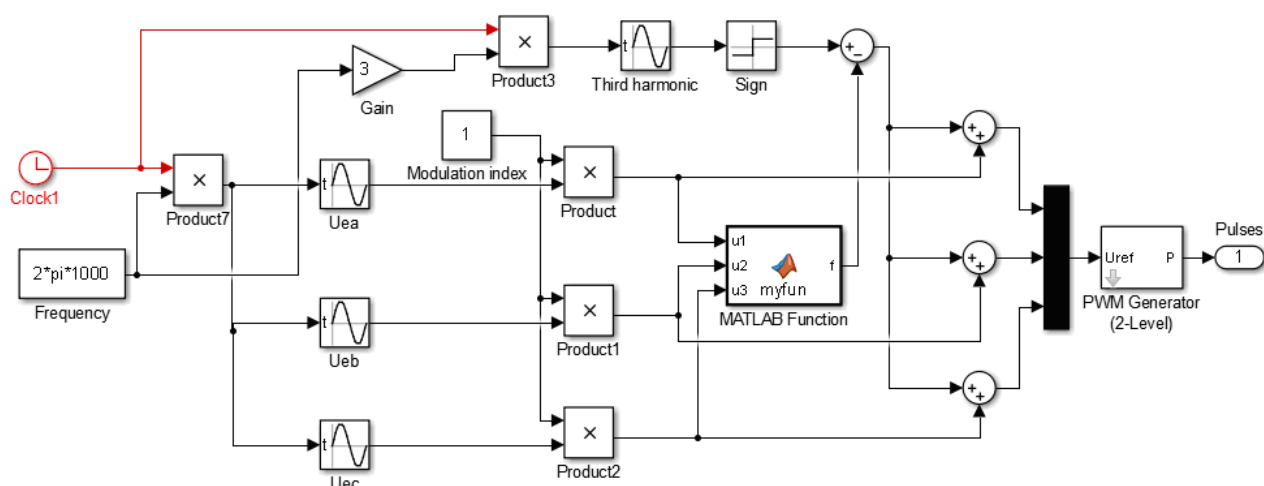


Рисунок 2.16 – Имитационная модель системы управления, реализованная в пакете MatLab 7.0 – Simulink

Блок Frequency формирует задание частоты выходного напряжения АИН, которое равняется 1000 Гц. Блок Clock задает системное время, линейно зависящее от текущего времени. Блоки Uea, Ueb и Uec формируют эталонные напряжения фаз:

$$U_{эта}(t) = \sin(\omega t); \quad (2.87)$$

$$U_{этаb}(t) = \sin(\omega t - 2\pi/3); \quad (2.88)$$

$$U_{этаc}(t) = \sin(\omega t + 2\pi/3). \quad (2.89)$$

Блок Modulation index формирует коэффициент модуляции k_m в пределах от нуля до единицы. Блок MATLAB Function содержит в себе программный код на языке MatLab, выделяющий значения эталонного сигнала в те моменты времени, когда фаза пассивна (это максимальные по модулю значения эталонного сигнала $m(t)$).

Формирование управляющего сигнала пассивных фаз $u_p(t)$ осуществляется при помощи блоков Gain, Product3, Third harmonic, Sign. Блок Gain увеличивает

частоту задающего сигнала в 3 раза, блок Product3 умножает полученный сигнал на системное время, после чего формируется синусоидальный сигнал единичной амплитуды тройной частоты со сдвигом 180° посредством блока Third harmonic. Блок Sign вычисляет знак сигнала третьей гармоники.

Далее рассчитывается сигнал предмодуляции $nn(t)$ и посредством сумматоров происходит инъекция сигнала предмодуляции в сигналы первых гармоник задающих напряжений для каждой из фаз. В результате три сформированных сигнала задания подаются на стандартный PWM Generator (2-level), который формирует сигналы управления на все силовые ключи трехфазного 6-импульсного автономного инвертора напряжения с несущей частотой 48 кГц. Задающие напряжения фаз для коэффициентов $k_m = 1$ и $k_m = 0,7$ приведены на рисунке 2.17.

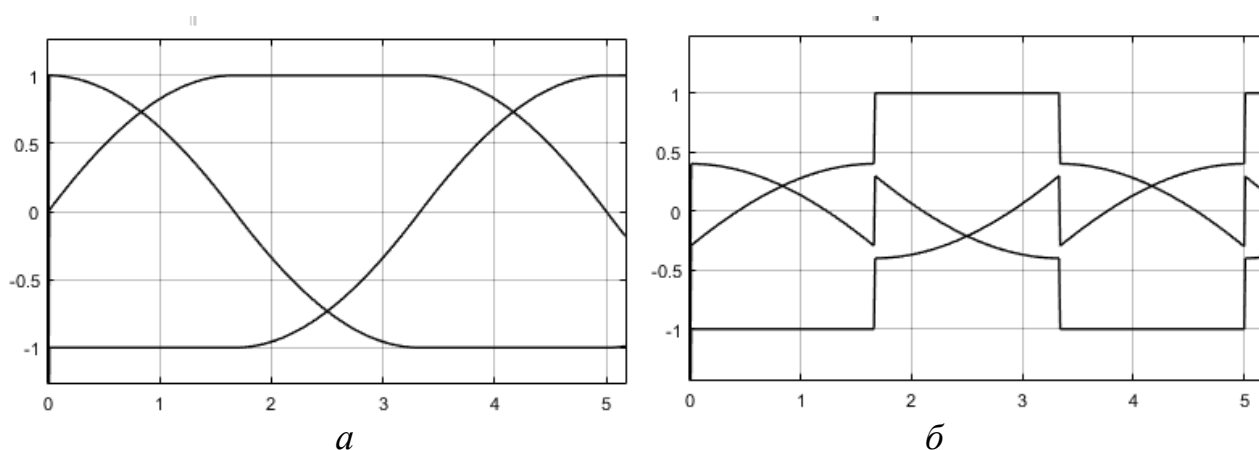


Рисунок 2.17 – Задающие напряжения фаз для коэффициентов модуляции $k_m = 1$ (а), $k_m = 0,7$ (б)

К основным электрическим параметрам кабель-троса относятся:

- погонное электрическое сопротивление токопроводящей жилы (R_{Π} , Ом/км);
- погонная величина емкости силовых жил (C_{Π} , мкФ/км);
- погонная величина индуктивности силовых жил (L_{Π} , мГн/км).

Кабель-трос при моделировании реализован в виде схемы замещения с сосредоточенными параметрами (рисунок 2.18).

Для компенсации емкостной составляющей кабель-троса в модель введены дроссели компенсации.

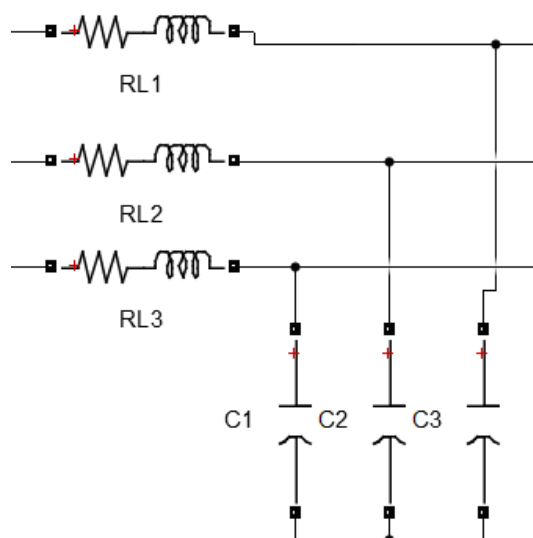


Рисунок 2.18 – Имитационная модель кабель-троса

Трансформаторы приняты идеальными и представляются пропорциональными звеньями. При моделировании учитываются только индуктивность и сопротивление цепи намагничивания повышающего трансформатора, так как индуктивность намагничивания одновременно является индуктивностью компенсации реактивной мощности кабель-троса. Для наглядности индуктивность цепи намагничивания приведена ко вторичной обмотке и вынесена за трансформатор.

В результате имитационного моделирования СЭП получена зависимость изменения выходного напряжения $U_{Cd}(t)$ при включении СЭП на холостой ход (рисунок 2.19) и на номинальную нагрузку (рисунок 2.20) [45].

В результате имитационного моделирования СЭП получена осциллограмма изменения выходного напряжения $U_{Cd}(t)$ при включении СЭП ТНПА на холостом ходу (рисунок 2.19,*a*) и в режиме номинальной нагрузки (рисунок 2.20,*a*) [17].

Результаты, полученные при расчетах по математической и имитационной модели, практически совпали. Погрешность составила не более 5 %.

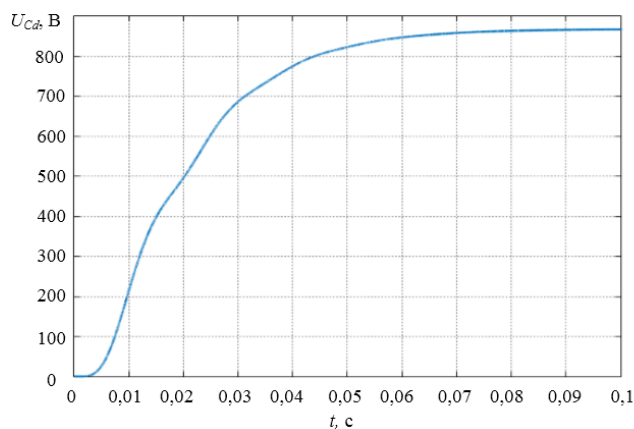
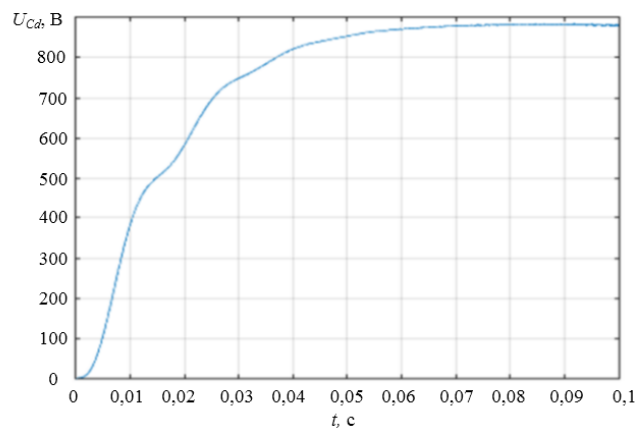
*a**б*

Рисунок 2.19 – Зависимость выходного напряжения $U_{Cd}(t)$ СЭП на переменном токе при пуске на холостой ход: *a* – имитационная модель; *б* – математическая модель

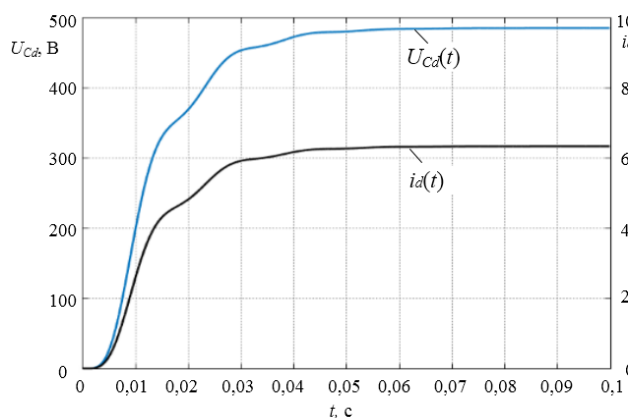
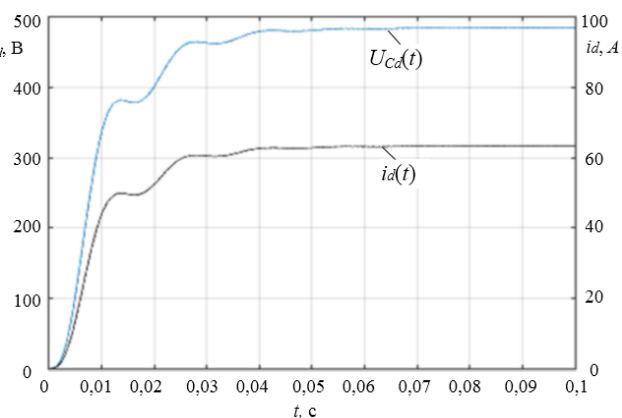
*a**б*

Рисунок 2.20 – Зависимость выходного напряжения $U_{Cd}(t)$ СЭП на переменном токе при пуске на номинальную нагрузку: *a* – имитационная модель; *б* – математическая модель

2.4 Имитационная модель системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии по кабель-тросу на постоянном токе

Для разработки имитационной модели системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии по кабель-тросу на постоянном токе использовалась электрическая схема замещения, представленная на рисунке 2.11, и среда моделирования MatLab 7.0 – Simulink [27, 139, 140].

Моделирование осуществлялось методом решения дифференциальных уравнений ode23tb, представляющим собой неявный метод Рунге – Кутты.

На рисунке 2.21 представлена имитационная модель СЭП ТНПА с передачей энергии по кабель-тросу на постоянном токе, полученная в среде MatLab 7.0 – Simulink [143, 144].

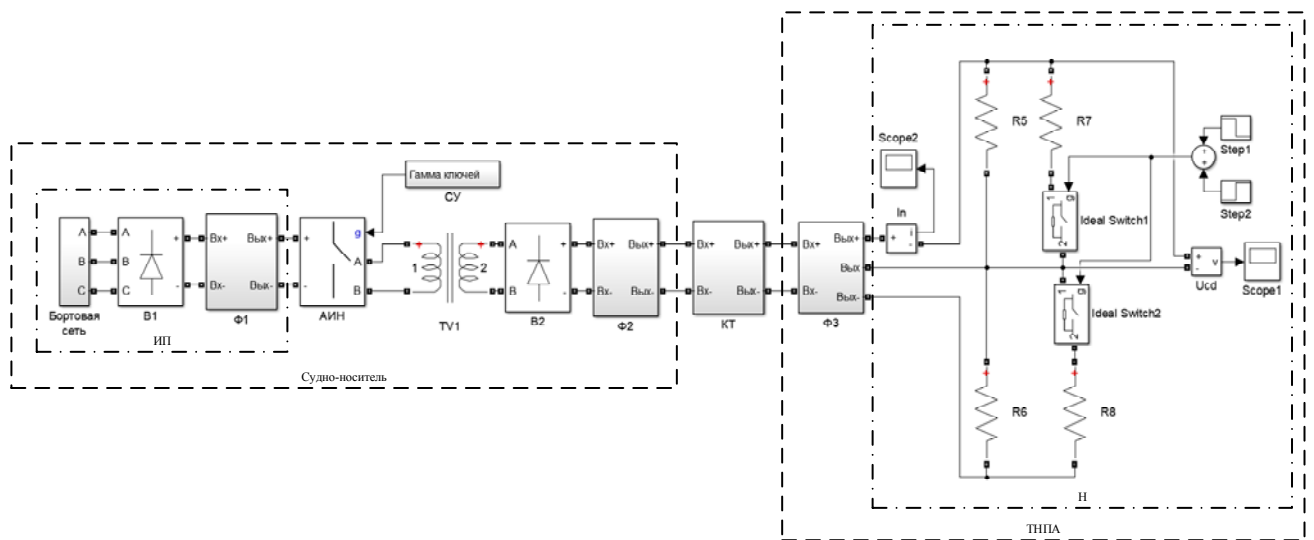


Рисунок 2.21 – Имитационная модель СЭП ТНПА с передачей энергии по кабель-тросу на постоянном токе, реализованная в пакете MatLab 7.0 – Simulink

Модель СЭП ТНПА состоит из блока источника питания постоянного напряжения (ИП), включающего в себя бортовую трехфазную сеть, трехфазный мостовой выпрямитель (B1) с RLC -фильтром (Ф1); блока АИН; блока системы управления инвертором (СУ); повышающего трансформатора TV1; блока мостового выпрямителя (B2) с RLC -фильтром (Ф2); блока кабель-троса (КТ); блока фильтра (Ф3), расположенного на борту ТНПА, и блока нагрузки (H).

В процессе разработки модели СЭП ТНПА были приняты следующие допущения:

- 1) трансформатор работает на линейном участке кривой намагничивания сердечников;
- 2) транзисторы АИН представляют собой идеальные ключи, переключения происходят мгновенно;

3) процессы коммутации в выпрямителях не оказывают влияния на форму выходного напряжения и тока, диоды идеальны.

Основным функциональным блоком СЭП ТНПА с передачей энергии по кабель-тросу на постоянном токе, как и СЭП с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе, является автономный инвертор напряжения. Система управления АИН в имитационной модели представлена стандартным блоком PWM Generator (классическая ШИМ), который позволяет реализовать управление силовыми ключами инвертора для формирования синусоидального выходного напряжения.

Алгоритм формирования сигнала управления силовыми ключами АИН СЭП ТНПА подробно описан в подразд. 2.2.

На рисунке 2.22 представлен блок системы управления АИН, смоделированный в среде MatLab 7.0 – Simulink.

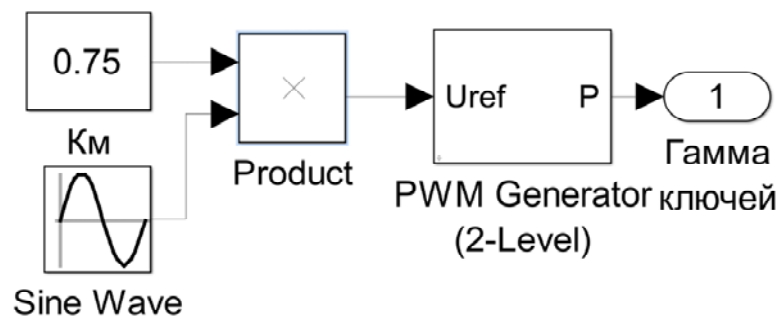


Рисунок 2.22 – Имитационная модель системы управления автономным инвертором напряжения

Блок K_m формирует задание коэффициента модуляции k_m выходного напряжения инвертора в пределах от нуля до единицы. Блок Sine Wave задает эталонную форму выходного напряжения. В данном случае это единичное синусоидальное напряжение с частотой 1000 Гц.

Блок Product производит операцию умножения коэффициента модуляции k_m на эталонную форму выходного напряжения. Данная операция формирует управляющий сигнал, на основе которого генерируется управление силовыми ключами АИН посредством блока PWM Generator (2-Level).

Принцип работы блока PWM Generator заключается в том, что сформированный управляющий сигнал сравнивается с двуполярным пилообразным напряжением единичной амплитуды с частотой 48 кГц. Результатом сравнения являются сигналы открытого состояния силовых ключей АИН.

Кабель-трос при моделировании реализован в виде схемы замещения с сосредоточенными параметрами (рисунок 2.23).

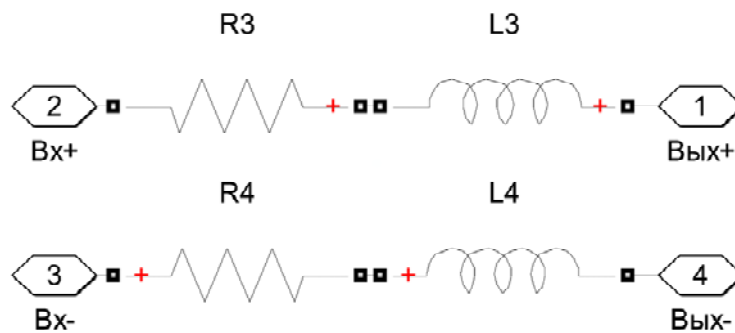
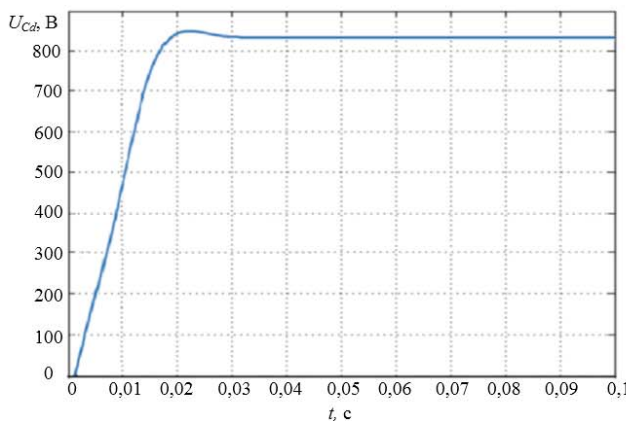
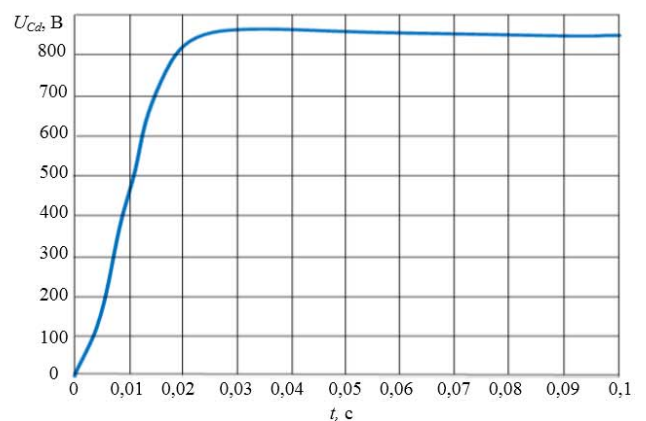


Рисунок 2.23 – Имитационная модель кабель-троса

В результате имитационного моделирования СЭП ТНПА с передачей энергии по кабель-тросу на постоянном токе получены осциллограммы изменения выходного напряжения $U_n(t)$ при включении системы на холостой ход (рисунок 2.24), а также при запуске на номинальную нагрузку (рисунок 2.25).



a



б

Рисунок 2.24 – Зависимость выходного напряжения $U_{Cd}(t)$ СЭП ТНПА на постоянном токе при пуске в режиме холостого хода: *a* – имитационная модель; *б* – математическая модель

Результаты, полученные при расчетах по математической и имитационной модели, практически совпали. Погрешность составила не более 7 %.

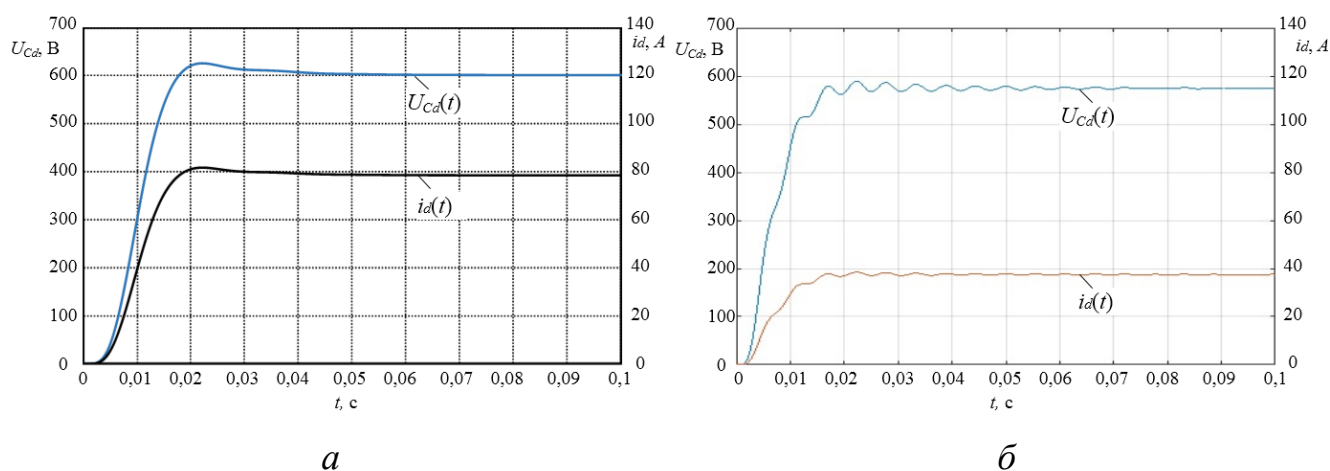


Рисунок 2.25 – Зависимость выходного напряжения $U_{Cd}(t)$ разомкнутой СЭП ТНПА на постоянном токе при пуске на номинальную нагрузку:
а – имитационная модель; *б* – математическая модель

Выводы по главе 2

1. На основе анализа структуры и режимов работы СЭП ТНПА разработаны математические модели, посредством которых с достаточной точностью смоделированы процессы в системе с передачей энергии переменного и постоянного тока по кабель-тросу при различных коэффициентах модуляции автономного инвертора напряжения.

2. Представление трансформаторов идеальными передаточными звеньями позволило составить математическую модель СЭП в виде системы уравнений в форме Коши, а также значительно понизить ее порядок. При этом сделанные допущения не оказывают значительного влияния на точность моделирования.

3. Введение в математические модели коммутационно-разрывных функций дало возможность описать «физику» работы автономного инвертора напряжения с управлением на основе «симплексной» ШИМ и трехфазного мостового выпрямителя. Для дальнейшего исследования проблемы компенсации реактивной составляющей тока кабель-троса в математическую модель введен блок, описывающий работу компенсирующего устройства.

4. В интерактивной среде MatLab – Simulink созданы имитационные модели, позволяющие моделировать установившиеся и переходные режимы работы СЭП с передачей энергии переменного и постоянного тока по кабель-тросу при изменении режима нагрузки, а также при различных коэффициентах модуляции АИН.

5. Зависимости токов и напряжений, полученные при решении предложенных математических моделей методом Эйлера, с погрешностью, не превышающей 7 %, совпадают с соответствующими зависимостями, полученными в результате имитационного моделирования.

6. Моделирование режимов работы в разомкнутой системы электропитания показало, что напряжение на нагрузке нестабильно и может изменяться в широких пределах. В режиме, близком к холостому ходу, напряжение отличается от номинального на 44,6 %, а при работе на номинальную нагрузку – на 23,3 %.

3 СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ В СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ С ПАРАМЕТРИЧЕСКИМИ ВОЗМУЩЕНИЯМИ

3.1 Аналитическое построение оптимальных пропорционально-интегральных регуляторов напряжения системы электропитания с интервальными значениями параметрических возмущений

Очевидно, что рассмотренный в подразд. 1.4 закон оптимального управления, где используется только пропорциональная составляющая, не будет обеспечивать требуемую точность регулирования в случае изменяющихся возмущений в объекте. В нашем случае нестабильная электрическая нагрузка в ТНПА и изменения характеристик кабель-троса СЭП являются существенными внешними и внутренними возмущениями. Как уже упоминалось выше, изменения параметров элементов СЭП можно аппроксимировать кусочно-постоянными значениями для различных режимов работы ТНПА.

При этом возникает необходимость построения оптимальных регуляторов, в которых предполагается включение интегрирующих звеньев в контуры подчиненного регулирования или каналы обратных связей замкнутой системы. Широкое распространение получили хорошо апробированные в различных системах, в том числе и электротехнических системах, пропорционально-интегрально-дифференциальные (ПИД) законы и их модификации, позволяющие получить достаточно высокие статические и динамические характеристики регулируемых процессов [113, 145, 146, 147, 148, 149, 150, 151].

Синтез оптимального ПИ-регулятора напряжения в системе электропитания базируется на представленной в подразд. 1.4 процедуре определения управляющего воздействия для i -го интервала режима работы СЭП в форме пропорциональной отрицательной обратной связи по измеряемым переменным состояния линейного стационарного объекта.

Рассмотрим вариант последовательного соединения интегрирующего звена первого порядка, входящего в структуру регулятора, и объекта управления,

математическая модель которого представлена векторно-матричным уравнением (1.1). Без потери общности для дальнейших рассуждений интегрирующее звено можно выделить из структуры регулятора и включить в состав модели объекта управления. При описании такой модифицированной модели будем иметь расширенное пространство переменных состояния $\{x(t), u(t)\}$ с управляющим воздействием $v(t)$ в виде производной $\dot{u}(t)$ на входе интегрирующего звена, входящего в состав объекта. Такое расширение пространства переменных состояния предполагает и несколько другую математическую формулировку исходного критерия качества (1.3), которая будет учитывать влияние производной $\dot{u}(t)$ управляющего воздействия $u(t)$:

$$J(x, u) = \int_{t_0}^{t_N} \left(x^T(t) Q x(t) + r_1 u^2(t) + r_2 \dot{u}^2(t) \right) dt, \quad (3.1)$$

где r_1, r_2 – положительные коэффициенты, значения которых отражают влияние управляющего воздействия $u(t)$ и его производной $\dot{u}(t)$ на условия экстремальности критерия качества. Следует отметить, что принцип расширения пространства переменных состояния системы или объекта широко используется в теории автоматического управления [152].

Принимая обозначения $z(t) = [x(t), u(t)]$ и $v(t) = \dot{u}(t)$, запишем стационарную модель системы электропитания (1.1) и квадратичный критерий качества (1.3) в расширенном пространстве состояний:

$$\dot{z}(t) = \tilde{A} z(t) + \tilde{b} v(t), \quad z(t = t_0) = z_0, \quad t_0 \neq 0; \quad (3.2)$$

$$J(z, v) = \int_{t_0}^{t_N} \left(z^T(t) \tilde{Q} z(t) + \tilde{r}_2 v^2(t) \right) dt, \quad (3.3)$$

где \tilde{A} , \tilde{b} , \tilde{Q} – блочные матрицы соответствующей размерности; \tilde{r}_2 – скалярная величина. С учетом уравнений (1.1) и (1.3) данные матрицы имеют следующий вид:

$$\tilde{A} = \begin{bmatrix} A & b \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \tilde{b} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad \tilde{Q} = \begin{bmatrix} Q & 0 \\ 0 & r_1 \end{bmatrix}. \quad (3.4)$$

Для успешного решения дифференциального уравнения Риккати (1.19) в расширенном пространстве переменных состояния $z(t)$ требуется необходимое условие в конечный момент времени t_N при $z(t=t_N) = z_N$ будет иметь вид

$$\text{блочной матрицы: } \tilde{Q}_N = \begin{bmatrix} Q_N & 0 \\ 0 & r_1 \end{bmatrix}.$$

Структура модели объекта управления в расширенном пространстве переменных состояния $z(t)$ представлена на рисунке 3.1.

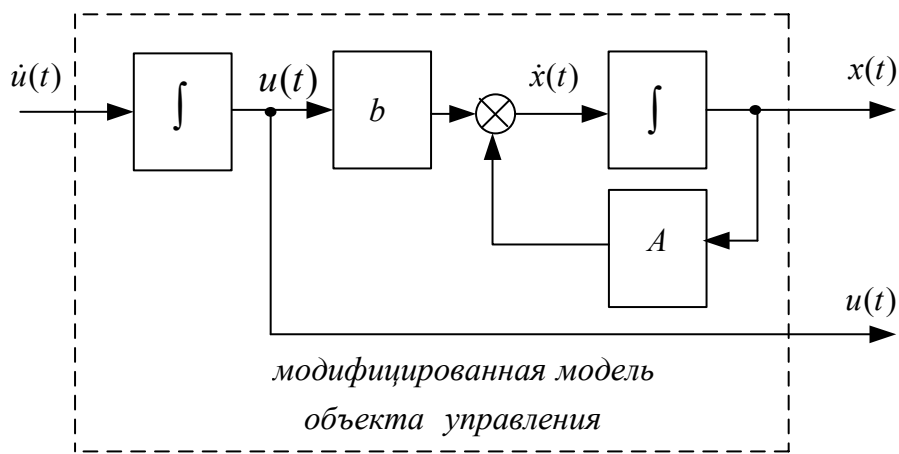


Рисунок 3.1 – Структура модели объекта управления в расширенном пространстве переменных состояния (уравнение (3.2))

Алгоритм синтеза оптимального ПИ-регулятора в форме обратной связи по расширенным переменным состояния $z(t)$ модифицированной модели объекта управления выполняется аналогичным образом, как и для примера пропорционального регулятора, приведенного в подразд. 1.4. При этом следует принимать во внимание обязательное выполнение условий управляемости и наблюдаемости объекта управления в расширенном пространстве переменных состояния.

После выполнения процедуры оптимизации функционала (3.2) и использования решения $\tilde{P}(t)$ дифференциального уравнения Риккати в расширенном пространстве переменных состояния $z(t)$ управляющее воздействие $v(t)$ объектом с модифицированной моделью будет определяться уравнением:

$$v(t) = -r_2^{-1} \tilde{b}^T \tilde{P}(t) z(t). \quad (3.5)$$

Возвращаясь в исходное пространство переменных состояния объекта управления, в результате несложных матричных преобразований запишем уравнение (3.5) в виде:

$$\dot{u}(t) = -k_x^T(t)x(t) - k_u(t)u(t), \quad (3.6)$$

где $k_x^T(t)$, $k_u(t)$ – соответственно вектор-строка и скалярная величина, характеризующие параметры оптимального регулятора для модифицированной модели объекта управления.

Обобщенная структурная схема системы управления с интегральным звеном в канале управления и пропорциональным регулятором в форме обратной связи приведена на рисунке 3.2.

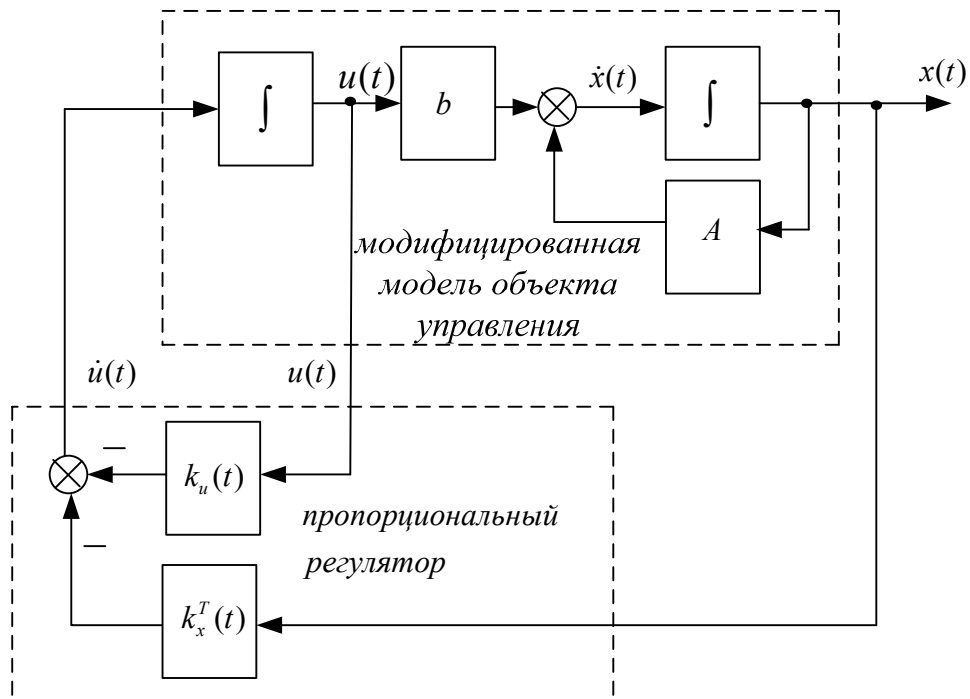


Рисунок 3.2 – Обобщенная структурная схема модели СЭП в расширенном пространстве переменных состояния с пропорциональным регулятором в форме обратной связи

Для практической реализации ПИ-регулятора необходимо иметь в явном аналитическом виде закон $u(t)$ управляющего воздействия объектом,

представленным исходной моделью вида (1.1). Преобразуем векторно-матричное уравнение (1.1), записывая его относительно управляющего воздействия $u(t)$:

$$u(t) = (b^T b)^{-1} b^T [\dot{x}(t) - Ax(t)]. \quad (3.7)$$

Полагая, что выполняются условия существования множителя $(b^T b)^{-1}$, и подставляя равенство (3.7) в уравнение (3.6), получим выражение производной $\dot{u}(t)$ управляющего воздействия для модифицированной модели объекта:

$$\dot{u}(t) = -k_1^T(t) \dot{x}(t) - k_2^T(t) x(t), \quad u(t = t_0) = u_0, \quad (3.8)$$

где $k_1^T(t) = k_u(t)(b^T b)^{-1} b^T$, $k_2^T(t) = k_x^T(t) - k_u(t)(b^T b)^{-1} b^T A$ – соответственно векторы-строки параметров преобразованного оптимального регулятора для модифицированной модели объекта.

Следовательно, управляющее воздействие $u(t)$ на выходе оптимального ПИ-регулятора можно определить в результате интегрирования выражения (3.8) на интервале времени $[t_0, t_N]$ функционирования объекта. В случае использования алгебраических уравнений Риккати (1.24) или Ляпунова (1.27) коэффициенты передачи регулятора $k_1^T(t \rightarrow \infty) = k_1^T$, $k_2^T(t \rightarrow \infty) = k_2^T$ принимают стационарные значения и с учетом соответствующих начальных условий u_0 и x_0 решение уравнения (3.8) можно записать в аналитическом виде:

$$u(t) = - \int_{t_0}^{t_N} (k_1^T \dot{x}(t) + k_2^T x(t)) dt = - \left[u_0 + k_1^T x(t) - k_1^T x_0 + \int_{t_0}^{t_N} k_2^T(\tau) x(\tau) d\tau \right]. \quad (3.9)$$

При нулевых начальных условиях $u_0 = 0$ и $x_0 = 0$, что возможно также в установившемся состоянии объекта управления, данное выражение отражает ПИ-закон регулирования:

$$u(t) = - \left[k_1^T x(t) + k_2^T \int_{t_0}^{t_N} x(\tau) d\tau \right]. \quad (3.10)$$

Итоговая структура модели СЭП с ПИ-регулятором вида (3.10) представлена на рисунке 3.3. В режиме стабилизации выходного питающего напряжения СЭП в пределах заданных значений $y^*(t)$ структура замкнутой

системы с учетом уравнения (1.2) выходной переменной $y(t)$ принимает вид, представленный на рисунке 3.4.

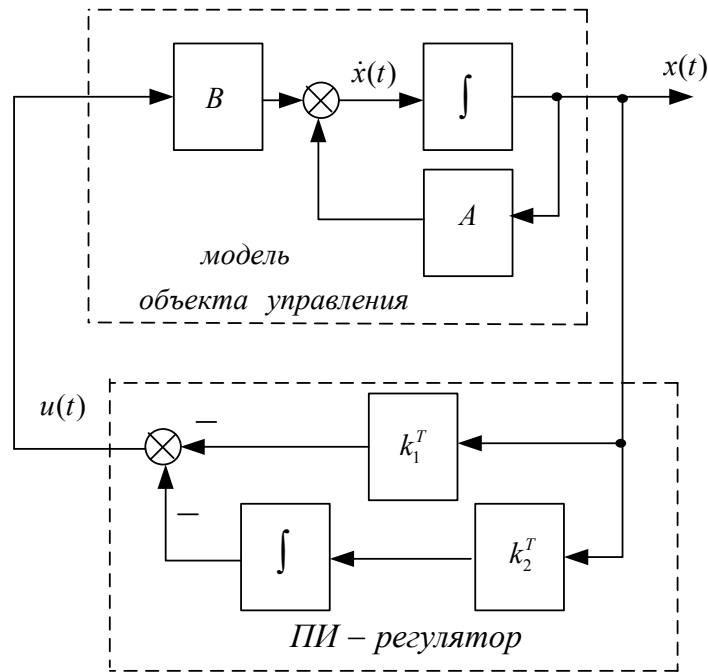


Рисунок 3.3 – Обобщенная структурная схема модели СЭП с ПИ-регулятором в обратной связи при нулевом значении задающего воздействия

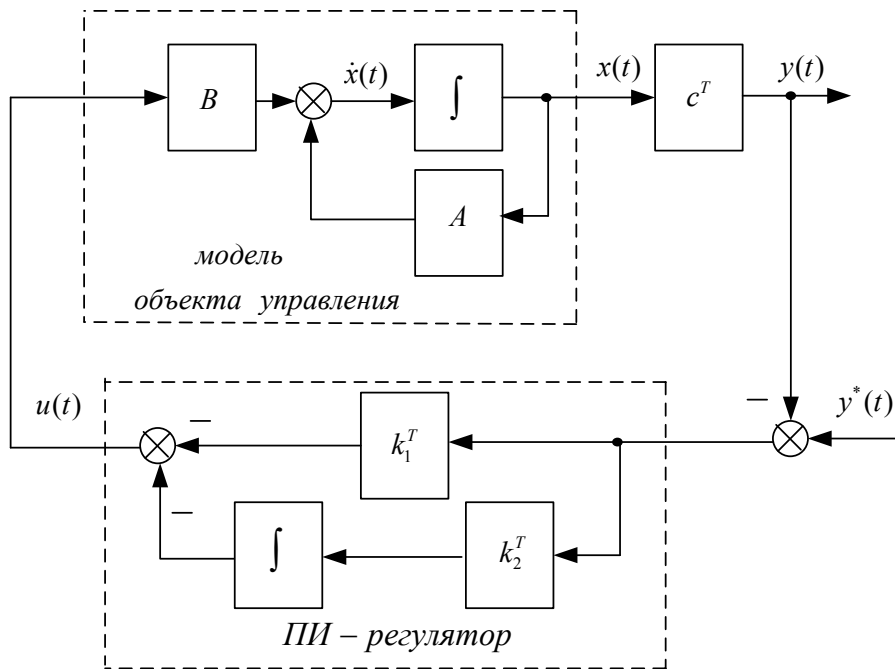


Рисунок 3.4 – Обобщенная структурная схема модели СЭП с ПИ-регулятором с обратной связью по выходным переменным состояния

В случае необходимости построения ПИ-регуляторов более высоких порядков можно использовать расширенное пространство переменных состояния $z(t) = [x(t), u(t)]$ модифицированного объекта управления (3.2) в качестве исходных данных для последующих преобразований, как и для интегрального регулятора первого порядка.

3.2 Аппроксимация математических моделей систем электропитания для решения задач синтеза регуляторов напряжения

Процедура синтеза регуляторов в системах управления сложными объектами с нелинейными непрерывными и дискретными элементами предполагает несколько вариантов формирования исходных математических моделей [153, 154]. Одним из вариантов математического описания динамических объектов является использование переменных состояния, отражающих «физику» процессов и позволяющих применить методы современной теории управления для построения эффективных регуляторов в замкнутой системе.

Определяющей тенденцией развития этого варианта для многомерного объекта большого порядка можно считать представление части его элементов в виде аппроксимирующих передаточных функций. Такой подход позволяет значительно уменьшить количество дифференциальных уравнений и обеспечить выполнение в реальном времени алгоритмов управления на контроллерах с ограниченными вычислительными возможностями. Схема алгоритма создания упрощенной модели представлена на рисунке 3.5.

Задача аппроксимации сложных моделей более простыми имеет ряд решений, и в зависимости от рассматриваемых моделей могут быть различными и требования к точности аппроксимации. В настоящее время существует несколько методов определения передаточной функции по переходной характеристике, которые отличаются друг от друга способом представления информации, критериями приближения и особенностями расчета.

Рассмотрим для общего случая описание модели СЭП передаточной функцией в виде соотношения полиномов:

$$W(s) = \frac{A(s)}{B(s)}, \quad (3.11)$$

где $A(s), B(s)$ – полиномы по степеням оператора s .

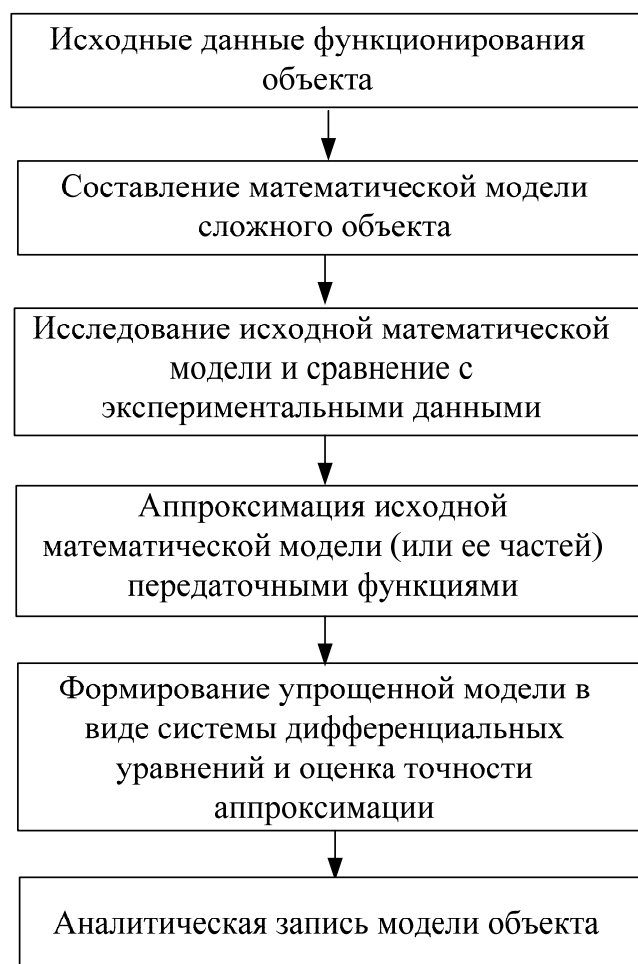


Рисунок 3.5 – Схема алгоритма создания упрощенной модели СЭП

При выборе структуры и критерия приближения модели к рассматриваемому объекту нужно иметь в виду, что одному и тому же объекту может быть поставлено в соответствие множество различных по сложности моделей, каждая из которых будет передавать достаточную информацию о свойствах объекта.

Так, некоторые методы требуют нормирования экспериментальной переходной характеристики. Если в результате эксперимента получена кривая

выходной переменной состояния $y(t)$, то после деления всех ее значений на величину входного воздействия будет получена нормированная переходная характеристика $h(t)$.

Точность аппроксимации обычно оценивается через относительное отклонение:

$$\delta = \max \frac{|h(t_i) - h_a(t_i)|}{h(\infty)} 100 \%, \quad (3.12)$$

где $h(t_i)$ и $h_a(t_i)$ – значения соответственно экспериментальной и вычисленной по аппроксимирующей передаточной функции переходной характеристики; $h(\infty)$ – значение экспериментальной переходной характеристики в установившемся режиме; t_i – моменты времени.

Обычно предполагается, что если значение δ не превышает 5–8 %, то точность аппроксимации соответствует требованиям для практического применения.

При замене исходной многомерной модели на математическую модель более низкого порядка важной задачей является выбор оптимального метода, позволяющего получить передаточную функцию рассматриваемого объекта управления, удовлетворяющую следующим условиям: порядок полинома знаменателя не выше 4; отсутствие нулей; погрешность аппроксимации $\delta \leq 5\%$.

Рассмотрим методы аппроксимации переходной характеристики кривой напряжения на нагрузке $h_u(t)$, полученной в результате моделирования СЭП ТНПА в пакете MatLab 7.0 – Simulink (см. рисунок 2.15). Данная характеристика $h_u(t)$ (рисунок 3.6) является нормированной кривой изменения напряжения $U_{Cd}(t)$ на нагрузке при коэффициенте модуляции $k_m = 0,7$ без учета влияния фильтра на входе АИН.

Для определения передаточной функции можно использовать как графические, так и численные методы расчета. К графическим методам относятся метод номограмм и метод Шварца [145, 155, 156], которые не требуют автоматизированного расчета и после процедуры уточнения решения дают

достаточно точные результаты. Проведенные исследования показали, что применение метода номограмм дает относительное отклонение в 4% при аппроксимации передаточными функциями второго порядка и 3,8 % для третьего порядка. Относительное отклонение при использовании метода Шварца составило 4,3% при аппроксимации передаточной функцией второго порядка. Общим недостатком графических методов является зависимость точности аппроксимации от качества построения номограмм, а также сложность их автоматизации [145, 156].

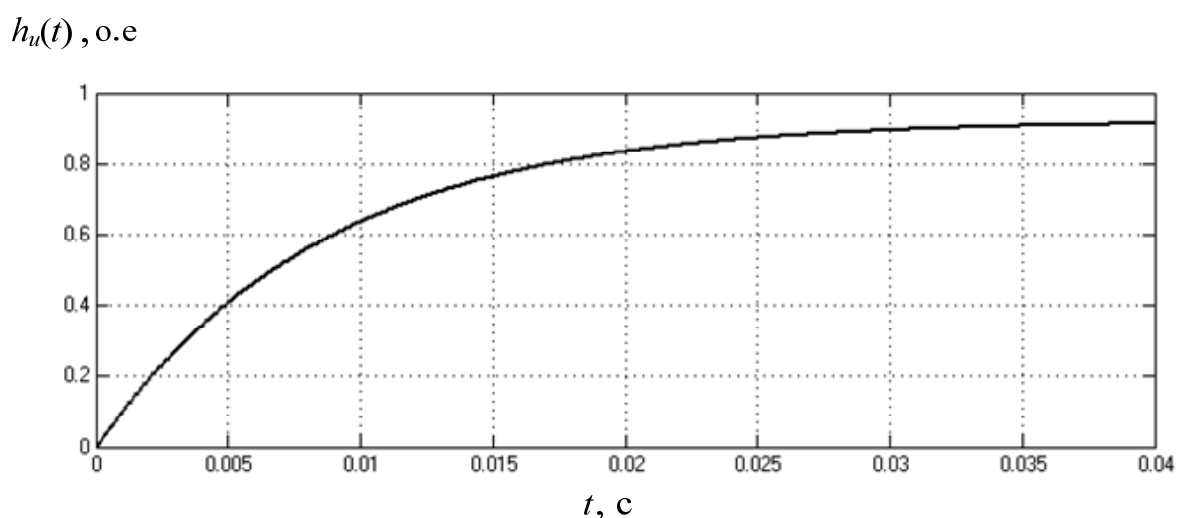


Рисунок 3.6 – Нормированная кривая напряжения на нагрузке СЭП

Другим вариантом построения аппроксимирующей передаточной функции является метод площадей [157], на основании которого рассматриваемый объект описывается линейным дифференциальным уравнением с постоянными коэффициентами, а его нормированная переходная характеристика аппроксимируется передаточной функцией следующего вида:

$$W(s) = \frac{k(1 + b_1s + \dots + b_ms^m)}{1 + a_1s + \dots + a_ns^n}. \quad (3.13)$$

Практика расчетов показывает, что степень полинома знаменателя целесообразно ограничить на уровне трех. Коэффициенты числителя принимаются равными нулю по условию проведения аппроксимации. Тогда с

учетом условий выбора передаточной функции для дальнейшего синтеза регулятора (отсутствие нулей) функция (3.13) может быть представлена в виде:

$$W(s) = \frac{k}{1 + a_1s + a_2s^2 + a_3s^3}. \quad (3.14)$$

Для нахождения явного вида выражения (3.14) необходимо определить значения коэффициентов a_1 , a_2 , a_3 . Определение параметров передаточной функции возможно на основе следующего алгоритма [158].

1. Ось времени экспериментальной характеристики разбивается на m равных промежутков времени Δt , на каждом из которых нелинейная часть характеристики заменяется линейной.

2. Вычисляется вспомогательная величина:

$$F_1 = \Delta t \left(\sum_{i=0}^m \left(1 - \frac{h(i)}{h_{уст}} \right) - 0,5 \right), \quad (3.15)$$

где $h(i)$ – экспериментальное значение переходной характеристики в конце каждого промежутка времени; $h_{уст}$ – установившееся значение.

3. Вычисляются величины:

$$F_2 = F_1 \Delta t \left(\sum_{i=0}^m \left(1 - \frac{h(i)}{h_{уст}} \right) (1 - \lambda(i)) - 0,5 \right), \quad (3.16)$$

$$F_3 = F_1^2 \Delta t \left(\sum_{i=0}^m \left(1 - \frac{h(i)}{h_{уст}} \right) \left(1 - 2\lambda(i) + \frac{\lambda^2(i)}{2} \right) - 0,5 \right), \quad (3.17)$$

где $\lambda(i) = \frac{i\Delta t}{F_1}$ – величина интервала времени, пересчитанная в другом масштабе.

4. Определяются коэффициенты передаточной функции:

$$a_1 = F_1; \quad a_2 = F_2; \quad a_3 = F_3. \quad (3.18)$$

Найденные коэффициенты подставляются в формулу (3.14) и полученная по аппроксимирующей функции характеристика сравнивается с экспериментальной. Если точность аппроксимации составляет больше 8 %, следует уменьшить временной интервал и повторить расчет.

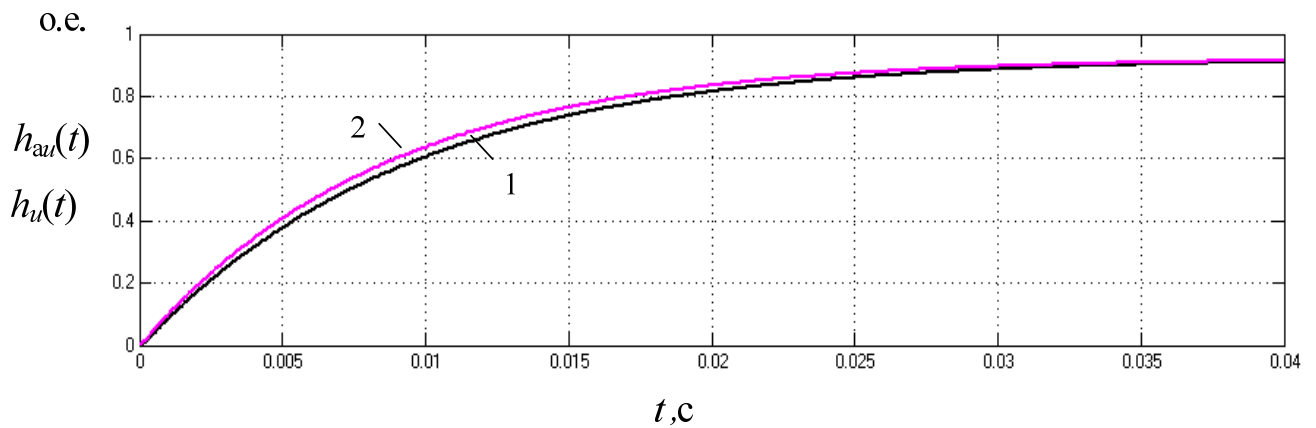
В результате расчетов, проведенных по представленному алгоритму, были получены передаточные функции второго порядка для СЭП, мощностью 47 кВт:

$$W(s) = \frac{0,923}{8,7 \cdot 10^{-7} s^2 + 9,36 \cdot 10^{-3} s + 1} \quad (3.19)$$

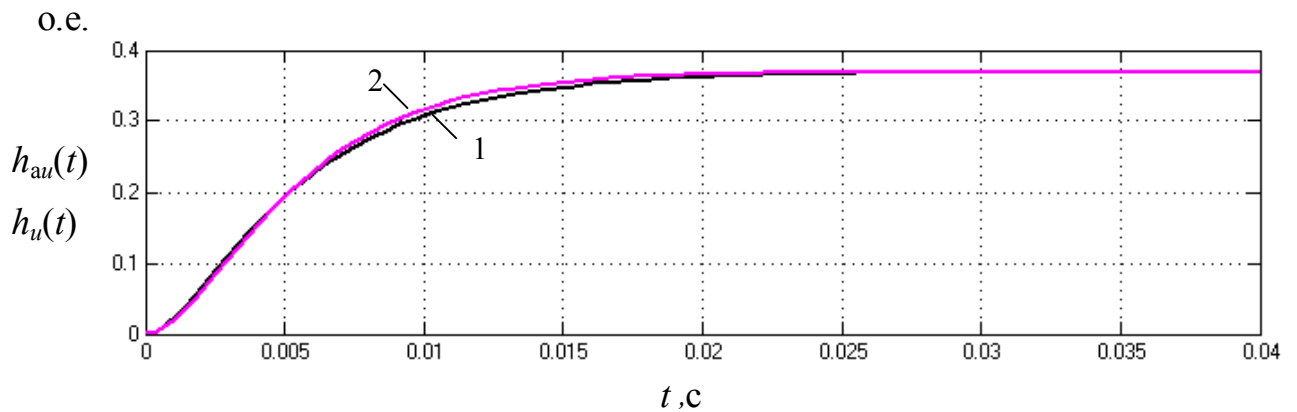
и СЭП, мощностью 21 кВт:

$$W(s) = \frac{0,37}{7,663 \cdot 10^{-6} s^2 + 5,832 \cdot 10^{-3} s + 1}. \quad (3.20)$$

Погрешность аппроксимации передаточной функцией для СЭП 47 кВт не превысила 4 % (рисунок 3.7,*а*), для СЭП 21 кВт – 5%. (рисунок 3.7,*б*).



а



б

Рисунок 3.7 – Экспериментальная $h_u(t)$ (кривая 1) и переходная $h_{au}(t)$ (кривая 2) характеристики, полученные в результате аппроксимации методом площадей: *а* – для СЭП мощностью 47 кВт; *б* – для СЭП мощностью 21 кВт

Коэффициент передаточной функции $a_3 = F_3$ при расчетах оказался отрицательным, это значит, что рассматриваемая система неустойчива, что не согласуется с реальной информацией об объекте. Для получения приемлемого результата порядок полинома знаменателя был понижен. Метод площадей хорошо поддается автоматизированному расчету и позволяет получить достаточно точную аппроксимацию.

Процесс аппроксимации в случае применения регрессионного метода наименьших квадратов (МНК) включает определение вида функции $f(t)$, по форме максимально отражающей характер расположения экспериментальных точек, выбор которых определяется посредством анализа экспериментальной характеристики (начальное и конечное значение, характер изменения во времени и т.д.) [159, 160]. Уравнение регрессии записывается в виде $h_{au}(t) = f(t)$, где $f(t)$ – некоторая аналитическая зависимость, в качестве которой может быть использована, например, сумма экспоненциальных функций:

$$h_{au}(t) = a_1 e^{-a_2 t} + a_3 e^{-a_4 t} + \dots + a_{m-1} e^{-a_m t}. \quad (3.21)$$

Степенные полиномы для решения данной задачи не рассматриваются, так как конечной целью является получение передаточной функции.

Для оценки точности аппроксимации целесообразно использовать минимум квадратичной невязки:

$$\begin{aligned} J(a_i) &= \sum_{j=1}^n (h_u(t_j) - h_{au}(t_j))^2 = \\ &= \sum_{j=1}^n \left(h_u(t_j) - \left(a_1 e^{-a_2 t_j} + a_3 e^{-a_4 t_j} + \dots + a_{m-1} e^{-a_m t_j} \right) \right)^2 \rightarrow \min, \end{aligned} \quad (3.22)$$

где $h_u(t_j)$ – значение переходной характеристики в j -й момент времени; $h_{au}(t_j)$ – расчетное значение в тот же момент времени.

Коэффициенты переходной характеристики (3.22) находятся в результате решения системы уравнений, в основе которых лежит задача определения экстремума по каждому неизвестному коэффициенту a_i :

$$\frac{\partial J(a_i)}{\partial a_i} = 0, \quad i = 1, \dots, m. \quad (3.23)$$

Основной трудностью данного метода является выбор переходной характеристики, а также начальных условий, что не всегда является очевидным. Кроме того, изменение вида переходной характеристики вызывает изменение системы уравнений (3.23), что усложняет алгоритм и процесс автоматизированного расчета. Следует также отметить, что все численные методы решения систем нелинейных уравнений сильно зависят от начального приближения.

Для аппроксимации МНК выбрано несколько переходных характеристик и произведен расчет параметров передаточной функции с целью определения оптимального варианта. Результаты вычислений представлены в таблице 3.1.

Таблица 3.1 – Результаты расчетов МНК для СЭП ТНПА

Вид переходной характеристики	Передаточная функция	$\delta, \%$
1. $h_{au}(t) = 1 + a_1 e^{-a_2 t} - a_3 e^{-a_4 t}$, $a_1 = \frac{T_1}{T_2 - T_1}; \quad a_2 = \frac{1}{T_1};$ $a_3 = \frac{T_2}{T_2 - T_1}; \quad a_4 = \frac{1}{T_2}$	$W(s) = \frac{0,923}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}$, $T_1 = 0,0006 \text{ с}, T_2 = 0,0078 \text{ с}$	4,6
2. $h_{au}(t) = 1 - (1 + a_1 t) e^{-a_1 t}$, $a_1 = \frac{1}{T}$	$W(s) = \frac{0,923}{(Ts + 1)^2}$, $T = 0,0042 \text{ с}$	5,9
3. $h_{au}(t) = 1 - \left(1 + a_1 t + \frac{a_1^2 t^2}{2}\right) e^{-a_1 t}$, $a_1 = \frac{1}{T}$	$W(p) = \frac{0,923}{(Ts + 1)^3}$, $T = 0,0026 \text{ с}$	6,8
4. $h_{au}(t) = 1 - a_1 e^{-a_2 t} + (a_3 + a_4 t) e^{-a_5 t}$, $a_1 = \frac{T_1^2}{(T_1 - T_2)^2}; \quad a_2 = \frac{1}{T_1};$ $a_3 = \frac{(2T_1 - T_2)T_2}{(T_1 - T_2)^2}; \quad a_4 = \frac{1}{T_1 - T_2}; \quad a_5 = \frac{1}{T_2}$	$W(s) = \frac{0,923}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)^2}$, $T_1 = 0,0078 \text{ с}, T_2 = 0,0045 \text{ с}$	4,5

Вид переходной характеристики	Передаточная функция	$\delta, \%$
5. $h_{au}(t) = 1 - \frac{a_1 e^{-a_2 t} \sin(a_3 t - a_4) - a_5 e^{-a_6 t}}{1}$ $a_1 = \frac{1}{a_3 \sqrt{T^2 (1 - 2a_2 T_1) + T_1^2}};$ $a_2 = \frac{\xi}{T}; \quad a_3 = \frac{\sqrt{1 - \xi^2}}{T};$ $a_4 = \arctg\left(\frac{a_3 T_1}{1 - a_2 T_1}\right) - \arctg\left(\frac{a_3}{a_2}\right);$ $a_5 = \frac{T_1^2}{T^2 (1 - 2a_2 T_1) + T_1^2}; \quad a_6 = \frac{1}{T_1}$	$W(s) = \frac{0,923}{(T_1 s + 1)(T^2 s^2 + 2\xi T s + 1)}$ $T_1 = 0,0006 \text{ с}, \quad T = 0,0055 \text{ с},$ $\xi = 0,82$	5,5

Как показали расчеты, наиболее приемлемым вариантом является аппроксимация переходной характеристики передаточной функцией, представляющей собой соединение колебательного и апериодического звеньев. Графики экспериментальной $h_u(t)$ и переходных $h_{au}(t)$ характеристик, построенных по передаточным функциям, полученным в результате аппроксимации переходной характеристики МНК, представлены на рисунках 3.8, 3.9.

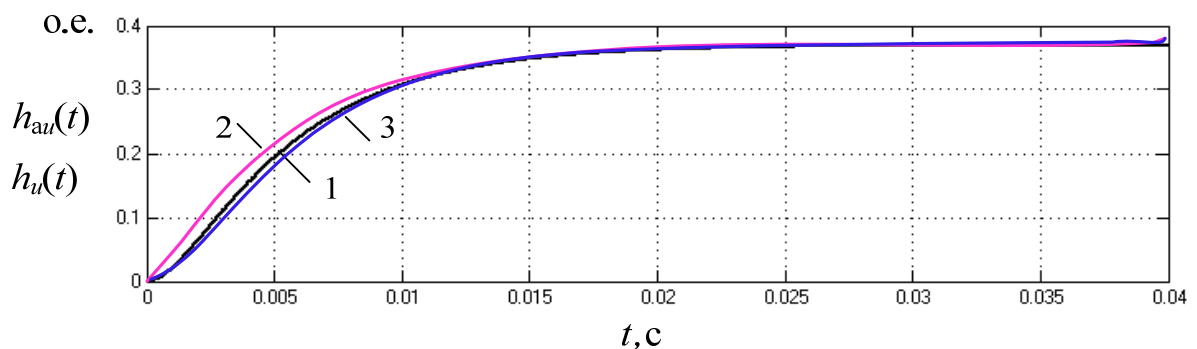


Рисунок 3.8 – Экспериментальная $h_u(t)$ (кривая 1) и переходные $h_{au}(t)$ характеристики (кривая 2 – ПФ 1; кривая 3 – ПФ 2 из таблицы 3.1)

Переходные характеристики, построенные по формулам, представленным в таблице 3.1, с точностью до 98 % совпадают с экспериментальной, в то время как эти же характеристики, построенные через полученные передаточные функции,

дают определенную погрешность (см. таблицу 3.1). Поэтому найденные значения постоянных времени необходимо корректировать для повышения точности расчета.

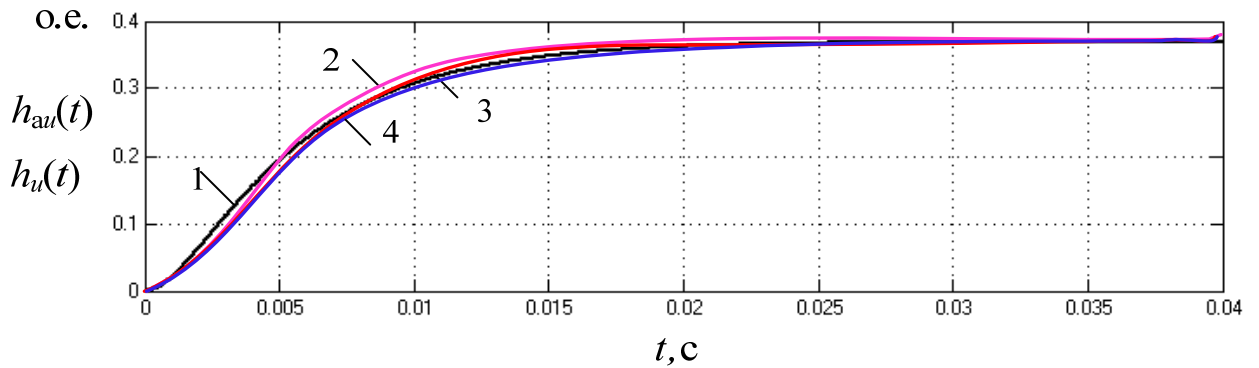


Рисунок 3.9 – Экспериментальная $h_u(t)$ (кривая 1) и переходные $h_{au}(t)$ характеристики (кривая 2 – ПФ 3; кривая 3 – ПФ 4; кривая 4 – ПФ 5 из таблицы 3.1)

В результате проведенных исследований определены передаточные функции для заданной переходной характеристики, а также выполнена оценка точности аппроксимации выбранными методами.

Хотя метод наименьших квадратов дает точные результаты при нахождении коэффициентов переходной характеристики, наиболее рациональным и универсальным алгоритмом с точки зрения минимизации вычислительных затрат в цифровых регуляторах для аппроксимации исходной модели СЭП является алгоритм, основанный на методе площадей, применение которого дает незначительную погрешность.

Проведенные исследования позволили выбрать наиболее приемлемый по точности и практической реализации метод аппроксимации экспериментальной характеристики выходного напряжения реальной системы электропитания глубоководного аппарата. При определенных допущениях таким методом является метод площадей, позволяющий организовать эффективные алгоритмы определения параметров передаточной функции разомкнутой системы электропитания.

3.3 Синтез модального регулятора напряжения в системе электропитания при изменении параметров кабель-троса и полезной нагрузки

В предыдущем подразделе диссертации предложена методика получения передаточных функций разомкнутой СЭП, а также определен вид и порядок передаточных функций, позволяющих с достаточной точностью описать выходные переменные в системе. Следует отметить, что для определения параметров передаточных функций также можно использовать методы, изложенные в работах Александрова И.А., Алексева А.С., Черепанова О.И., Алексева А.А., Анисимова Д.Н. [161, 162, 163, 164, 165].

Синтез регулятора по желаемой передаточной функции, в том числе и модальный синтез, основан на условии устойчивости, согласно которому исследуется распределение корней характеристического полинома замкнутой системы. При этом корни зависят от коэффициентов характеристического уравнения, следовательно, модальное управление – это целенаправленное изменение корней характеристического уравнения объекта для обеспечения требований, предъявляемых к качеству переходных процессов в замкнутой системе [166, 167].

Передаточная функция устойчивого объекта управления при построении регулятора с использованием желаемой передаточной функции задается в виде:

$$W_0(s) = \frac{P(s)}{R(s)} = \frac{P^-(s)P^+(s)}{R^-(s)R^+(s)}, \quad (3.24)$$

где $P^-(s), R^-(s)$ – полиномы с левыми нулями; $P^+(s), R^+(s)$ – полиномы с правыми и нейтральными нулями. При этом желаемая передаточная функция замкнутой системы $W_{ж}(s)$ должна быть физически осуществима, т.е. удовлетворять следующим условиям:

$$W_{ж}(s) = \frac{P^+(s)M(s)}{G(s)}; \quad 1 - W_{ж}(s) = \frac{R^+(s)N(s)}{G(s)}, \quad (3.25)$$

где $G(s)$ – знаменатель желаемой передаточной функции, порядок и коэффициенты которого определяются требованиями к качеству переходного процесса проектируемой системы; $M(s), N(s)$ – полиномы, коэффициенты которых можно найти из полиномиального уравнения [113]:

$$P^+(s)M(s) + R^+(s)N(s)s^r = G(s). \quad (3.26)$$

Передаточная функция регулятора, позволяющего обеспечить желаемое расположение корней характеристического уравнения замкнутой системы, представляется в виде [145]:

$$W_p(s) = \frac{R^-(s)M(s)}{P^-(s)N(s)s^r}, \quad (3.27)$$

где r – порядок астатизма относительно возмущения.

Применительно к рассматриваемой СЭП синтезируемый регулятор должен обеспечивать следующие параметры переходного процесса выходного напряжения, вызванного изменением нагрузки:

- при времени регулирования $t_p = 20$ мс отклонение напряжения на нагрузке от установившегося значения не должно превышать $\Delta = \pm 10\%$;
- величина перерегулирования σ должна составлять не более 20 %.

В литературе приводятся стандартные нормированные передаточные функции в виде:

$$W_H(q) = \frac{b'_0 q^m + b'_1 q^{m-1} + \dots + b'_m}{q^n + a'_1 q^{n-1} + \dots + a'_{n-1} q + 1}, \quad (3.28)$$

для которых определены полиномы знаменателей $G(s)$ 1–8-го порядков, время регулирования и перерегулирования, а также представлены соответствующие им графики переходных процессов [168, 169]. В зависимости от характеристического полинома нормированные передаточные функции разделяют на четыре типа: биномиальные, арифметические, геометрические и колебательные [170]. Желаемая передаточная функция приводится к виду:

$$W_{\text{ж}}(s) = \frac{b_0 s^m + b_1 s^{m-1} + \dots + b_m}{a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + 1}, \quad (3.29)$$

при этом связь между ее коэффициентами и коэффициентами нормированной передаточной функции представляется в виде следующих соотношений:

$$\begin{aligned} q &= \alpha s, \quad b_i = b'_i \alpha^{m-i}, \quad i = 0, 1, \dots, m; \\ a_0 &= \alpha^n, \quad a_k = a'_k \alpha^{n-k}, \quad a_n = 1, \quad k = 1, 2, \dots, n-1. \end{aligned} \quad (3.30)$$

Коэффициент $\alpha = t_p / \tau_p$, следовательно, при вычислении коэффициентов по формулам (3.30) будет обеспечено требуемое время регулирования t_p .

При выборе характеристического полинома обычно рассматриваются следующие типы передаточных функций: с одинаковыми полюсами; с одинаковой действительной частью; с полиномами Баттерворта.

Все эти передаточные функции не имеют нулей, их числители являются константами, что позволяет обеспечить простоту реализации синтезируемого регулятора.

Нормированная передаточная функция с одинаковыми полюсами записывается в виде:

$$W_H(q) = \frac{1}{(q+1)^n}, \quad (3.31)$$

а ее характеристический полином представляет собой бином Ньютона. Для $n = 3$ характеристический полином запишется в виде $G(q) = q^3 + 3q^2 + 3q + 1$, при этом $\tau_p = 6,2$ с. Для заданного времени регулирования $t_p = 0,02$ с определяется коэффициент $\alpha = 3,226 \cdot 10^{-3}$.

Следовательно, по формулам (3.30) можно определить коэффициенты:

$$a_0 = \alpha^3 = 3,357 \cdot 10^{-8}, \quad a_1 = 3\alpha^2 = 3,122 \cdot 10^{-5}, \quad a_2 = 3\alpha = 9,677 \cdot 10^{-3}, \quad a_3 = 1$$

и записать характеристический полином:

$$G(s) = 3,357 \cdot 10^{-8} s^3 + 3,122 \cdot 10^{-5} s^2 + 9,677 \cdot 10^{-3} s + 1.$$

При $n = 2$ нормированный полином $G(q) = q^2 + 2q + 1$ и время регулирования составляет $\tau_p = 4,6$ с.

На рисунке 3.10 приведены графики переходных характеристик, построенные для передаточных функций с одинаковыми полюсами,

коэффициенты которых пересчитывались при варьировании времени регулирования для выбора оптимального переходного процесса.

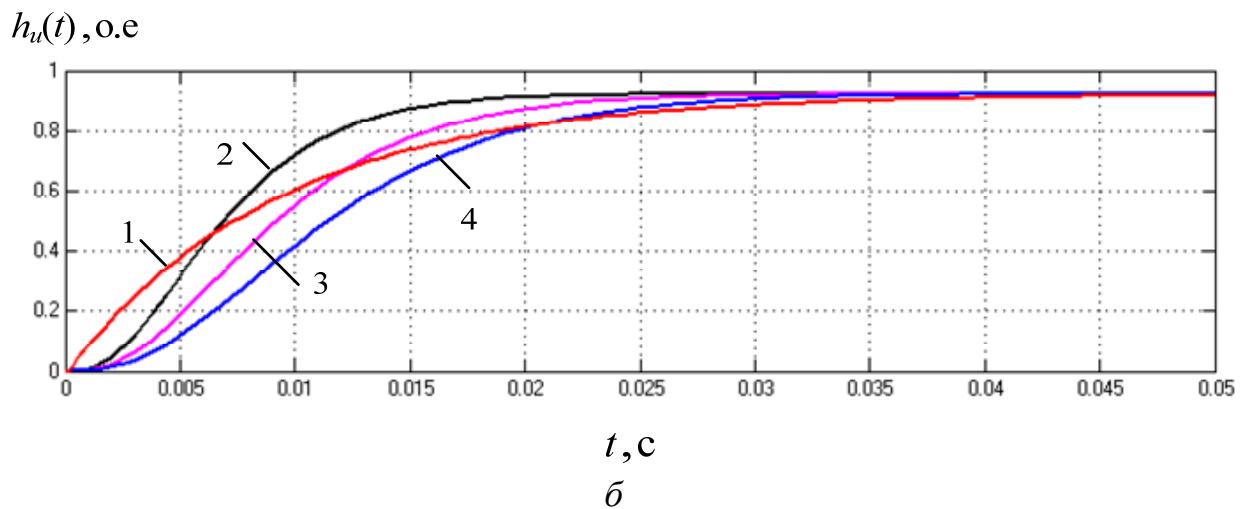
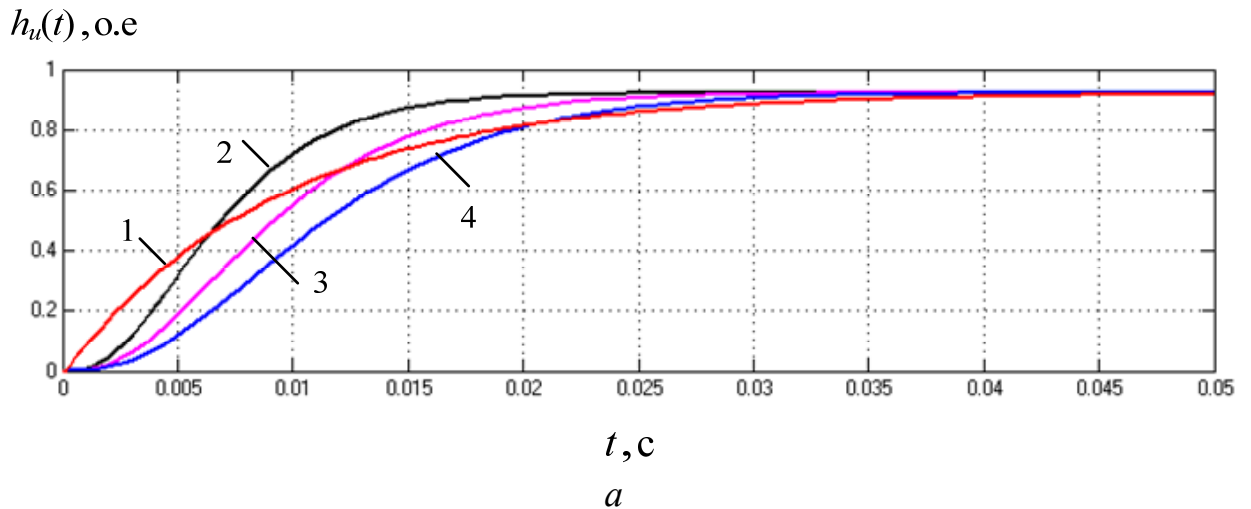


Рисунок 3.10 – Переходные характеристики для ПФ с одинаковыми полюсами: *a* – $n = 3$; *б* – $n = 2$ (кривая 1 – характеристика исследуемой системы мощностью 47 кВт; кривая 2 – при $t_p = 0,015$ с; кривая 3 – $t_p = 0,02$ с; кривая 4 – $t_p = 0,025$ с)

Как следует из представленных графиков, передаточные функции с одинаковыми полюсами обладают монотонными переходными характеристиками, при этом уменьшение времени регулирования вызывает увеличение перерегулирования в системе. Для дальнейшего исследования выбран характеристический полином второй степени с временем регулирования 0,02 с.

Характеристический полином третьего порядка для нормированной передаточной функции, полюса которой имеют одинаковые действительные

части, а мнимые части образуют арифметическую прогрессию, представляется в виде: $G(q) = q^3 + 2,05q^2 + 2,3q + 1$ при этом $\tau_p = 4$ с, полином второго порядка – $G(q) = q^2 + 1,38q + 1$ при $\tau_p = 3,2$ с. Переходные характеристики, построенные по данным полиномам при выбранном времени регулирования 0,02 с, представлены на рисунке 3.11.

Анализ кривых на рисунке 3.11 позволяет сделать вывод, что при заданном одинаковом времени регулирования быстродействие выше у передаточных функций с одинаковыми полюсами.

Фильтры Баттерворта имеют максимально плоскую амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) в полосе пропускания и монотонную характеристику в полосе задерживания. Это полиномиальные фильтры, характеризующиеся отсутствием нулей в передаточных функциях [170].

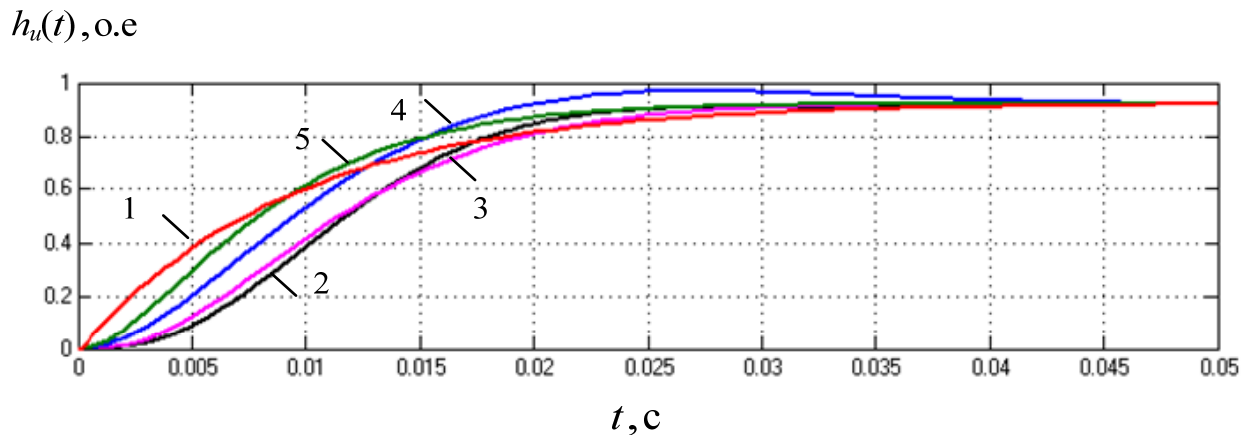


Рисунок 3.11 – Переходные характеристики для $t_p = 0,02$ с:

1 – характеристика исследуемой системы 47 кВт; 2 – для ПФ третьего порядка с одинаковой действительной частью; 3 – для ПФ третьего порядка с одинаковыми полюсами; 4 – для ПФ второго порядка с одинаковой действительной частью; 5 – для ПФ второго порядка с одинаковыми полюсами

Передаточная функция фильтра Баттерворта записывается в виде:

$$W_b(s) = \frac{G_0}{\prod_{k=1}^n (s - s_k) / \omega_c}, \quad (3.32)$$

где G_0 – коэффициент усиления постоянной составляющей (на нулевой частоте); n – порядок фильтра; ω_c – частота среза (частота, на которой амплитуда равна -3 дБ); s_k – полюса передаточной функции, которые располагаются на круге радиуса ω_c равноудаленно друг от друга в левой полуплоскости. При этом k -й полюс можно определить по формуле:

$$s_k = \omega_c e^{\frac{j(2k+n-1)\pi}{2n}}, \quad (3.33)$$

где $k = 1, 2, 3, \dots, n$.

Полиномы Баттерворта обычно записываются в виде соотношений с вещественными коэффициентами и нормируются по частоте среза $\omega_c = 1$ [170, 171]. Таким образом, нормированные полиномы Баттерворта записываются в виде:

$$B_n(s) = \prod_{k=1}^{n/2} \left[s^2 - 2s \cos\left(\frac{2k+n-1}{2n}\pi\right) + 1 \right], \quad n - \text{четно}; \quad (3.34)$$

$$B_n(s) = (s+1) \prod_{k=1}^{\frac{n-1}{2}} \left[s^2 - 2s \cos\left(\frac{2k+n-1}{2n}\pi\right) + 1 \right], \quad n - \text{нечетно}. \quad (3.35)$$

Для выбора желаемой передаточной функции рассматривались полиномы второго и третьего порядков. В таблице 3.2 приведены пересчитанные характеристические полиномы при различных частотах среза. Частота среза выбиралась по логарифмической АЧХ исследуемой системы.

На основании полученных полиномов построены переходные характеристики, анализ которых, подтвердил, что с ростом частоты среза уменьшается время переходного процесса, но возрастает величина перерегулирования и колебательность системы.

Проведенные исследования показали, что рост порядка фильтра приводит к увеличению перерегулирования и колебательности системы. Также с повышением порядка фильтра увеличивается длительность переходного процесса (рисунок 3.12).

Таблица 3.2 – Коэффициенты полиномов Баттерворта

ω_c , рад/с	$n=3$
200	$1,25 \cdot 10^{-7} s^3 + 5 \cdot 10^{-5} s^2 + 0,01s + 1$
250	$6,4 \cdot 10^{-8} s^3 + 3,2 \cdot 10^{-5} s^2 + 8,2 \cdot 10^{-3} s + 1$
300	$3,704 \cdot 10^{-8} s^3 + 2,22 \cdot 10^{-5} s^2 + 6,667 \cdot 10^{-3} s + 1$
	$n=2$
200	$2,5 \cdot 10^{-5} s^2 + 7 \cdot 10^{-3} s + 1$
250	$1,6 \cdot 10^{-5} s^2 + 6,6 \cdot 10^{-3} s + 1$
300	$1,1 \cdot 10^{-5} s^2 + 4,7 \cdot 10^{-3} s + 1$

С учетом этих положений для дальнейшего синтеза регулятора выбран полином второй степени с частотой среза 250 рад/с. При построении регуляторов можно также использовать передаточные функции с одинаковыми полюсами при $t_p = 0,02$ с.

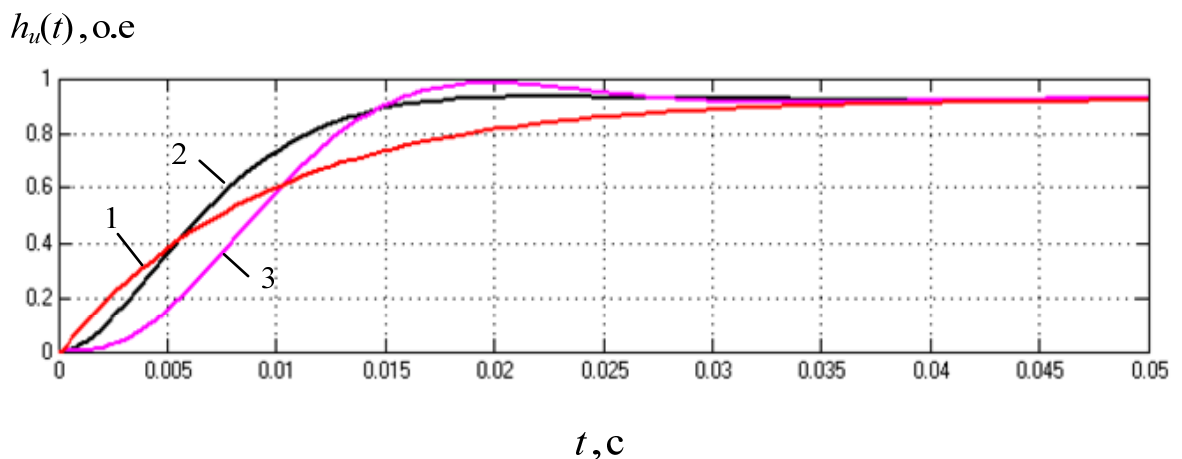


Рисунок 3.12 – Переходные характеристики для фильтра Баттерворта при $\omega_c = 250$ рад/с: 1 – характеристика исследуемой системы; 2 – $n=2$; 3 – $n=3$

После того как выбран характеристический полином желаемой передаточной функции, следует провести проверку физической осуществимости синтезируемого регулятора по соотношениям:

$$n_G \leq n_M + n_N + 1;$$

$$n_{R^-} + n_M \leq n_{P^-} + n_N + r; \quad (3.36)$$

$$n_G = n_{R^+} + n_N + r,$$

где n_G – порядок нормированного полинома желаемой функции; n_{R^-}, n_{P^-} – порядок полиномов с отрицательными нулями и полюсами; n_{R^+} – порядок полинома с нейтральными и положительными нулями; n_M, n_N – порядок неопределенных полиномов; r – порядок относительно возмущения, определяющий порядок астатизма синтезируемой системы.

Таким образом, алгоритм синтеза передаточной функции регулятора методом желаемой передаточной функции можно записать в следующем виде.

1. С учетом требований к качеству переходных процессов в синтезируемой системе определить порядок астатизма регулятора.

2. Определить порядок синтезируемой системы управления из условия:

$$n_G - (n_{R^-} + n_{R^+}) \geq n_{R^+} - n_{P^-} + r - 1. \quad (3.37)$$

3. Подобрать нормированную передаточную функцию с учетом требований к перерегулированию и характеру переходного процесса.

4. Рассчитать параметры желаемой передаточной функции по формулам (3.30).

5. Из условий (3.36) определить порядки n_N и n_M полиномов $M(s)$ и $N(s)$.

6. Из полиномиального уравнения (3.26) определить неизвестные коэффициенты полиномов $M(s)$ и $N(s)$.

7. Составить передаточную функцию регулятора по формуле:

$$W_p(s) = \frac{R^-(s) M(s)}{P^-(s) N(s) s^r}. \quad (3.38)$$

Метод синтеза регулятора по желаемой передаточной функции реализован при построении системы стабилизации напряжения $U_{Cd}(t)$ на нагрузке, представленной активным сопротивлением R_n (рисунок 3.13).

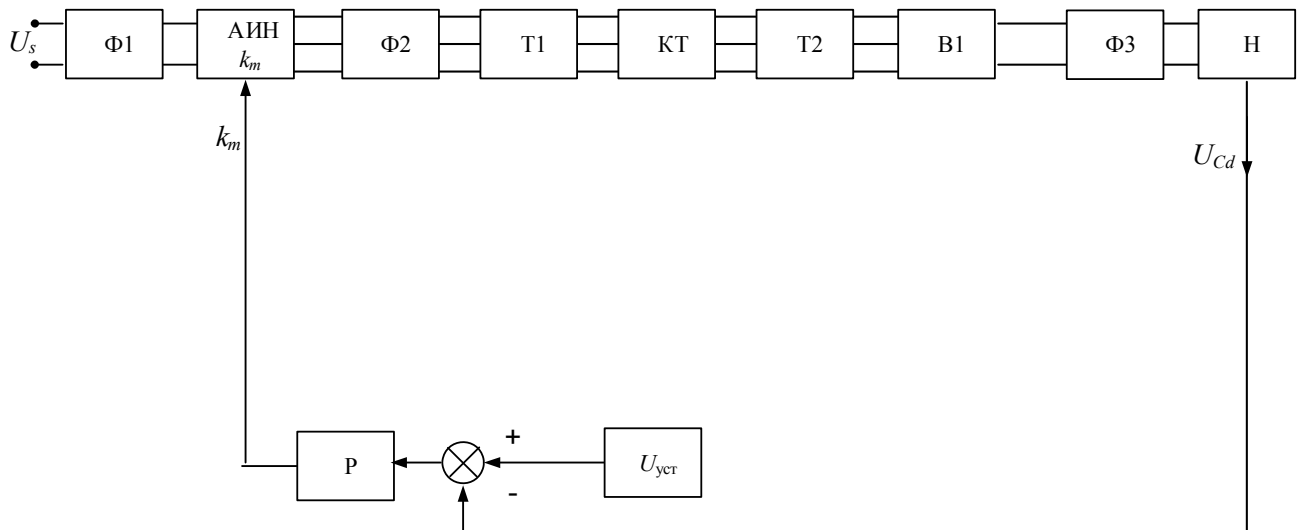


Рисунок 3.13 – Вариант структуры СЭП с обратной связью по напряжению на нагрузке

На рисунке обозначено: $\Phi 1$, $\Phi 2$, $\Phi 3$ – Г-образные LC-фильтры; $T1$, $T2$ – трехфазные трансформаторы; KT – кабель-трос; АИН – автономный инвертор напряжения с коэффициентом модуляции k_m ; H – нагрузка; P – регулятор. Напряжение уставки $U_{уст}$ задавалось равным номинальному напряжению, значение которого для системы электропитания мощностью 47 кВт соответствует 600 В.

Для дальнейшего синтеза регулятора выбраны передаточные функции с двумя полюсами, что позволяет значительно упростить вид регулятора без потери качества стабилизации.

По переходной характеристике, представляющей собой отношение напряжения на нагрузке ко входному напряжению без учета фильтра на входе автономного инвертора напряжения при коэффициенте модуляции, равном 0,7 построены передаточные функции при номинальном сопротивлении нагрузки

$$R_n = R_{нном} :$$

$$W(s) = \frac{0,923}{8,7 \cdot 10^{-7} s^2 + 9,36 \cdot 10^{-3} s + 1} = \frac{R(s)}{P(s)},$$

а также в режиме, близком к холостому ходу ($R_n = 10R_{нном}$):

$$W(s) = \frac{1,69}{0,1 \cdot 10^{-4} s^2 + 1,57 \cdot 10^{-2} s + 1} = \frac{R(s)}{P(s)}$$

Для выбранных передаточных функций по вышеизложенной методике синтезировано несколько регуляторов, в основу которых положены полиномы Баттерворта и полиномы Ньютона. Работа регуляторов проверялась на имитационной модели системы электропитания телеуправляемого подводного аппарата.

Синтезированные по методу желаемой передаточной функции регуляторы представлены в таблице 3.3.

Таблица 3.3 – Регуляторы, синтезируемые по методу желаемой передаточной функции для СЭП 47 кВт

ω_c , рад/с	Регуляторы на основе полиномов Баттерворта
	$R_n = 10R_{нНОМ}$
250	$\frac{0,1 \cdot 10^{-4} s^2 + 1,57 \cdot 10^{-2} s + 1}{1,69(1,6 \cdot 10^{-5} s^2 + 6,6 \cdot 10^{-3} s)}$
	$R_n = R_{нНОМ}$
250	$\frac{8,7 \cdot 10^{-7} s^2 + 9,36 \cdot 10^{-3} s + 1}{0,923(1,6 \cdot 10^{-5} s^2 + 6,6 \cdot 10^{-3} s)}$
t_p , с	Регуляторы на основе полиномов Ньютона
	$R_n = 10R_{нНОМ}$
0,02	$\frac{0,1 \cdot 10^{-4} s^2 + 1,57 \cdot 10^{-2} s + 1}{1,69(1,89 \cdot 10^{-5} s^2 + 8,7 \cdot 10^{-3} s)}$
0,025	$\frac{0,1 \cdot 10^{-4} s^2 + 1,57 \cdot 10^{-2} s + 1}{1,69(2,954 \cdot 10^{-5} s^2 + 0,011s)}$
	$R_n = R_{нНОМ}$
0,02	$\frac{8,7 \cdot 10^{-7} s^2 + 9,36 \cdot 10^{-3} s + 1}{0,923(1,89 \cdot 10^{-5} s^2 + 8,7 \cdot 10^{-3} s)}$
0,025	$\frac{8,7 \cdot 10^{-7} s^2 + 9,36 \cdot 10^{-3} s + 1}{0,923(2,954 \cdot 10^{-5} s^2 + 0,011s)}$

В результате проведенных исследований было установлено, что один регулятор не позволяет отработать весь диапазон изменения нагрузки и обеспечить заданные требования к точности стабилизации напряжения на нагрузке СЭП. При этом регуляторы, построенные на основании полиномов Баттерворта, обеспечивают более высокую точность стабилизации.

Так, регулятор, построенный на основании полинома Баттерворта при частоте среза $\omega_c = 250$ рад/с и передаточной функции, снятой для номинального режима, обеспечивает приемлемое качество стабилизации выходного напряжения при изменении сопротивления нагрузки от $0,95R_{\text{нном}}$ до $2,9R_{\text{нном}}$, при дальнейшем снижении нагрузки точность стабилизации становится неудовлетворительной. При построении регулятора по ПФ, полученной для режима холостого хода, требования к качеству стабилизации будут обеспечиваться при изменении сопротивления нагрузки только в интервале от $10R_{\text{нном}}$ до $3R_{\text{нном}}$.

Решением проблемы может стать регулятор с изменяемыми параметрами в соответствии с нагрузочными режимами работы. Таким образом, необходимо синтезировать, как минимум, два регулятора, каждый из которых будет настроен для определенного режима работы системы. Например, первый регулятор работает в режиме пониженных нагрузок при изменении сопротивления от $10R_{\text{нном}}$ до $3R_{\text{нном}}$, второй должен обеспечивать стабилизацию напряжения при изменении R_n от $2,9R_{\text{нном}}$ до $0,95R_{\text{нном}}$.

На рисунке 3.14 представлена кривая напряжения на нагрузке при действии регулятора с переменными параметрами, синтезированного на основании полиномов Баттерворта с частотой среза 250 рад/с (см. таблицу 3.3).

При моделировании принималось, что включение системы электропитания происходит, когда ТНПА работает в режиме, близком к холостому ходу ($R_n = 10R_{\text{нном}}$), при этом регулятор, настроенный на данный режим, стабилизирует напряжение в соответствии с заданными требованиями (см. рисунок 3.14).

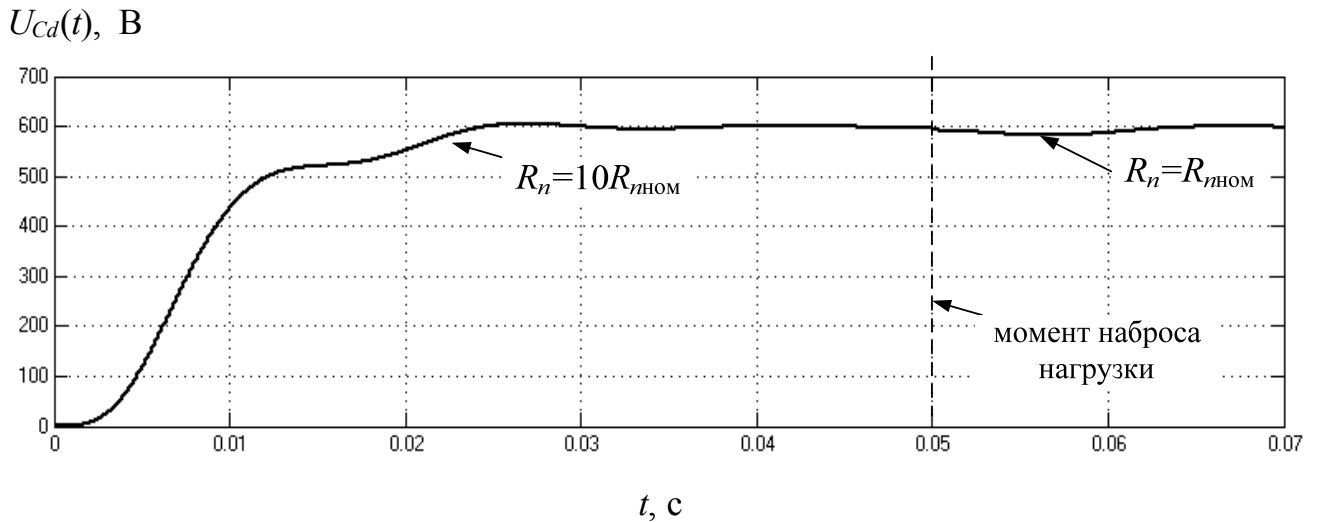


Рисунок 3.14 – Напряжение на нагрузке при действии регулятора с изменяющимися параметрами при изменении нагрузки от холостого хода до номинального значения (СЭП 47 кВт)

Затем, в момент времени $t = 50$ мс, нагрузка увеличивается до номинальной, параметры регулятора изменяются и начинается новый процесс стабилизации. Для данного режима величина перерегулирования составляет меньше 10 %, а через 20 мс после подключения номинальной нагрузки точность стабилизации составляет 98 %. Схема системы электропитания с комбинированным регулятором представлена на рисунке 3.15.

Регулятор P1, настроенный на режим пониженных нагрузок, позволяет стабилизировать напряжение при изменении нагрузки от $10R_{\text{нном}}$ до $3R_{\text{нном}}$ с погрешностью от 1 до 10 %. Регулятор P2, настроенный на режим номинальных нагрузок, сопротивление которых меняется от $2,9R_{\text{нном}}$ до $0,95R_{\text{нном}}$, обеспечивает заданные требования к качеству напряжения, при этом погрешность через 10 мс после начала переключения не превышает 10 %.

Для системы электропитания мощностью 21 кВт по желаемой передаточной функции на основании полинома Баттерворта второго порядка ($\omega_c = 250$ рад/с) также синтезирован комбинированный регулятор, позволяющий стабилизировать напряжение на нагрузке в заданных пределах (таблица 3.4).

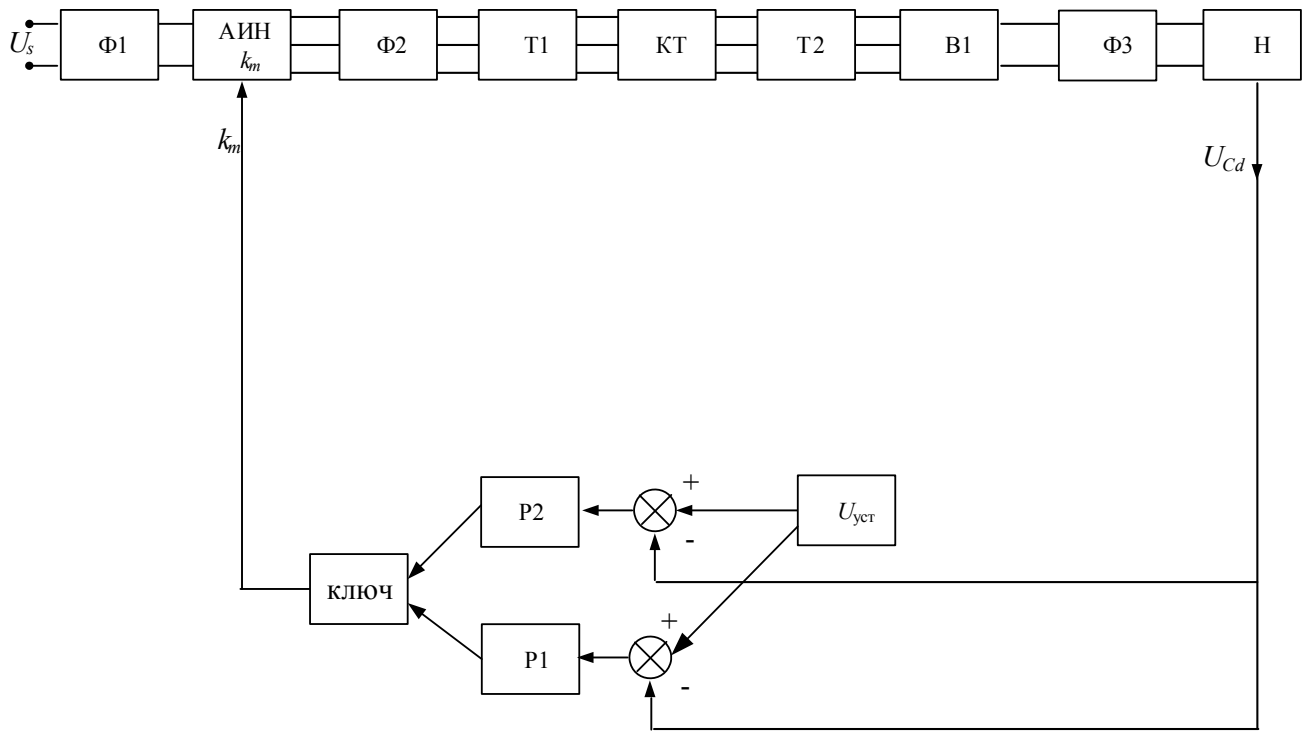


Рисунок 3.15 – Схема системы электропитания с комбинированным регулятором

Таблица 3.4 – Регуляторы для системы мощностью 21 кВт

Регуляторы на основе полинома Баттерворта	
$3R_{нНОМ} \leq R_n \leq 10R_{нНОМ}$	$\frac{0,23 \cdot 10^{-4} s^2 + 1,3 \cdot 10^{-2} s + 1}{1,6 \cdot 10^{-5} s^2 + 6,6 \cdot 10^{-3} s}$
$0,95R_{нНОМ} \leq R_n \leq 2,9R_{нНОМ}$	$\frac{7,66 \cdot 10^{-6} s^2 + 5,83 \cdot 10^{-3} s + 1}{0,37(1,6 \cdot 10^{-5} s^2 + 6,6 \cdot 10^{-3} s)}$

Результаты работы комбинированного регулятора (см. рисунок 3.15) в СЭП, мощностью 21 кВт, представлены на рисунке 3.16. Включение системы производится в режиме, близком к холостому ходу, через 40 мс подключается номинальная нагрузка и начинает действовать регулятор, настроенный на данный режим работы. Предложенный регулятор обеспечивают стабилизацию напряжения системы электропитания с погрешностью не более 10 % в установившемся режиме. При этом перерегулирование не превышает 20 % через 10 мс после начала переходного процесса.

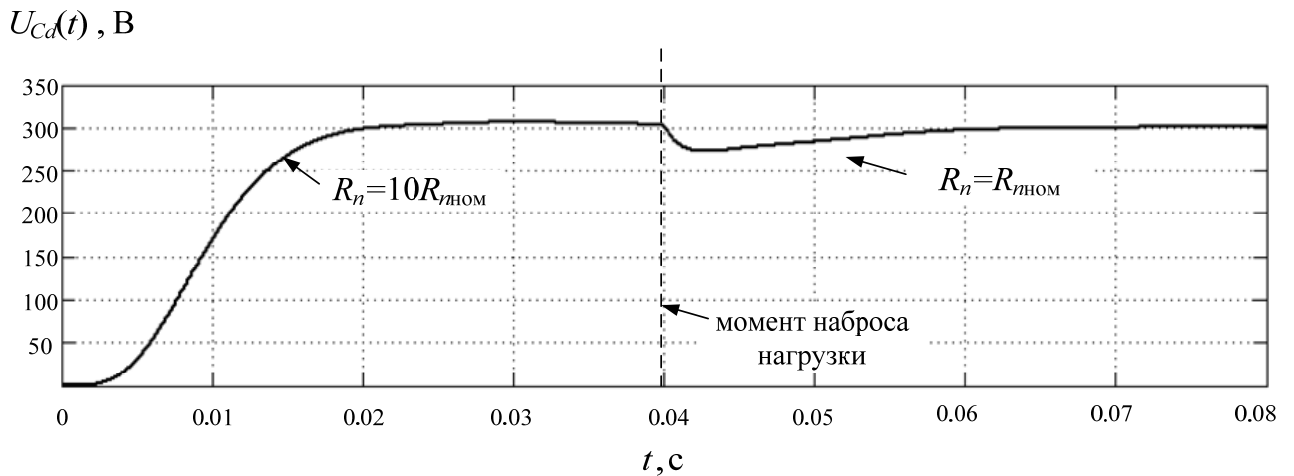


Рисунок 3.16 – Напряжение на нагрузке при действии регулятора с изменяющимися параметрами при изменении нагрузки от холостого хода до номинального значения (СЭП 21 кВт)

В результате проведенных исследований установлено, что для синтеза регулятора по методу желаемой передаточной функции в качестве характеристического полинома предпочтительно выбирать полином Баттерворта при частоте среза 250 рад/с. Использование предложенного полинома позволяет обеспечить заданную длительность переходного процесса без значительного перерегулирования.

Для расширения пределов стабилизации напряжения систем электропитания мощностью 47 кВт и 21 кВт по методу желаемой передаточной функции синтезирован комбинированный регулятор, состоящий из двух регуляторов, один из которых настроен на работу в режиме пониженных нагрузок, второй – на режим номинальных нагрузок. Работа предложенного регулятора позволяет стабилизировать напряжение в заданных пределах во всем диапазоне изменения нагрузки.

3.4 Стабилизирующий регулятор напряжения системы электропитания с отрицательной обратной связью по измеряемым переменным состояниям

Для регулирования выходных переменных объекта управления можно использовать классический ПИД-закон или его модификации, реализуемые в

прямом канале формирования управляющего воздействия АИН системы электропитания. Рассмотрим вариант построения оптимального ПИ-регулятора в СЭП при стабилизации напряжения на конденсаторе АИН или питающего напряжения на нагрузке для модели, полученной на основе передаточных функций.

Для структуры СЭП с ПИ-регулятором в прямом канале формирования управляющего воздействия (рисунок 3.17) запишем в общей форме модель замкнутой системы с регулированием выходной переменной $y(t)$ [172].

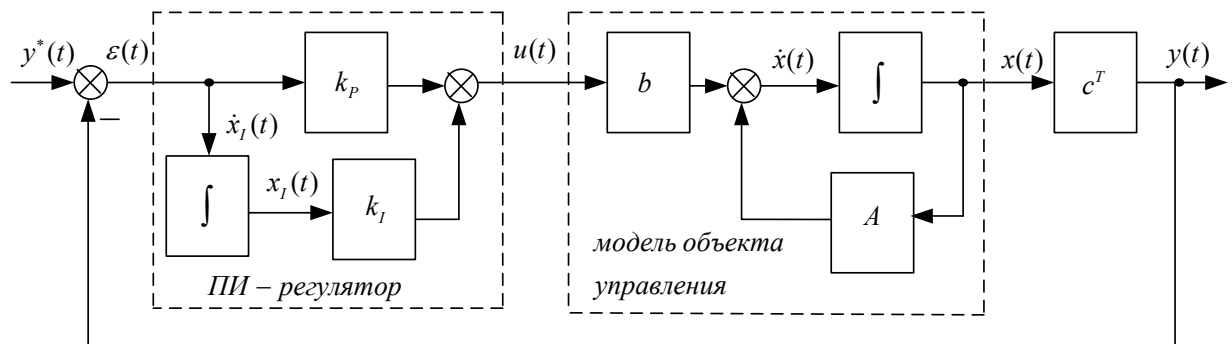


Рисунок 3.17 – Структурная схема замкнутой СЭП на основе линеаризованной модели в пространстве состояний

При описании системы электропитания будем использовать аппроксимацию ее многомерной модели передаточными функциями (см. подразд. 3.2) и преобразование в векторно-матричное уравнение. Очевидно, что при таком преобразовании, кроме управляющего воздействия и выходной переменной, необходимо ввести дополнительные переменные состояния, определяемые порядком полинома знаменателя передаточной функции.

Примем обозначения: $y^*(t)$ – задающее значение измеряемой переменной состояния; $\varepsilon(t)$ – ошибка регулирования; k_p , k_I – параметры пропорциональной и интегральной составляющих закона регулирования.

Для синтеза оптимального регулятора будем использовать линейную математическую модель СЭП со стационарными параметрами, которая в

пространстве состояний представляет собой векторно-матричное уравнение [173, 174, 175, 176]:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + bu(t), \quad (3.39)$$

где $x(t)$ – n -мерный вектор переменных состояния линейной модели СЭП; A – матрица $n \times n$ стационарных параметров модели системы; b – n -мерный вектор стационарных параметров управляющего воздействия; $u(t)$ – скалярное управляющее воздействие (выходная переменная регулятора).

Уравнение для определения измеряемого регулируемого напряжения как непосредственно в системе электропитания, так и в ее модели (3.39) имеет вид:

$$y(t) = c^T x(t), \quad (3.40)$$

где $y(t)$ – скалярная измеряемая переменная; c^T – вектор-строка, элементы которой характеризуют свойства датчиков для измерения переменных состояния $x(t)$ системы электропитания.

Пропорционально-интегральный закон формирования управляющего воздействия $u(t)$ на произвольном интервале времени $[t_0, t]$ записывается следующим уравнением:

$$u(t) = k_P \varepsilon(t) + k_I \int_{t_0}^t \varepsilon(\tau) d\tau, \quad (3.41)$$

где t_0 – момент времени начального состояния объекта управления.

Введем дополнительную переменную состояния $x_I(t)$, соответствующую выходной переменной интегратора:

$$x_I(t) = \int_{t_0}^t \varepsilon(\tau) d\tau. \quad (3.42)$$

Для включения переменной $x_I(t)$ в состав дифференциального уравнения (3.39) запишем производную $\dot{x}_I(t)$, которая равна ошибке регулирования $\varepsilon(t)$:

$$\dot{x}_I(t) = \varepsilon(t) = y^*(t) - y(t) = y^*(t) - c^T x(t). \quad (3.43)$$

Объединяя уравнения (3.39) и (3.43), представим модель СЭП в расширенном пространстве переменных состояния $[x(t), x_I(t)]^T$:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{x}_I(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Ax(t) + bu(t) \\ y^*(t) - c^T x(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -c^T & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ x_I(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b \\ 0 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} y^*(t). \quad (3.44)$$

Используя в качестве линеаризованной модели разомкнутой СЭП передаточную функцию второго порядка (см. подразд. 3.2), уравнение (3.44) можно представить в виде:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \dot{x}_I(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -a_1 & -a_2 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_I(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ b_1 \\ 0 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} y^*(t). \quad (3.45)$$

С учетом соотношений (3.42) и (3.43) запишем выражение (3.41) для управляющего воздействия:

$$\begin{aligned} u(t) &= k_P (y^*(t) - c^T x(t)) + k_I x_I(t) = -k_P c^T x(t) + k_I x_I(t) + k_P y^*(t) = \\ &= \begin{bmatrix} -k_P c^T & k_I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ x_I(t) \end{bmatrix} + k_P y^*(t). \end{aligned} \quad (3.46)$$

Подставляя выражение (3.46) в уравнение (3.44), получим векторно-матричное уравнение замкнутой системы управления в расширенном пространстве переменных состояния:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{x}_I(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - bk_P c^T & bk_I \\ -c^T & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ x_I(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} bk_P \\ 1 \end{bmatrix} y^*(t). \quad (3.47)$$

При задающем воздействии $y^*(t)$, равном нулю, структура СЭП с ПИ-регулятором в форме отрицательной обратной связи имеет вид, изображенный на рисунке 3.18.

Для получения структуры СЭП с пропорциональным регулятором в расширенном пространстве переменных состояния включим интегратор в состав модели объекта управления (рисунок 3.19).

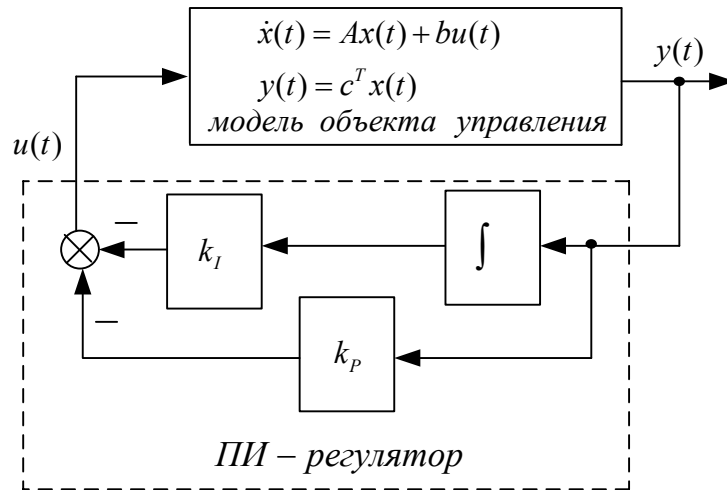


Рисунок 3.18 – Структурная схема СЭП с ПИ-регулятором при $y^*(t) = 0$

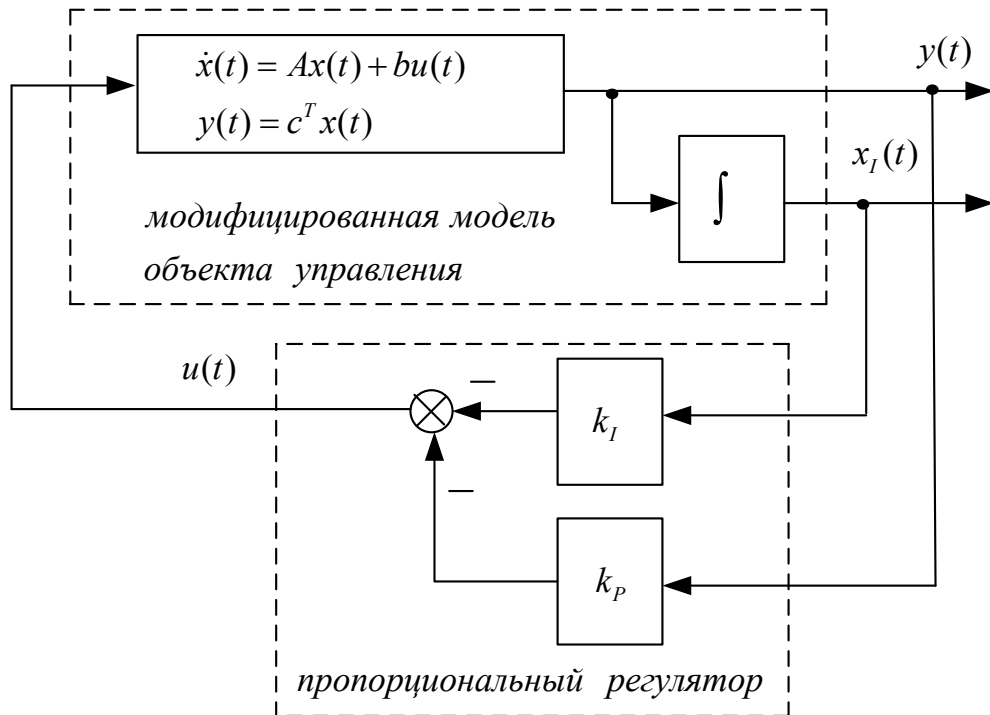


Рисунок 3.19 – Структурная схема СЭП с модифицированной моделью и П-регулятором при $y^*(t) = 0$

Для случая задающего воздействия $y^*(t) \neq 0$ математическое наполнение модифицированной модели несколько изменяется (рисунок 3.20).

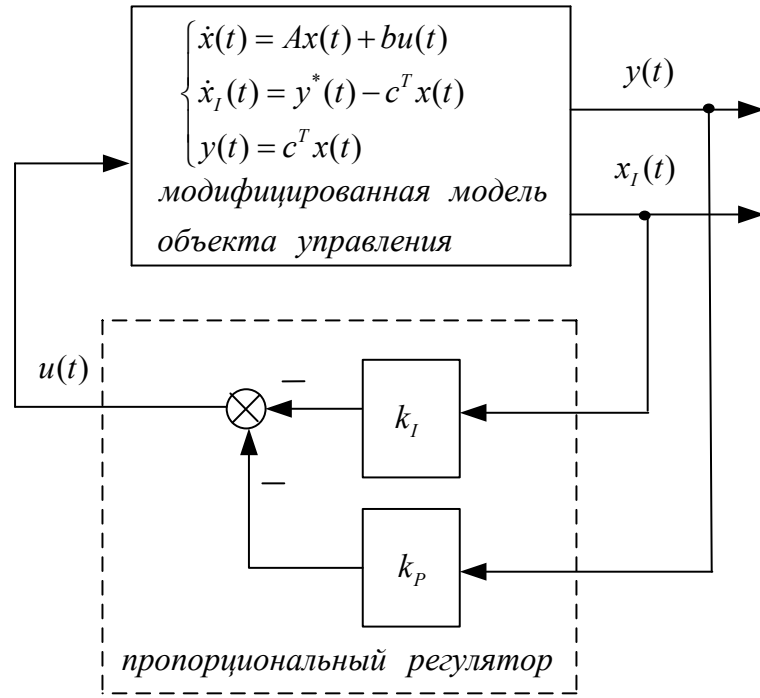


Рисунок 3.20 – Структурная схема СЭП с модифицированной моделью и П-регулятором при $y^*(t) \neq 0$

Для управляемого объекта в установившемся режиме при $t \rightarrow \infty$ (символ ∞ означает интервал времени, когда наблюдается установившийся процесс) можно записать следующие равенства:

$$\dot{x}(t)=0, \dot{x}_I(t)=0, x(t \rightarrow \infty)=x_\infty, x_I(t \rightarrow \infty)=x_{I\infty}, y^*(t \rightarrow \infty)=y_\infty^*. \quad (3.48)$$

Таким образом, в установившихся режимах СЭП (точках равновесного состояния) уравнение (3.47) принимает вид:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - bk_P c^T & bk_I^T \\ -c^T & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\infty \\ x_{I\infty} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} bk_P \\ 1 \end{bmatrix} y_\infty^*. \quad (3.49)$$

Векторно-матричное уравнение (3.49) разделяется на алгебраические уравнения, которые позволяют установить взаимное соответствие параметров и переменных состояния замкнутой системы в установившихся режимах работы:

$$\begin{bmatrix} A - bk_P c^T \end{bmatrix} x_\infty + bk_I x_{I\infty} + bk_P y_\infty^* = 0; \quad (3.50)$$

$$-c^T x_\infty + y_\infty^* = 0. \quad (3.51)$$

Так, из уравнения (3.51) можно записать очевидное равенство значений выходных и задающих переменных состояния:

$$y_{\infty}^* = c^T x_{\infty} = y_{\infty}. \quad (3.52)$$

Рассмотрим синтез оптимального регулятора для стабилизации выходного напряжения СЭП. Для упрощения структуры регулятора в качестве передаточной функции выберем функцию с двумя полюсами. Выражая в операторной форме напряжение на нагрузке $U_{Cd}(p)$, а коэффициент модуляции АИН $k_m(p)$, запишем передаточную функцию в операторной форме:

$$W(p) = \frac{k_0}{T_1 p^2 + T_2 p + 1} = \frac{U_{Cd}(p)}{k_m(p)}. \quad (3.53)$$

Переходя к описанию СЭП уравнением в символической форме получим

$$T_1 p^2 U_{Cd}(p) + T_2 p U_{Cd}(p) + U_{Cd}(p) = k_0 k_m(p), \quad (3.54)$$

где $p^2 \equiv \frac{d^2}{dt^2}$, $p \equiv \frac{d}{dt}$.

Заменим уравнение (3.53) дифференциальным уравнением второго порядка:

$$\ddot{U}_{Cd}(t) = -\frac{T_2}{T_1} \dot{U}_{Cd}(t) - \frac{1}{T_1} U_{Cd}(t) + \frac{k_0}{T_1} k_m(t). \quad (3.55)$$

После введения обозначений:

$$x_1(t) = U_{Cd}(t), \quad a_1 = 1/T_1, \quad a_2 = T_2/T_1, \quad b_1 = k_0/T_1, \quad u(t) = k_m(t) \quad (3.56)$$

система дифференциальных уравнений в форме Коши для переменных состояния объекта запишется в виде:

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = \dot{x}_2(t), \\ \dot{x}_2(t) = -a_1 x_1(t) - a_2 x_2(t) + b_1 u(t), \end{cases} \quad (3.57)$$

или в матрично-векторной форме:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + bu(t), \quad (3.58)$$

где $x(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix}$; $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_1 & -a_2 \end{bmatrix}$; $b = \begin{bmatrix} 0 \\ b_1 \end{bmatrix}$.

Передаточная функция $W(s)$ (в изображениях Лапласа) стационарной линейной системы связана с ее передаточной функцией (в операторной форме) $W(p)$ соотношением:

$$W(s) = W(p)|_{p=s},$$

где s – переменная преобразования Лапласа.

В процессе синтеза оптимального регулятора для системы электропитания мощностью 47 кВт определена передаточная функция при ее работе в режиме, близком к холостому ходу ($R_n = 10R_{n\text{ном}}$) и коэффициентом модуляции АИН $k_m = 0,7$:

$$W(s) = \frac{1,69}{1,1 \cdot 10^{-5} s^2 + 1,57 \cdot 10^{-2} s + 1}.$$

По полученной передаточной функции записана система дифференциальных уравнений в форме Коши (3.54)–(3.58), что позволило определить матрицы A и b :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -0,9 \cdot 10^5 & -1427 \end{bmatrix}; \quad b = \begin{bmatrix} 0 \\ 1,53 \cdot 10^5 \end{bmatrix}. \quad (3.59)$$

Для нахождения коэффициентов передачи k^T оптимального регулятора записывается алгебраическое уравнение Рикатти [177, 178]:

$$P(t)br^{-1}b^T P(t) - P(t)A - A^T P(t) - Q = 0, \quad (3.60)$$

где $Q = \begin{bmatrix} q_{11} & 0 \\ 0 & q_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,00072 & 0 \\ 0 & 0,00015 \end{bmatrix}$ – матрица штрафных коэффициентов;

$r = 0,001$ – штрафной коэффициент, при увеличении которого динамика системы становится менее форсированной и переходные процессы затягиваются.

При выборе коэффициентов штрафа учитывалось, что с увеличением коэффициента q_{11} усиливается эффект действия пропорциональной составляющей оптимального регулятора, а с увеличением штрафа q_{22} – интегральной составляющей [179, 180].

Коэффициенты регулятора вычислялись из выражения $k^T = r^{-1}b^T P$ и для заданных коэффициентов штрафа составили $k_1 = 0,44$, $k_2 = 0,36$. На рисунке 3.21 представлена структурная схема СЭП с оптимальным регулятором, позволяющим при коэффициентах $k_1 = 0,44$, $k_2 = 0,36$ стабилизировать напряжение на нагрузке, сопротивление которой меняется от $R_n = 10R_{нном}$ до $R_n = 3,4R_{нном}$ при отклонении напряжения $U_{Cd}(t)$ от номинального за период времени $t_p = 20$ мс от начала переходного процесса в пределах от 0 до 10% соответственно (рисунок 3.22).

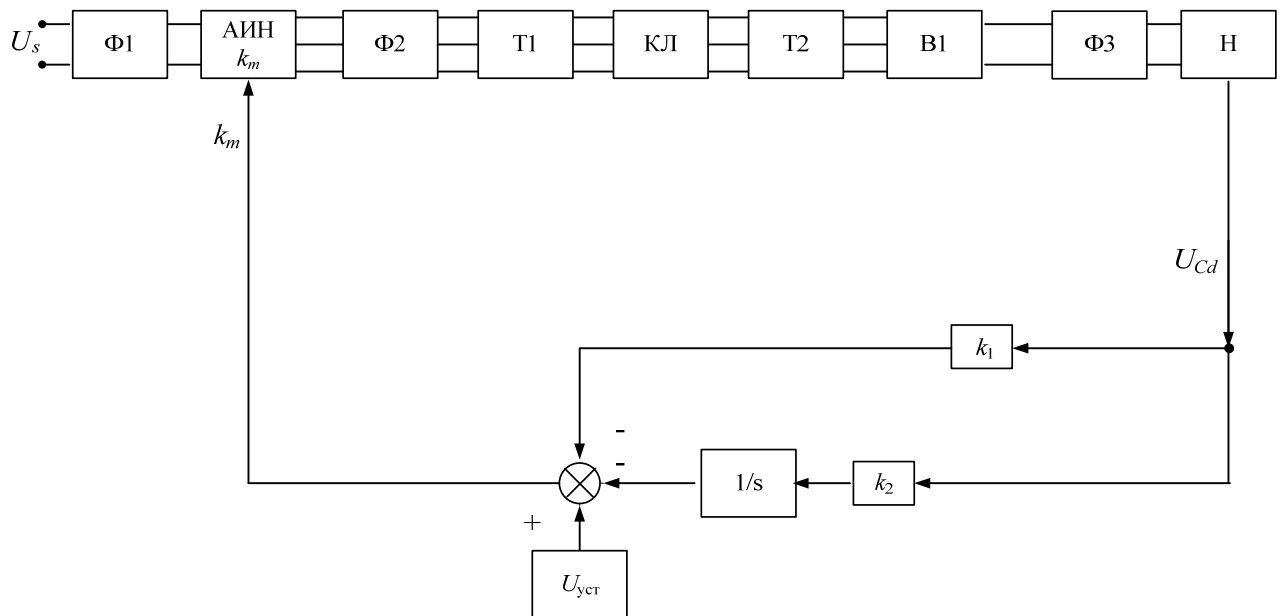
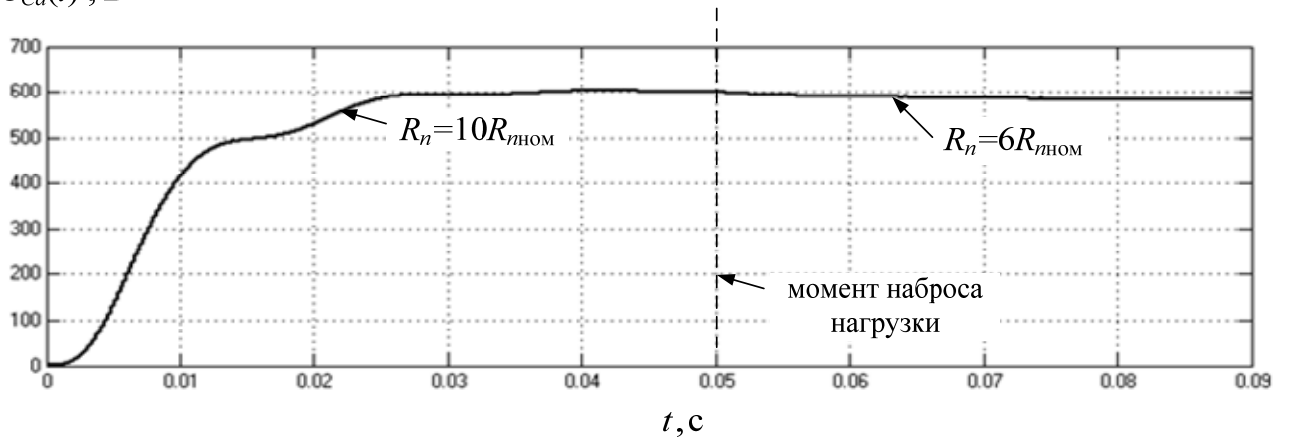


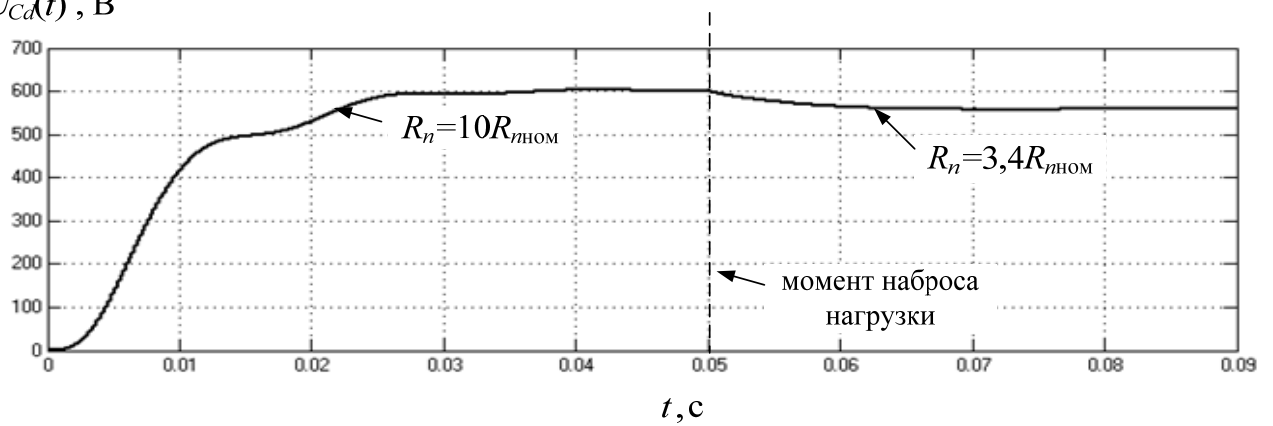
Рисунок 3.21 – Структурная схема СЭП с оптимальным регулятором

На рисунке 3.22,*а* представлен результат работы регулятора при включении системы в режиме, близком к холостому ходу, при $R_n = 10R_{нном}$.

После выхода на установившийся режим в момент времени $t_p = 50$ мс происходит увеличение нагрузки при изменении сопротивления до $R_n = 6R_{нном}$, а на рисунке 3.22,*б* показано, что при достижении 50 мс сопротивление нагрузки меняется от $R_n = 10R_{нном}$ до $R_n = 3,4R_{нном}$. Погрешность стабилизации возрастает соответственно с 2 до 10%.

$U_{Cd}(t), \text{ В}$ 

а

 $U_{Cd}(t), \text{ В}$ 

б

Рисунок 3.22 – Напряжение на нагрузке в СЭП с оптимальным регулятором (подключение в момент времени 50 мс): а – $R_n = 6R_{нном}$; б – $R_n = 3,4R_{нном}$

При дальнейшем увеличении нагрузки рассматриваемый регулятор не позволяет стабилизировать напряжение в заданных пределах.

Для построения регулятора, позволяющего обеспечивать качество напряжения в режимах работы СЭП, близких или равных номинальному, была определена передаточная функция при работе системы электропитания на номинальную нагрузку и коэффициенте модуляции АИН, равном 0,7:

$$W(p) = \frac{0,923}{8,7 \cdot 10^{-7} s^2 + 0,0093s + 1}$$

Для выбранной передаточной функции и коэффициентах штрафа $q_{11} = 0,000095$, $q_{22} = 0,0001$, $r = 0,001$ рассчитаны коэффициенты $k_{12} = 0,048$, $k_{22} = 0,04$. Синтез регулятора с полученными коэффициентами позволяет

стабилизировать напряжение при изменении сопротивления нагрузки в пределах от $R_n = 1,4R_{n\text{НОМ}}$ до $R_n = 0,95R_{n\text{НОМ}}$ и отклонении напряжения $U_{cd}(t)$ от номинального от 9 до 9,3 % соответственно. Для стабилизации напряжения при изменении нагрузки в пределах от $R_n = 3,3R_{n\text{НОМ}}$ до $R_n = 1,5R_{n\text{НОМ}}$ необходимо введение третьего регулятора с параметрами $k_{13} = 0,285$, $k_{33} = 0,09$.

Таким образом, для стабилизации напряжения во всем диапазоне изменения нагрузки необходимо использовать три оптимальных регулятора, каждый из которых будет работать в своем диапазоне регулирования.

Схема комбинированного оптимального регулятора представлена на рисунке 3.23. Предполагается, что переключение регуляторов происходит по сигналам S , поступающим на переключающее устройство (ПУ) от системы управления (СУ).

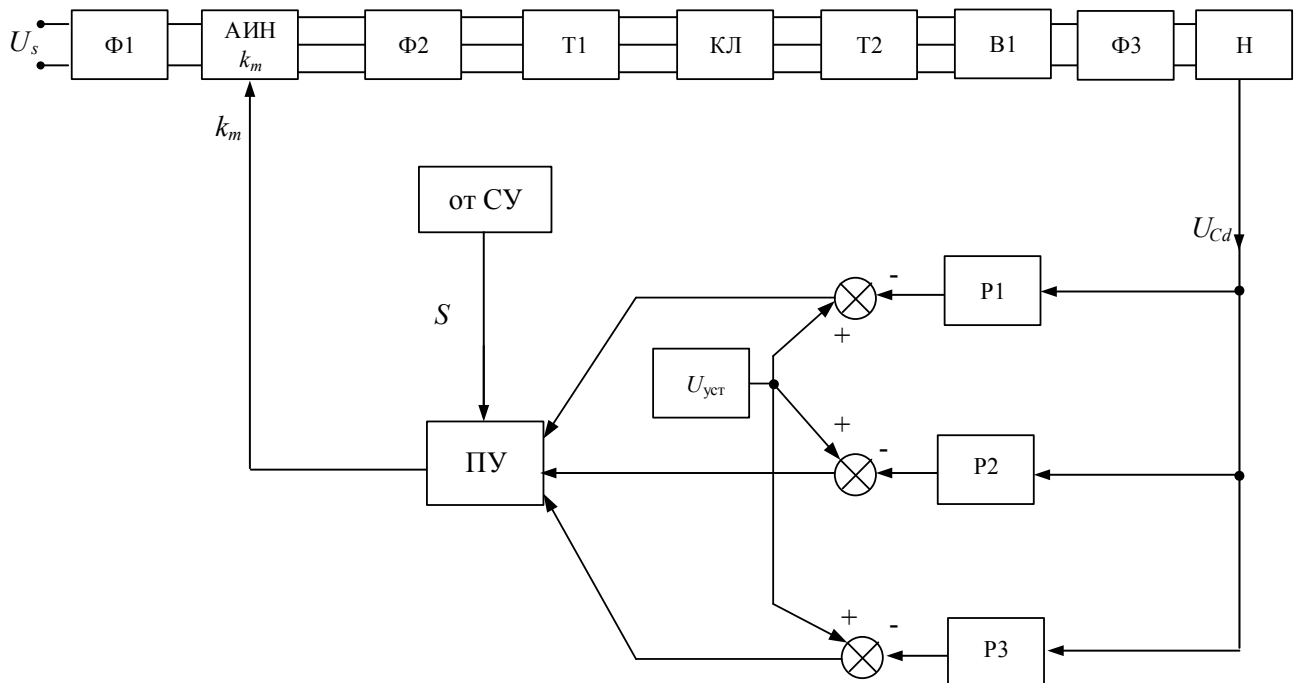
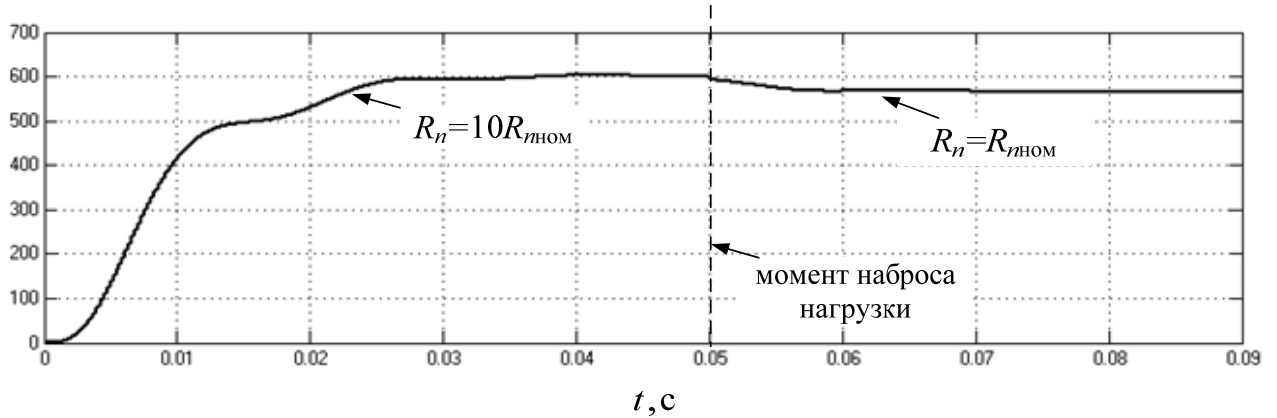


Рисунок 3.23 – Схема комбинированного оптимального регулятора с измерением напряжения на нагрузке

На рисунке 3.24,*a* представлены результаты работы комбинированного оптимального регулятора при включении системы в режиме холостого хода (срабатывает регулятор P1, настроенный на режим малых нагрузок) и

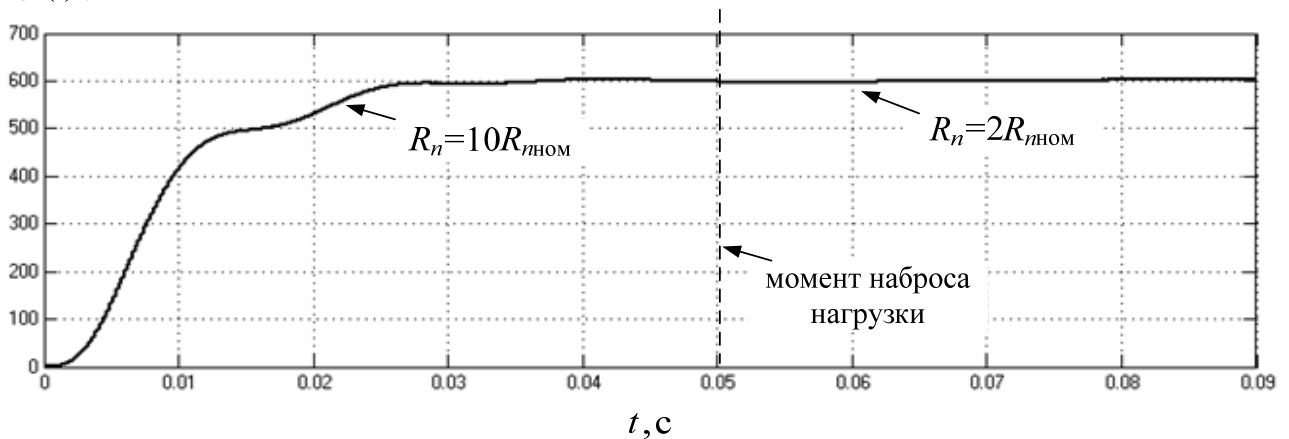
последующем подключении номинальной нагрузки (подключается регулятор Р2, настроенный на номинальный режим).

$U_{Cd}(t)$, В



a

$U_{Cd}(t)$, В



б

Рисунок 3.24 – Напряжение на нагрузке СЭП 47 кВт при действии комбинированного оптимального регулятора:

a – изменение R_n от $10R_{нНОМ}$ до $R_{нНОМ}$; *б* – изменение R_n от $10R_{нНОМ}$ до $2R_{нНОМ}$

Рисунок 3.24,б отражает работу комбинированного регулятора при подключении нагрузки с сопротивлением $R_n = 2R_{нНОМ}$, при этом стабилизация напряжения осуществляется регулятором Р3 с параметрами $k_{13} = 0,285$, $k_{33} = 0,09$.

На всех представленных рисунках зависимости напряжения снимались при подключении нагрузки в момент времени 50 мс и погрешность стабилизации была меньше 10 % от напряжения уставки, соответствующего значению 600 В.

На рисунке 3.25 представлена схема комбинированного оптимального регулятора, позволяющего стабилизировать напряжение на нагрузке системы электроснабжения в процессе непосредственного снятия данных с RLC -фильтра (Ф2), расположенного после автономного инвертора напряжения.

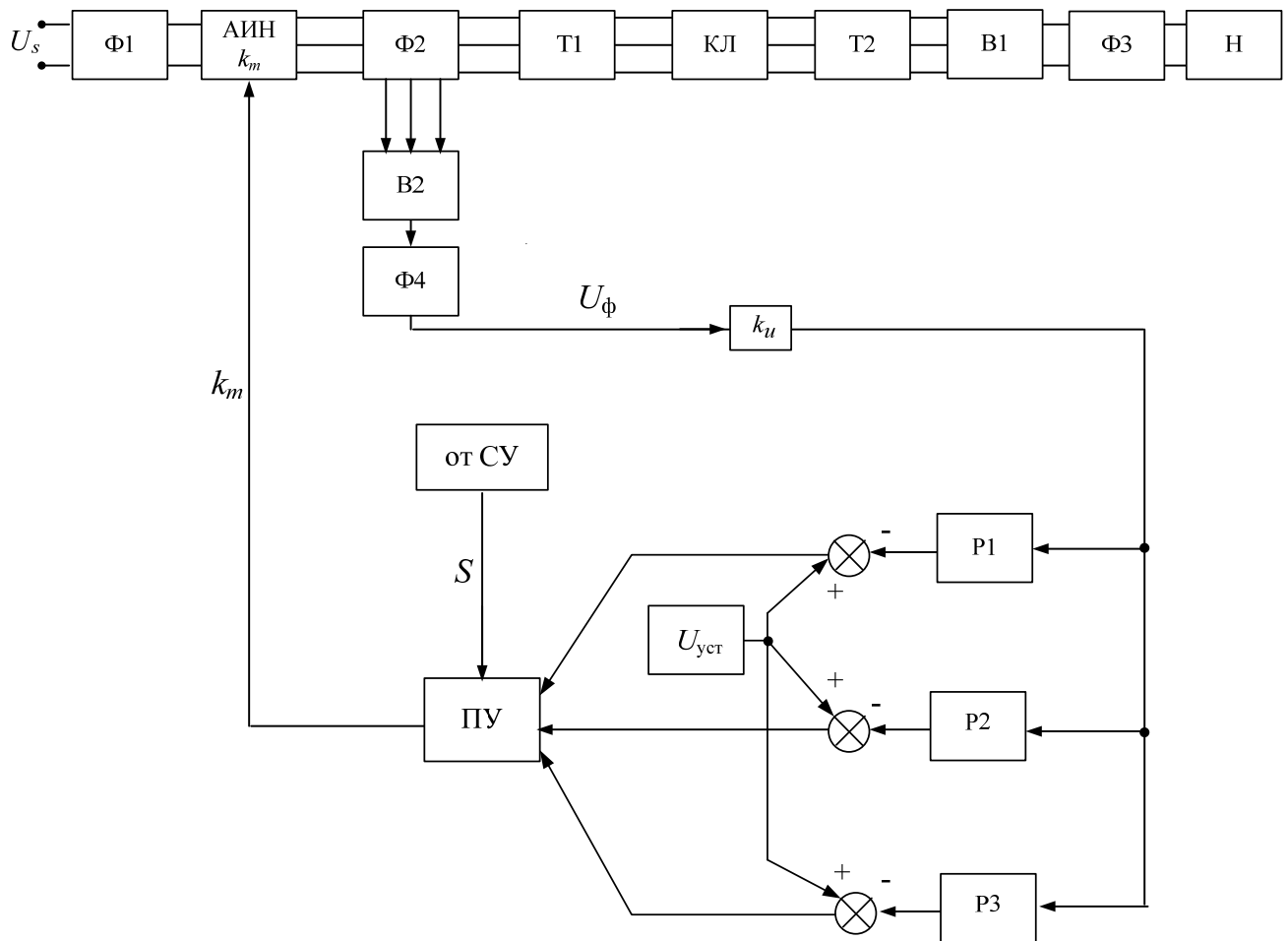


Рисунок 3.25 – Схема комбинированного оптимального регулятора при снятии данных с фильтра АИН

Напряжение U_ϕ , снимаемое с емкости фильтра Ф2, выпрямляется выпрямителем В2 и сглаживается емкостным фильтром Ф4, емкость которого составляет 20 мкФ. Коэффициенты регуляторов были скорректированы и составили $k_1 = 0,58$, $k_2 = 0,36$, $k_{12} = 0,05$, $k_{22} = 0,005$, $k_{13} = 0,33$, $k_{33} = 0,15$.

При проведении исследований принималось, что математическая модель системы электропитания на выбранных интервалах изменения нагрузки является линейной, следовательно, в установившихся режимах работы напряжение на нагрузке и выпрямленное напряжение с фильтра Ф4 будут связаны линейным соотношением. Экспериментальным путем определен коэффициент линейной связи $k_u = 42$, который использовался в синтезе оптимального регулятора для пересчета изменения напряжения на нагрузке по измеренному выпрямленному напряжению фильтра Ф4 (см. рисунок 3.25).

Регулятор Р1 с коэффициентами $k_1 = 0,58$, $k_2 = 0,36$ настроен на стабилизацию напряжения в режиме, близком к холостому ходу, а также отрабатывает режим малых нагрузок. Данный регулятор работает во время запуска системы, позволяя быстро и эффективно стабилизировать напряжение на нагрузке, а также при изменении сопротивления нагрузки от $10R_{нном}$ до $3,5R_{нном}$. В рабочих режимах системы действуют два других регулятора – Р2 и Р3, при этом регулятор Р2 с параметрами $k_{12} = 0,05$, $k_{22} = 0,005$ настроен на стабилизацию напряжения при изменении сопротивления нагрузки от $0,95R_{нном}$ до $1,4R_{нном}$ (нагрузки, близкие к номинальной), а регулятор Р3 отрабатывает режимы пониженных нагрузок от $R_n = 1,5R_{нном}$ до $R_n = 3,4R_{нном}$. Переключение регуляторов производится в соответствии с сигналом, поступающим от системы управления.

На рисунке 3.26 представлены кривые напряжения на нагрузке при действии комбинированного оптимального регулятора. Система электропитания также подключалась к источнику в режиме холостого хода, а затем при выходе на установившийся режим работы в момент времени 50 мс подключалась номинальная нагрузка. Кривая 1 иллюстрирует переходные процессы при замыкании обратной связи непосредственно с нагрузки системы электропитания (см. рисунок 3.23), кривая 2 – с фильтра (см. рисунок 3.25).

Как видно по представленным кривым, вид переходных процессов несколько отличается, что вполне объяснимо, так как расчетные схемы меняются,

но регулятор, настроенный на параметры схемы, приведенной на рисунке 3.25, также позволяет стабилизировать напряжение на нагрузке при снятии данных в промежуточной точке схемы. Время переходного процесса при этом не изменяется, а погрешность стабилизации при включении системы в режиме холостого хода не превышает 3 %. В режиме номинальных нагрузок погрешность составляет 6,5 %.

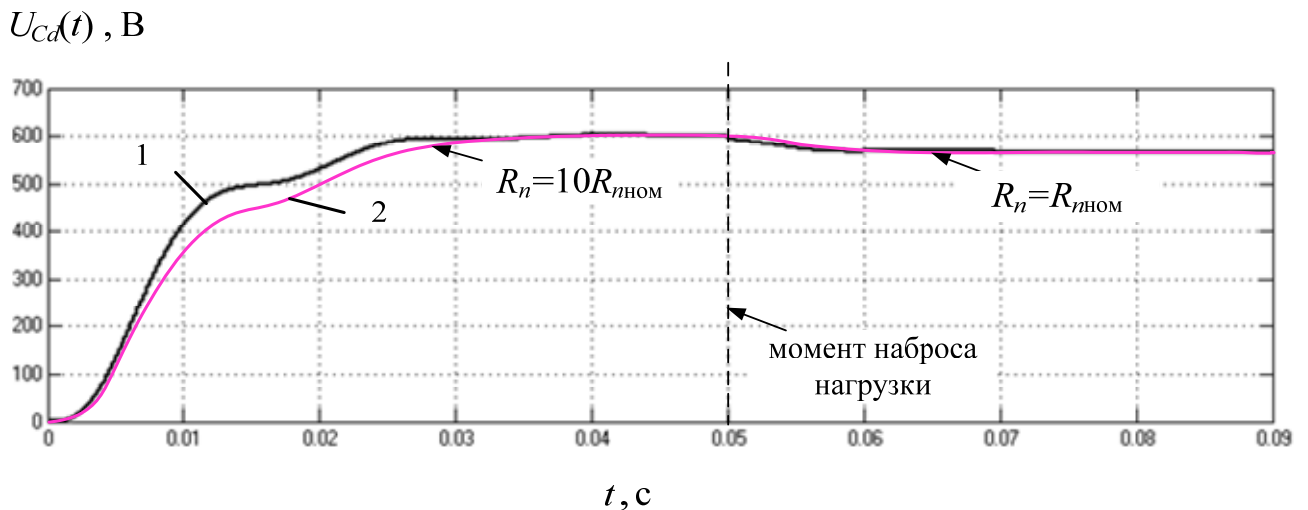


Рисунок 3.26 – Напряжение на нагрузке при действии оптимального регулятора в системе мощностью 47 кВт, переход от холостого хода к номинальной нагрузке (кривая 1 – данные снимаются непосредственно с нагрузки; 2 – данные снимаются в промежуточной точке схемы – фильтр на выходе АИН)

На рисунке 3.27 представлен результат работы предлагаемого комбинированного оптимального регулятора. В момент запуска системы электроснабжения система управления выдает управляющий сигнал, который вызывает включение регулятора Р1, настроенного на стабилизацию напряжения в режиме холостого хода. Через 50 мс происходит подключение нагрузки с сопротивлением $R_n = 1,2R_{ном}$, регулятор Р1 отключается и подключается регулятор Р2 с параметрами $k_{21} = 0,05$, $k_{22} = 0,005$, настроенный на режимы работы, близкие к номинальным.

При дальнейшем изменении нагрузки система управления производит переключение регуляторов в соответствии с текущим состоянием объекта. Так, на рисунке 3.27 в момент времени $t = 80$ мс происходит уменьшение нагрузки системы до $R_n = 1,8R_{нном}$, при этом действующий регулятор Р2 отключается и в работу включается регулятор Р3, настроенный на режим малых нагрузок, с коэффициентами $k_{13} = 0,33$, $k_{33} = 0,15$.

$U_{Cd}(t)$, В

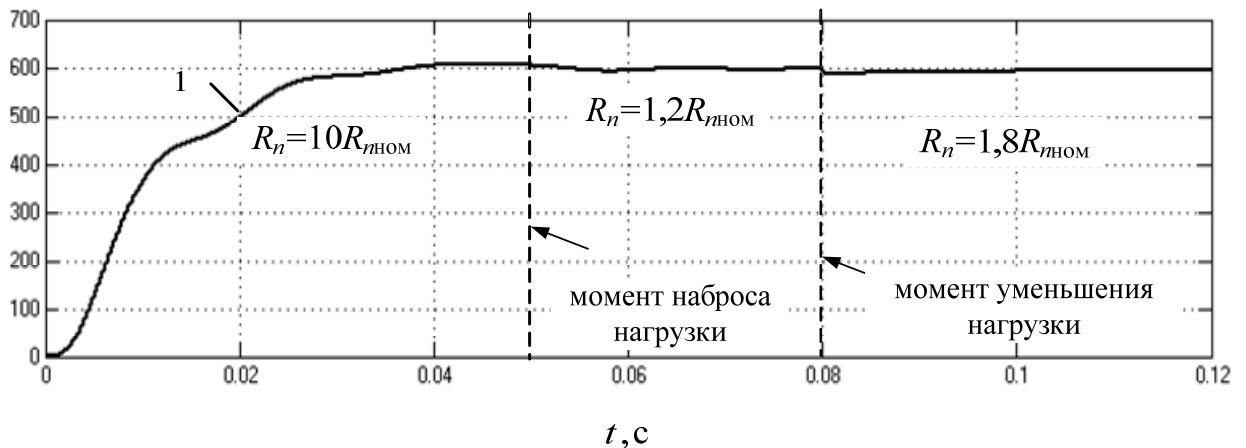


Рисунок 3.27 – Напряжение на нагрузке при действии комбинированного оптимального регулятора в системе мощностью 47 кВт и снятия данных с фильтра АИН: 1 – режим пуска; 2 – работа регулятора, настроенного на режим номинальных нагрузок, $R_n = 1,2R_{нном}$; 3 – работа регулятора, настроенного на режим пониженных нагрузок, $R_n = 1,8R_{нном}$

Аналогичным образом по предложенной методике был осуществлен синтез оптимального комбинированного регулятора для системы электропитания глубоководного аппарата мощностью 21 кВт. Напряжение также снималось с фильтра Ф2, расположенного после автономного инвертора напряжения (см. рисунок 3.25), при этом коэффициент линейной связи напряжения на нагрузке по измеренному выпрямленному напряжению фильтра Ф4 принимался равным 19,2. Для стабилизации напряжения на нагрузке с точностью $\pm 10\%$ от 300 В при изменении сопротивления нагрузки от $10R_{нном}$ до $0,95R_{нном}$ также необходимо использовать три регулятора, каждый из которых настроен на стабилизацию напряжения в определенном диапазоне изменения нагрузки (см. рисунок 3.25).

Регулятор P1 с параметрами $k_1 = 0,76$, $k_2 = 0,3$ обрабатывает режим холостого хода и малых нагрузок, при этом сопротивление нагрузки меняется в пределах $2,5R_{нном} \leq R_n \leq 10R_{нном}$. Регулятор P2 срабатывает при изменении нагрузки от $R_n = 1,35R_{нном}$ до $R_n = 0,95R_{нном}$ ($k_{12} = 0,12$, $k_{22} = 0,08$), остальные изменения ($1,4R_{нном} \leq R_n \leq 2,4R_{нном}$) обрабатывает регулятор с параметрами $k_{13} = 0,36$, $k_{33} = 0,25$.

На рисунке 3.28 представлен результат работы предлагаемого комбинированного оптимального регулятора.

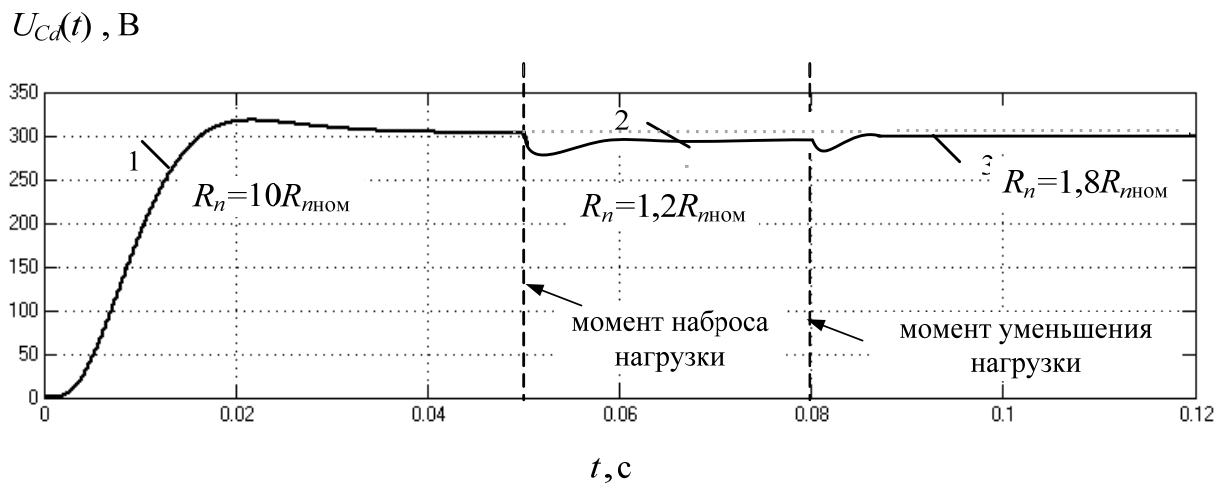


Рисунок 3.28 – Напряжение на нагрузке при действии комбинированного оптимального регулятора в системе мощностью 21 кВт и снятия данных с фильтра АИН: 1 – режим пуска; 2 – работа регулятора, настроенного на режим номинальных нагрузок, $R_n = 1,2R_{нном}$; 3 – работа регулятора, настроенного на режим пониженных нагрузок, $R_n = 1,8R_{нном}$

Система также включается в режиме, близком к холостому ходу (кривая 1), при этом срабатывает регулятор P1. Через 50 мс происходит подключение нагрузки с сопротивлением $R_n = 1,2R_{нном}$, при этом первый регулятор по сигналу СУ отключается и в работу вступает регулятор P2 (кривая 2), настроенный на режимы работы, близкие к номинальным. При дальнейшем уменьшении нагрузки, начиная с момента времени $t = 80$ мс, стабилизацию напряжения осуществляет регулятор P3 (кривая 3). Погрешность стабилизации во всех рассмотренных режимах не превышает 10 % от напряжения уставки, равного 300 В.

Таким образом, комбинированный оптимальный регулятор позволяет стабилизировать напряжение на нагрузке и обеспечивать заданные параметры качества напряжения при измерении данных только в промежуточных точках схемы. Это обусловлено допущением о линейности рассматриваемой системы. При более точном описании необходимо учитывать нелинейность системы электропитания, обусловленную, в частности, влиянием гистерезиса в трансформаторах. В этом случае коэффициенты пересчета, связывающие текущие значения напряжения, снимаемого с фильтра АИН, и напряжения на нагрузке, будут выражаться нелинейными зависимостями.

Выводы по главе 3

В данной главе сосредоточены теоретические положения, позволяющие при определенных допущениях выполнить процедуру синтеза модальных и оптимальных ПИ-регуляторов напряжения в СЭП ТНПА на основе теории линейных систем. Так, благодаря использованию переменных состояния для математического описания динамических процессов в сложных объектах стало возможным применить методы современной теории управления для построения эффективных регуляторов в замкнутой системе. Определяющей тенденцией развития этого варианта применительно к объектам, представленным многомерной моделью большого порядка, является описание некоторых их частей в виде аппроксимирующих передаточных функций. Такой подход позволяет значительно уменьшить количество дифференциальных уравнений и обеспечить выполнение алгоритмов управления в реальном времени.

Для определения параметров передаточной функции системы электропитания выбран метод площадей, как наиболее приемлемый с точки зрения точности аппроксимации и удобства автоматизации расчетов.

В результате проведенных исследований установлено, что для синтеза регулятора по методу желаемой передаточной функции в качестве характеристического полинома предпочтительно выбирать полином Баттерворта

второго порядка при частоте среза 250 рад/с. Использование указанного полинома позволяет обеспечить заданную длительность переходного процесса без значительного перерегулирования.

Проведен синтез комбинированного регулятора по методу желаемой передаточной функции для СЭП мощностью 48 и 21 кВт. Комбинация двух регуляторов, каждый из которых работает в своем диапазоне изменения нагрузки позволило обеспечить заданные требования к качеству стабилизации.

Изучены варианты построения оптимального ПИ-регулятора в СЭП при стабилизации напряжения на конденсаторе АИН, а также питающего напряжения на нагрузке для модели, полученной из передаточных функций. В результате решения уравнения Рикатти определены коэффициенты передачи комбинированного оптимального регулятора, позволяющего стабилизировать напряжение на нагрузке при его непосредственном измерении. Проведенные исследования показали, что для стабилизации напряжения во всех режимах работы системы электропитания с погрешностью, не превышающей 10 % через 20 мс от начала переходного процесса, необходимо использовать три оптимальных регулятора, каждый из которых будет работать в своем диапазоне регулирования. Предполагается, что переключение регуляторов производится по сигналу, поступающему от системы управления.

Разработана схема комбинированного оптимального регулятора, позволяющего стабилизировать напряжение на нагрузке системы электропитания при непосредственном снятии данных с LC-фильтра, расположенного на выходе автономного инвертора напряжения. В результате расчетов синтезирован комбинированный регулятор, включающий три регулятора, каждый из которых рассчитан на свой диапазон изменения нагрузки. Проведенное моделирование для систем электропитания мощностью 47 кВт и 21 кВт показало, что предлагаемый регулятор обеспечивает заданные требования к стабилизации напряжения на нагрузке при измерении напряжения на выходном фильтре АИН.

4 ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ КАБЕЛЬ-ТРОСА И АНАЛИЗ ИХ ВЛИЯНИЯ НА РАБОТУ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ГЛУБОКОВОДНЫХ ТЕЛЕУПРАВЛЯЕМЫХ НЕОБИТАЕМЫХ ПОДВОДНЫХ АППАРАТОВ

4.1 Определение электрических и конструктивных параметров кабель-троса с передачей энергии на глубину до 6000 м

Рассмотренные системы электропитания для глубоководных телеуправляемых подводных аппаратов имеют последовательное соединение нескольких функциональных устройств (выпрямитель, инвертор, трансформатор, кабель-трос и т.д.), входящих в состав электротехнического комплекса ТНПА. В связи с этим ставится задача выявить особенности построения кабель-троса, обосновать выбор величины напряжения и частоты при передаче энергии по кабель-тросу на переменном токе и определить токовую нагрузку жил при заданной передаваемой мощности с учетом собственной емкости кабель-троса.

К электрическим параметрам кабель-троса, определяющим характеристики СЭП ТПА, относятся:

- номинальная величина напряжения U_H ;
- номинальная величина тока силовых жил $I_{HЖ}$;
- погонная величина активного сопротивления силовых жил R_p , Ом/км;
- погонная величина емкости силовых жил C_p , мкФ/км;
- погонная величина сопротивления изоляции силовых жил $R_{п}$, МОм/км.

Номинальная величина напряжения кабеля определяет необходимую величину токовой нагрузки, зависящую от суммарной мощности нагрузок ТНПА и потерь в кабель-тросе.

При коэффициенте мощности нагрузки $\cos\varphi \rightarrow 1,0$, что с достаточной степенью точности соответствует рассматриваемым вариантам СЭП ТНПА, ток в кабель-тросе рассчитывается по формуле [181]:

$$I_{HЖ} = \frac{\sqrt{3}U_H}{6R_{ж}} \left(1 - \sqrt{\left(1 - 4R_{ж}P/U_H^2 \right)} \right), \quad (4.1)$$

где $R_{\text{ж}} = R_{\text{п}}l$ – активное сопротивление силовой жилы кабеля; P – суммарная мощность нагрузок ТНПА; l – длина кабеля.

Мощность на выходе преобразователя судовой части (СЧ) СЭП:

$$P_{\text{СЧ}} = \sqrt{3}U_{\text{н}}I, \quad (4.2)$$

напряжение на входе ТНПА (линейное):

$$U_{\text{ТНПА}} = U_{\text{н}} - I_{\text{нж}}R_{\text{ж}}. \quad (4.3)$$

Активное сопротивление жилы кабель-троса зависит от длины, допустимой плотности тока и величины тока [177, 182]:

$$R_{\text{ж}} = \frac{\rho \cdot 10^3 l j}{I_{\text{нж}}}, \quad (4.4)$$

где ρ – удельное сопротивление материала жилы (медь); j – плотность тока.

С учетом выражения (4.4) ток в кабель-тросе записывается в виде:

$$I_{\text{нж}} = \frac{P}{\sqrt{3}U_{\text{н}} - 3 \cdot 10^3 \rho j l}, \quad (4.5)$$

откуда следует, что для заданной длины кабель-троса значение тока определяется лишь напряжением. При этом уменьшать ток за счет снижения его плотности нецелесообразно, так как будет возрастать диаметр кабель-троса и его стоимость.

Мощность СЧ СЭП ТНПА в соответствии с формулами (4.2) и (4.5) будет уменьшаться с увеличением напряжения:

$$P_{\text{СЧ}} = \frac{\sqrt{3}U_{\text{н}}P}{\sqrt{3}U_{\text{н}} - 3 \cdot 10^3 \rho j l}. \quad (4.6)$$

Согласно выражению (4.6) следует выбирать максимальную величину напряжения в кабель-тросе, имея в виду ограничения, накладываемые возможностями токового перехода, условиями техники безопасности и существующей технологией изготовления кабель-тросов.

Изучение номенклатуры выпускаемых кабель-тросов показывает, что величина напряжения 3500–6000 В вполне реальна [182].

Согласно [182, 183] при напряжении 2500–3500 В, номинальном токе 8–10 А и фторопластовой изоляции 3-фазный кабель-трос будет иметь погонную

емкость 0,06–0,07 мкФ/км, что при его длине 6000 м даст величину емкости 0,36–0,42 мкФ. Такая величина емкости приведет к увеличению эффективного значения тока в жилах кабель-троса.

Закон изменения тока жил по длине кабель-троса имеет вид:

– для первого варианта

$$1,1\sqrt{1-l_i/0,5l}; \quad (4.7)$$

– для второго варианта

$$1,3\sqrt{1-l_i/l}, \quad (4.8)$$

где l_i – длина кабель-троса от начала линии до точки, в которой вычисляется ток.

Таким образом, на частотах напряжения в кабель-тросе до 1 кГц влияние емкости кабеля следует учитывать, если ставится вопрос о передаче по кабель-тросу заданной длины максимально возможной мощности, при которой жилы кабель-троса в начале линии загружаются предельно допустимым током.

Связь электрических параметров кабель-троса с особенностями его конструкции (диаметр токопроводящих жил, толщина и материал изоляции жил, диаметр до броки, т.е. до грузонесущей части) определяется следующими зависимостями.

1. Рабочая емкость жилы трехжильного кабель-троса [182, 183]:

$$C = \frac{4,8\varepsilon \cdot 10^{-2}}{\lg \frac{3a^2(D^2 - a^2)^3}{d^2(D^6 - a^6)}}, \quad (4.9)$$

где ε – диэлектрическая проницаемость; d – диаметр токопроводящей жилы кабель-троса; D – диаметр кабеля по изоляции до броки; a – расстояние между осями токопроводящих жил кабель-троса:

$$a = d + 2\Delta_n, \quad (4.10)$$

где Δ_n – односторонняя толщина изоляции вокруг каждой токопроводящей жилы.

2. Электрическое сопротивление постоянному току токопроводящей жилы на 1 км длины при температуре 20 °С:

$$R_t = \frac{4 \cdot 10^3 \rho}{\pi n d_{\text{пр}}} [1 + \alpha(t - 20)] k_1 k_2 k_3, \quad (4.11)$$

где $\rho = 0,017241$ Ом·мм²/м – удельное электрическое сопротивление меди при 20 °С; n – число проволок в жиле; $d_{\text{пр}}$ – диаметр проволоки; $\alpha = 0,00393$ 1/°С – температурный коэффициент меди; t – температура жилы; $k_1 = 1,04$ – коэффициент для $d_{\text{пр}} = 0,1-0,31$ мм; $k_2 = 1,04$ – коэффициент, зависящий от способа скрутки жил, для $d_{\text{пр}} \leq 0,6$ мм; $k_3 = 1,05$ – коэффициент, зависящий от способа скрутки жил.

При этом выполняется соотношение:

$$k_1 k_2 k_3 \leq 1,14. \quad (4.12)$$

3. Электрическое сопротивление токопроводящей жилы на повышенной частоте R_{ft} , которое увеличивается за счет поверхностного эффекта и эффекта близости, связанного с взаимодействием внешних полей:

$$R_{ft} = R_t (1 + k_{\text{п}} + k_{\text{б}}), \quad (4.13)$$

где $k_{\text{п}}$ и $k_{\text{б}}$ – коэффициенты, учитывающие поверхностный эффект и эффект близости соответственно;

или:

$$R_{ft} = R_t \left(1 + F(x) + \frac{K_c G(x)(d/a)^2}{1 + H(x)(d/a)^2} \right), \quad (4.14)$$

где $F(x)$ – коэффициент, учитывающий сопротивление, эквивалентное потерям на вихревые токи, возбуждаемые внутренним магнитным полем; $G(x)$ – коэффициент, учитывающий сопротивление, эквивалентное потерям на вихревые токи, возбуждаемые во внешнем проводнике за счет эффекта близости; $H(x)$ – коэффициент, учитывающий сопротивление, эквивалентное потерям на вихревые токи, возбуждаемые вторичным магнитным полем во внутреннем проводнике за счет эффекта близости; $x = 0,0105d\sqrt{f}$ – для кабель-тросов с медными жилами;

K_c – коэффициент, учитывающий тип скрутки жил, равный 1,0 при парной скрутке, 5 при скрутке четверкой, 1,73 – двойной парной и 3 – двойной четверкой; f – частота переменного напряжения.

Коэффициенты $F(x)$, $G(x)$, $H(x)$ в зависимости от величины x имеют значения, приведенные в таблице 4.1 [182, 183, 185].

Таблица 4.1 – Коэффициенты для расчета по формуле (4.14)

x	0	0,5	1,0	1,5	2,0
$F(x)$	0	0,00033	0,0052	0,0258	0,0782
$G(x)$	$X^4/64$	0,001	0,0152	0,0691	0,1724
$H(x)$	0,0417	0,042	0,063	0,092	0,169

Диаметр токоведущих жил зависит от сечения и класса «гибкости» (таблица 4.2) [185].

Для кабелей с пластмассовой изоляцией, предназначенных для нестационарной прокладки и передвижных установок, на номинальное переменное напряжение до 6 кВ частотой до 1 кГц ГОСТ 23286-78 установлено 6 категорий толщины изоляции:

ИП-1, 2 – изоляция на номинальное переменное напряжение 220 В (для систем 220/380 В);

ИП-3, 4 – изоляция на номинальное переменное напряжение до 400 В (для систем 400/600 В);

ИП-5 – изоляция на номинальное переменное напряжение до 1800 В (для систем 1800/3000 В);

ИП-6 – изоляция на номинальное переменное напряжение до 3600 В (для систем 3600/6000 В).

Таблица 4.2 – Параметры кабелей в зависимости от сечения q и класса «жесткости»

q , мм ²	Класс 3				Класс 4				Класс 5				Класс 6			
	Диаметр проволоки, мм	Число проволок в жиле	Расчетный диаметр жилы, мм	Элек. сопротивление 1 км при 20 °С	Диаметр проволоки, мм	Число проволок в жиле	Расчетный диаметр жилы, мм	Элек. сопротивление 1 км при 20 °С	Диаметр проволоки, мм	Число проволок в жиле	Расчетный диаметр жилы, мм	Элек. сопротивление 1 км при 20 °С	Диаметр проволоки, мм	Число проволок в жиле	Расчетный диаметр жилы, мм	Элек. сопротивление 1 км при 20 °С
1,5	0,53	7	1,6	13,1	0,32	19	1,6	13,2	0,26	28	1,88	13,3	0,15	85	2,03	13,3
2	0,61	7	1,83	9,96	0,43	14	1,9	9,97	0,26	38	1,95	9,98	0,16	100	2,2	9,99
2,5	0,69	7	2,08	7,95	0,4	20	2,12	7,98	0,25	50	2,1	7,98	0,15	140	2,39	7,98
3	0,79	7	2,38	6,45	0,53	14	2,5	6,46	0,31	40	2,55	6,52	0,16	150	6,2	6,6

Толщина пластмассовой изоляции из ПВХ или фторопласта (ПТФЭ) в зависимости от сечения жилы проводника приведена в таблице 4.3.

Таблица 4.3 – Толщина изоляции кабеля в зависимости от сечения жилы

Сечение жилы, мм ²	И _П -1	И _П -2	И _П -3	И _П -4	И _П -5	И _П -6
	мм					
1,5	0,6	0,7	0,7	1,0	–	–
2,5	0,6	0,7	0,7	1,0	–	–
4,0	0,7	0,8	0,8	1,0	2,2	–
6,0	0,7	0,8	0,8	1,0	2,2	–
10,0	0,8	1,0	1,0	1,2	2,2	3,0

Из таблицы 4.3 следует, что при линейном напряжении не более 3 кВ толщина изоляции должна быть не менее 2,2 мм, а при напряжении 6 кВ – 3,0 мм.

Учитывая специфику работы кабель-троса при рабочем напряжении до 4,5 кВ, следует ориентироваться на толщину пластмассовой изоляции (ПХВ и ПТФЭ) 2,5–3 мм.

Поверх скрученных жил в кабель-тросах накладывают поясную изоляцию, выполняемую для жил в пластмассовой изоляции лентами ПЭ, ПЭТФ, ПВХ, толщина которых мала и может при расчете диаметра кабель-троса не учитываться.

Для защиты изоляции жил от воздействия света, влаги, механических повреждений кабель-трос снабжают оболочками, толщина которых должна соответствовать ГОСТ 23286-78 в зависимости от условий эксплуатации:

Обп-1 – кабели нестационарной прокладки для тяжелых условий эксплуатации (землеройные машины);

Обп-2 – кабели нестационарной прокладки для средних условий эксплуатации.

Согласно таблице 4.4 толщина оболочки кабеля должна быть не менее 2,3–2,5 мм, что ведет к увеличению диаметра кабеля на 4,6–5,0 мм [184, 185].

Таблица 4.4 – Зависимость толщины пластмассовых оболочек от диаметра кабеля под оболочкой

Диаметр кабеля под оболочкой, мм	Толщина пластмассовых оболочек, мм	
	Обп-1	Обп-2
10–15	1,7	1,5
15–20	2,0	1,7
20–25	2,3	1,9
25–30	2,5	1,9

Оболочка кабель-троса должна быть защищена от повреждения проволочной броней подушкой, толщина которой для диаметров кабель-тросов по оболочке 10–40 мм составляет 2,0 мм [184].

Таким образом, оболочка и подушка совместно увеличивают диаметр кабель-троса на 8,6–9,0 мм.

Допустимая плотность тока в трехжильных кабель-тросах с ПВХ изоляцией для сечений жил 1,5–4,0 мм² составляет не менее 6–8 А/мм² [185], с другой стороны, рост плотности тока увеличивает потери в кабель-тросе и ведет к увеличению мощности СЧ СЭП. Анализ характеристик кабель-тросов зарубежного производства показал, что возможна рабочая плотность тока не более 3,5 А/мм².

В таблице 4.5 приводится падение напряжения в кабель-тросе при номинальной нагрузке, а также мощность СЧ СЭП и плотность тока в зависимости от величины линейного напряжения на передающем конце кабель-троса (напряжение на выходе СЧ СЭП) и сечения токопроводящих жил для длины кабель-троса 6000 м.

Кабель-трос, кроме силовых жил, должен содержать информационный канал.

Возможны три варианта выполнения информационного канала [184]:

- оптоволоконный канал;
- коаксиальная пара;
- симметричная пара.

Таблица 4.5 – Параметры кабель-троса длиной 6000 м

Параметры	Сечения токопроводящих жил, мм ²									
	1,5		2,0		2,5					
	Напряжение линии (линейное), В									
$I_{л\text{ ном}}, А$	6000	4500	3500	5000	3500	3000	4500	3500	3000	3000
$\Delta U_{л\text{ЭП}}, \%$	3,5	5,1	8,1	4,2	6,9	9,6	4,7	6,5	8,3	8,3
$J_{\text{ном}}, А/мм^2$	8,1	15,7	32,1	8,7	20,5	33,3	8,7	15,4	23,0	23,0
$S_{\text{СЧ ном}}, \text{кВА}$	2,33	3,4	5,4	2,1	3,45	4,8	1,9	2,6	3,3	3,3
Минимально возможный диаметр кабель-троса под броней, мм	36,4	39,8	49,1	36,5	41,9	49,9	36,6	39,4	43,1	43,1
Сопротивление жилы при 20 °С и $l = 6000$ м	26	25	23	27	25	24	27,5	24	24	24
	80		60		48					
$I_{л\text{ ном}}$ – ток в линии при номинальной нагрузке; $\Delta U_{л\text{ЭП}}$ – падение напряжения в линии по отношению к напряжению на передающем конце; $S_{\text{СЧ ном}}$ – мощность на входе линии при номинальной нагрузке										

Минимальные габариты и стоимость кабель-трос будет иметь, если информационный канал расположить по оси кабеля так, чтобы силовые жилы в изоляции по нормам в зависимости от рабочего напряжения соприкасались друг с другом (рисунок 4.1).

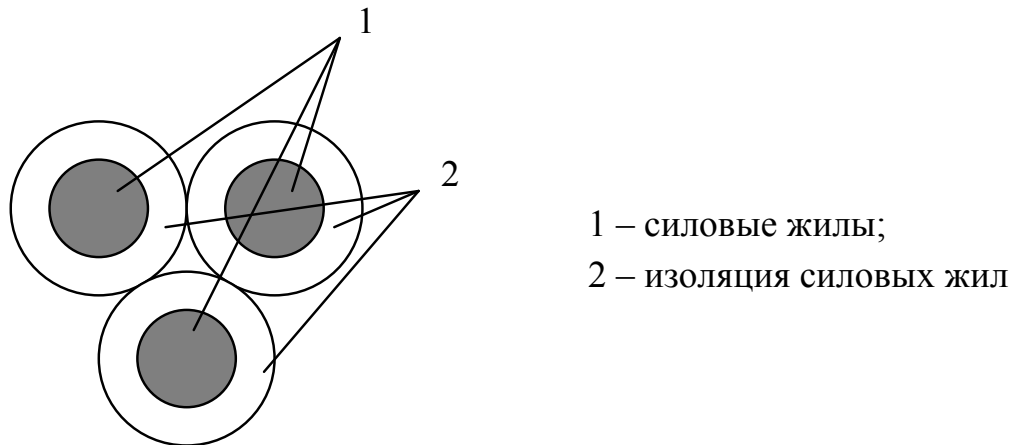


Рисунок 4.1– Расположение жил в кабель-тросе

Оптоволоконные кабель-тросы [184] отечественного производства при количестве волокон не менее 4 имеют внешний диаметр не менее 10 мм.

Зарубежные кабель-тросы имеют следующие габариты оптического канала [186, 187]:

– диаметр по изолирующей трубке $D_{ит} = 7,1$ мм при количестве волокон 7 шт.;

– $D_{ит} = 11,6$ мм при количестве волокон 12 шт.

Таким образом, использование оптического канала приведет к увеличению диаметра кабель-троса (до брони) не менее чем на 5–6 мм.

Коаксиальные кабель-тросы отечественного производства имеют следующие параметры ($D_{из}$ – диаметр по изоляции, т.е. без оболочки, так как при расположении коаксиальной пары по оси кабель-троса оболочка не нужна; α – коэффициент затухания):

- субминиатюрные – $D_{из} = 1,0$ мм, $\alpha = 3,4–3,5$ дБ/м при $f = 3$ ГГц;

- миниатюрные – $D_{из} = 1,5–2,2$ мм, $\alpha = 1,8–2,8$ дБ/м при $f = 3$ ГГц;

- среднегабаритные – $D_{из} = 4,6$ мм, $\alpha = 1,0–1,15$ дБ/м при $f = 3$ ГГц;

$$D_{из} = 7,25 \text{ мм, } \alpha = 0,8–0,9 \text{ дБ/м при } f = 3 \text{ ГГц;}$$

$$D_{из} = 9,0 \text{ мм, } \alpha = 0,75 \text{ дБ/м при } f = 3 \text{ ГГц.}$$

Таким образом, габариты коаксиальной пары будут существенно зависеть от величины допустимого затухания.

Если допустимая величина затухания на частоте 3 ГГц не более 2 дБ/м, то диаметр коаксиальной пары не превысит 2,2 мм и практического влияния на габариты кабель-троса не окажет.

Если максимальное затухание на частоте 3 ГГц не должно превышать 1,0 дБ/м, то диаметр коаксиальной пары будет не менее 5 мм, что потребует увеличения диаметра кабель-троса (до брони) на 3–4 мм.

Ужесточение требований к затуханию приводит к росту диаметра кабель-троса.

Пересчет затухания на другую частоту f (ГГц) осуществляется по формуле:

$$\alpha = \alpha_{3\text{ГГц}} \sqrt{f/3}. \quad (4.15)$$

Симметричные пары радиочастотных кабелей имеют следующие параметры [185]:

– $D_{из} = 3,0$ мм, $\alpha \leq 0,12$ дБ/м при $f = 45$ МГц;

– $D_{из} = 7,5$ мм, $\alpha \leq 0,06$ дБ/м при $f = 45$ МГц.

При диаметре по изоляции 3,0 мм затухание на частоте 10 МГц симметричной пары кабеля РД-13 составляет 0,54 дБ/км.

Отметим, что поверх изоляции симметричных пар в радиочастотных кабелях накладывается экран в виде оплетки из медной проволоки диаметром 0,12–0,2 мм. Наложение экрана ведет к увеличению диаметра пары на 0,5–0,7 мм.

Уменьшение диаметра по изоляции симметричной пары увеличивает затухание.

Затухание коаксиального кабель-троса при медном многопроволочном внутреннем проводнике и оплетке – внешнем проводнике рассчитывается по формуле (дБ/м) [182]:

$$\alpha = \frac{2,6 \cdot 10^{-8} k_3 \sqrt{\varepsilon} f}{\lg(D/d)} (k_1/d + k_2/D) + 9,08 \cdot 10^{-8} f \sqrt{\varepsilon} \operatorname{tg} \delta. \quad (4.16)$$

Таким образом, затухание в кабель-тросе может быть снижено путем увеличения диаметра внутреннего проводника, толщины изоляции и применения материалов с более высокими изоляционными свойствами. Эти мероприятия ведут к увеличению диаметра кабель-троса (по изоляции) и стоимости.

Можно использовать два нетрадиционных варианта выполнения информационного канала, не ведущих к увеличению диаметра кабель-троса.

Первый вариант (рисунок 4.2): по оси кабель-троса размещается сигнальная многопроволочная жила сечением не менее 0,5–1,0 мм, а экран в виде повива из медных проволок диаметром 0,12–0,2 мм накладывается поверх силовых жил, при этом расстояние между экраном и сигнальной жилой оказывается большим, что в соответствии с выражением (4.16) уменьшает затухание за счет снижения погонной емкости «экран – сигнальная жила».

Второй вариант (рисунок 4.3): сигнальная жила сечением 0,5–1,0 мм² размещается по оси кабель-троса, а в качестве ее «обратного» провода используются силовые жилы, что обеспечит приемлемое затухание без увеличения диаметра кабель-троса по изоляции, так как расстояние между центрами сигнальной жилы и силовых жил за счет изоляции последних будет достаточно велико.

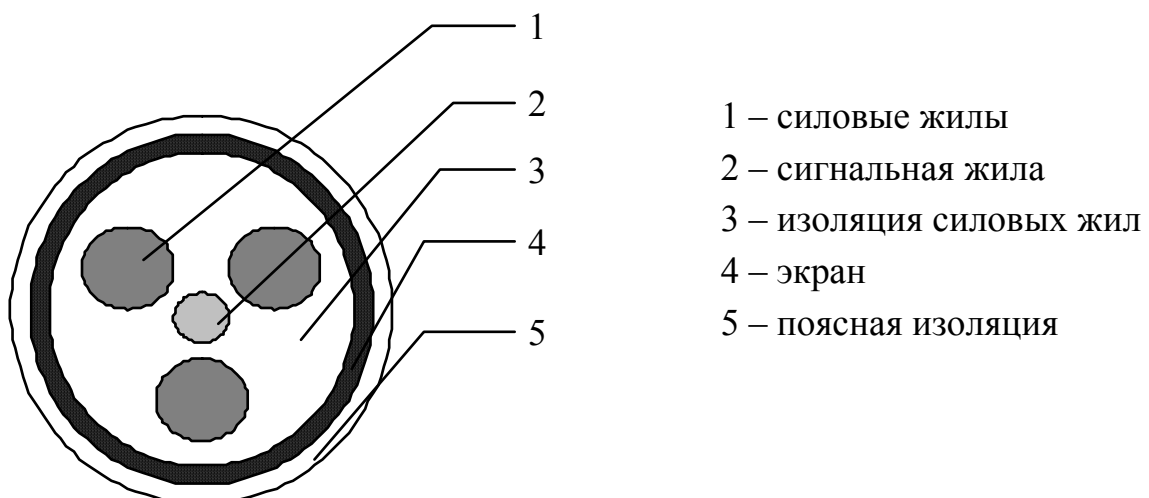


Рисунок 4.2 – Первый вариант выполнения информационного канала

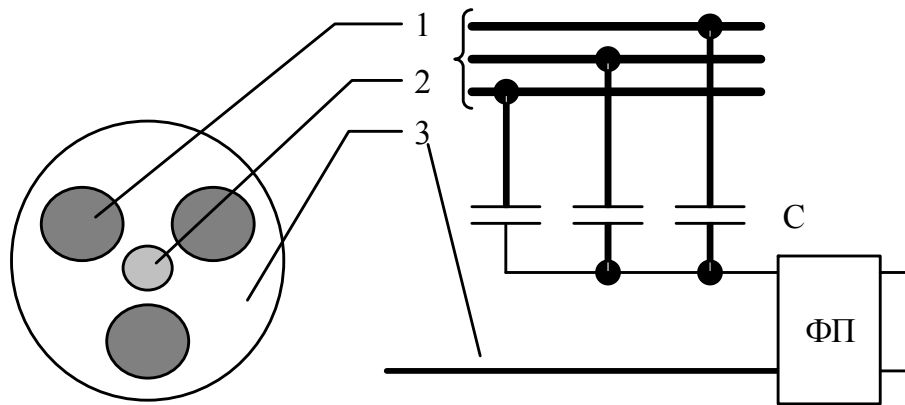


Рисунок 4.3 – Второй вариант выполнения информационного канала:
 1 – силовые жилы; 2 – сигнальная жила; 3 – изоляция силовых жил;
 С – конденсаторы присоединения; ФП – фильтр присоединения

Рекомендации по электрическим параметрам и конструкции кабель-троса

1. Рабочее напряжение кабель-троса должно быть не менее 3,5–4,5 кВ при частоте 800–1000 Гц.

2. При длине кабель-троса до 6000 м, сечении силовых жил 2,0 мм² и напряжении в линии со стороны СЧ 4500 В потери в кабель-тросе не превысят 10–12 % от мощности, потребляемой ТНПА.

3. Приемлемое затухание в информационном канале (не более 0,6 дБ/км на частоте 10 МГц), не увеличивая диаметр и стоимость кабель-троса, можно получить, размещая сигнальную жилу сечением 0,5–1,0 мм² по оси кабель-троса и используя в качестве второй пары сигнального провода силовые жилы кабель-троса, выделяя информационные сигналы через конденсаторы присоединения.

4. Минимально достижимый диаметр кабель-троса по изоляции (до брони) при рабочем напряжении 4500 В, сечении силовых жил 2 мм² и сигнальной жилы 0,5–1,0 мм² составляет 26–27 мм.

4.2 Методика определения эффективного напряжения переменного тока в трехфазном кабель-тросе

Глубоководный телеуправляемый необитаемый подводный аппарат с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе и надводный корабль

(судно-носитель), как было отмечено ранее, соединены друг с другом трехфазным кабель-тросом, содержащим, по крайней мере, три токопроводящих жилы для передачи на ТНПА трехфазного питающего напряжения. Источником питающего напряжения обычно является управляемый автономный инвертор напряжения, вырабатывающий трехфазное напряжение повышенной частоты [188, 189]. Повышенная частота применяется для получения приемлемых массогабаритных показателей преобразователей энергии в бортовой и подводной частях системы электропитания ТНПА [190].

Конструктивно кабель-трос, как было описано в подразд. 4.1, изготовлен в виде двухслойной намотки в противоположных направлениях вокруг кабеля стальных проволок, выполняющих для проводников кабеля роль экранирующей оплетки. Этот экран является одновременно и броней кабель-троса, он электрически соединен с корпусом корабля и корпусом ТНПА.

Силовые жилы кабель-троса имеют относительно друг друга и относительно брони паразитную емкость, которая является дополнительной нагрузкой емкостного характера для инвертора и кабель-троса. В рабочем режиме вследствие обжатия кабеля броней и гидростатическим давлением происходит увеличение этих паразитных емкостей.

Эту дополнительную нагрузку емкостного характера на элементы инвертора (силовые ключи, выходной трансформатор) устраняют подключением к выходу инвертора трехфазного компенсирующего устройства, устраняют потребляющего от инвертора реактивную нагрузку индуктивного характера, по величине равную вышеупомянутой емкостной нагрузке, создаваемой кабель-тросом. Роль компенсатора может выполнять трансформатор при его специальном исполнении [191, 192]. Компенсирующее устройство позволяет защитить от емкостного тока только инвертор, но не разгружает кабель-трос. Более подробно способы компенсации реактивной составляющей кабель-троса рассматриваются в подразд. 4.4.

Для минимизации токовой нагрузки и определения эффективного напряжения в кабель-тросе проанализируем работу реального кабель-троса

(таблица 4.6), имеющего паразитные емкости токопроводящих жил между собой и относительно броневой оплетки. В таблице 4.6 приведены параметры кабель-троса, рассчитанного на мощность 60 кВт, длиной 6000 м.

Таблица 4.6 – Параметры кабель-троса, рассчитанного на мощность 60 кВт, длиной 6000 м

Фазное напряжение V_{ϕ}	1000 В
Линейное напряжение $V_{\text{л}}$	1740 В
Емкость фазная C_{ϕ}	0,66 мкФ
Емкость линейная $C_{\text{л}}$	0,833 мкФ
Сопротивление X_{ϕ}	191,2 Ом
Сопротивление $X_{\text{л}}$	241,3 Ом
Частота напряжения f	1 кГц

При анализе будем считать трехфазную систему питающих напряжений и кабель-трос симметричными, а нагрузку равномерной по фазам. При условии симметрии питания, кабель-троса и нагрузки достаточно исследовать формирование тока в одной фазе кабеля, так как во всех трех фазах процесс формирования тока происходит аналогично.

Схема СЭП ТНПА с однозвенной схемой замещения кабель-троса приведена на рисунке 4.4.

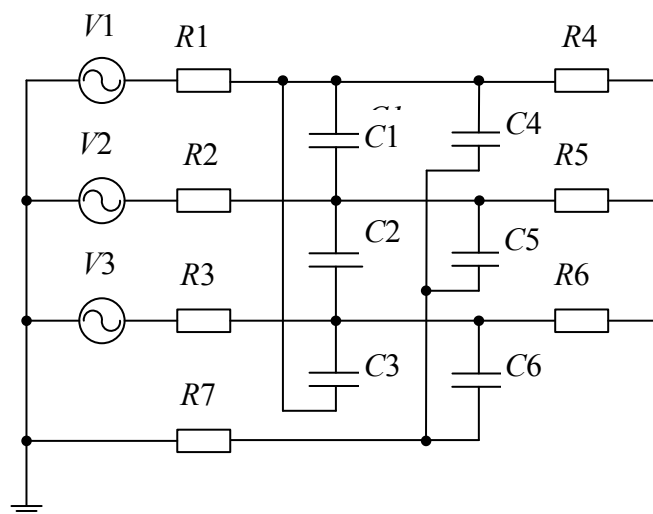


Рисунок 4.4 – Однозвенная схема замещения кабель-троса

В схему замещения кабель-троса введен дополнительный резистор $R7$, который необходим для функционирования программы моделирования, в реальной схеме он отсутствует.

Источники переменного напряжения $V1, V2, V3$, соединенные в «звезду», образуют трехфазный источник питания ТНПА (фазы A, B, C). Данный источник питания связан с трехфазным питающим входом ТНПА трехжильным кабель-тросом, однозвенная схема замещения которого показана на рисунке 4.4. На схеме резисторы $R1, R2, R3$ представляют омическое сопротивление жил кабеля; конденсаторы $C1, C2, C3$ имитируют паразитные емкости жил кабель-троса между собой (линейные емкости $C_{л}$); конденсаторы $C4, C5, C6$ имитируют паразитные емкости жил кабель-троса относительно брони (фазные емкости $C_{ф}$). Токоприемники ТНПА представлены резистивной трехфазной нагрузкой, выполненной на резисторах $R4, R5, R6$, соединенных по схеме «звезда».

При исследовании схемы рассматривается случай полной симметрии трехфазного кабеля, т.е. считается, что $C1 = C2 = C3 = C_{л}$ и $C4 = C5 = C6 = C_{ф}$. Также считается симметричным трехфазный источник питания.

На рисунке 4.5 приведена векторная диаграмма напряжений и токов для схемы представленной на рисунке 4.4, построенная согласно [181, 193, 194].

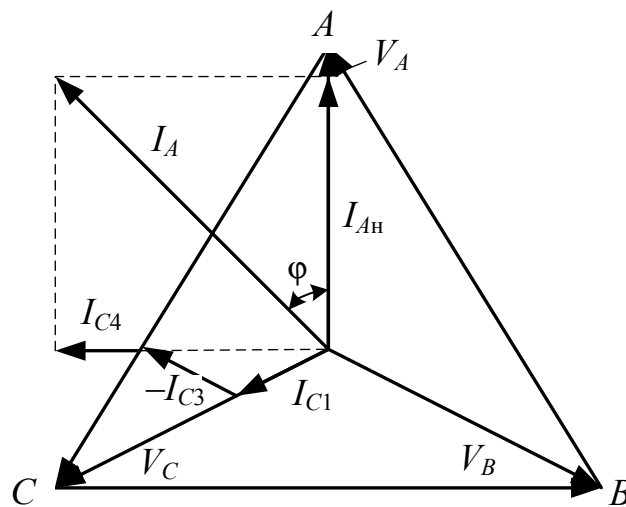


Рисунок 4.5 – Векторная диаграмма напряжений и токов однозвенной схемы замещения кабель-троса

На диаграмме показаны стрелками направления токов и напряжений, принятые за положительные, а также указаны следующие векторы:

V_A, V_B, V_C – векторы фазных напряжений;

$I_{Aн}$ – вектор тока нагрузки фазы A ;

I_{C1}, I_{C3}, I_{C4} – векторы емкостных составляющих тока фазы A , протекающих через паразитные емкости $C1, C3, C4$.

На схеме замещения конденсаторы $C1, C2, C3$ соединены по схеме «треугольник». Положительное направление тока принято по часовой стрелке.

Емкостной ток $I_{Aемк}$ фазы A равен векторной сумме трех токов, протекающих через паразитные емкости $C1, C3, C4$:

$$I_{Aемк} = I_{C1} + (-I_{C3}) + I_{C4}.$$

Для нахождения данных токов определим реактивные сопротивления паразитных емкостей кабель-троса $C1 \dots C6$:

$$X_{C1} = X_{C2} = X_{C3} = X_{л} = (-j)/\omega C_{л};$$

$$X_{C4} = X_{C5} = X_{C6} = X_{ф} = (-j)/\omega C_{ф},$$

где $X_{л}$ – реактивное сопротивление линейной емкости;

$X_{ф}$ – реактивное сопротивление фазной емкости;

ω – угловая частота питающего напряжения.

Ток I_{C1} протекает через емкость $C1$ под действием линейного напряжения V_{CB} , опережает его по фазе на угол 90° и определяется выражением:

$$I_{C1} = \frac{V_{AB}}{X_{л}} = \frac{V_{AB}\omega C_{л}}{-j} = jV_{AB}\omega C_{л}. \quad (4.17)$$

Ток I_{C3} протекает через емкость $C3$ под действием линейного напряжения V_{CA} , опережает его по фазе на угол 90° и определяется выражением:

$$I_{C3} = \frac{V_{CA}}{X_{л}} = \frac{V_{CA}\omega C_{л}}{-j} = jV_{CA}\omega C_{л}. \quad (4.18)$$

В выражение для тока $I_{Aемк}$ составляющая I_{C3} входит со знаком «минус», так как ток I_{C3} имеет отрицательное направление [181].

Паразитные емкости жил кабель-троса относительно брони (емкости C_4 , C_5 , C_6) соединены между собой через броню кабель-троса по схеме «звезда». При таком соединении одинаковых емкостей потенциал их общей точки, то есть брони, относительно общей точки источника питания равен нулю. Поэтому заряд/разряд емкостей C_4 , C_5 , C_6 происходит под действием соответствующего фазного напряжения: V_A , V_B или V_C . В частности, емкость C_4 заряжается/разряжается током I_{C_4} , который протекает под действием фазного напряжения V_A , опережает это напряжение на угол 90° и определяется следующим выражением:

$$I_{C_4} = \frac{V_A}{X_\phi} = \frac{V_A \omega C_\phi}{-j} = jV_A \omega C_\phi. \quad (4.19)$$

Подставив в формулу для емкостного тока $I_{A\text{емк}}$ фазы A выражения (4.17)–(4.19) получим:

$$I_{A\text{емк}} = I_{C_1} + (-I_{C_3}) + I_{C_4} = jV_{AB} \omega C_\pi - jV_{CA} \omega C_\pi + jV_A \omega C_\phi. \quad (4.20)$$

На векторной диаграмме вектор I_{C_1} является перпендикуляром к вектору V_{AB} ; вектор минус I_{C_3} – перпендикуляром к вектору V_{CA} ; вектор I_{C_4} – перпендикуляром к вектору V_A . Все эти векторы направлены в сторону опережения соответствующих векторов напряжения. Сумма векторов (4.20) представляет собой реактивный ток емкостного характера, протекающий по фазе A .

На векторной диаграмме векторы I_{C_1} и $-I_{C_3}$ расположены под углом 30° к мнимой оси j . Поэтому модуль вектора $I_{A\text{емк}}$, равный его проекции на мнимую ось, можно определить следующим образом:

$$|I_{A\text{емк}}| = I_{A\text{емк}} = \frac{2V_\phi \sqrt{3} \cos 30}{X_\pi} + \frac{V_\phi}{X_\phi}. \quad (4.21)$$

В выражении (4.21) учтено соотношение $V_\phi \sqrt{3} = V_\pi$, а также равенство емкостей: $C_1 = C_3 = C_\pi$, $C_4 = C_\phi$.

Для удобства построения кривых упростим выражение (4.21):

$$I_{\text{Аемк}} = \left(2 \cdot \sqrt{3} \cdot 0,866 \cdot \frac{X_{\phi}}{X_{\text{л}}} + 1 \right) \frac{V_{\phi}}{X_{\phi}} = \left(2,96 \frac{C_{\text{л}}}{C_{\phi}} + 1 \right) \frac{V_{\phi}}{X_{\phi}}. \quad (4.22)$$

Значения емкостей $C_{\text{л}}$, C_{ϕ} в технической документации на кабель-трос не приводится. Эти данные находятся непосредственным измерением. Обычно, емкость жил кабель-троса между собой ($C_{\text{л}}$) и емкость жилы относительно брони (C_{ϕ}) близки по величине. Поэтому в выражении (4.22) будем считать $C_{\text{л}}/C_{\phi} = 1$, тогда:

$$I_{\text{Аемк}} = 4 \frac{V_{\phi}}{X_{\phi}}. \quad (4.23)$$

Если емкости $C_{\text{л}}$ и C_{ϕ} существенно отличаются по величине, в выражении (4.22) следует учесть реальное значение соотношения $C_{\text{л}}/C_{\phi}$:

$$I_{\text{Аемк}} = \left(2,96 \frac{C_{\text{л}}}{C_{\phi}} + 1 \right) \frac{V_{\phi}}{X_{\phi}}. \quad (4.24)$$

Ток $I_{\text{Аемк}}$ потребляется собственной паразитной емкостью кабель-троса, которая равномерно распределяется вдоль всей его длины. Поэтому можно предположить, что ток $I_{\text{Аемк}}$ имеет максимальное значение в начале кабель-троса, а затем линейно уменьшается до нуля в конце кабель-троса. Эта гипотеза далее будет проверена путем исследования трехзвенной модели кабель-троса.

Активная составляющая тока нагрузки фазы A ($I_{\text{Ан}}$) зависит от установленной нагрузки ТНПА. Этот ток может изменяться от нуля до максимального значения, определяемого токопропускающей способностью жилы кабель-троса. Полный ток I_A фазы A находится как векторная сумма тока нагрузки $I_{\text{Ан}}$ и емкостного тока $I_{\text{Аемк}}$ фазы A :

$$I_A = I_{\text{Ан}} + jI_{\text{Аемк}}. \quad (4.25)$$

Подсчитаем величину тока по формуле (4.21) для параметров схемы, указанных на рисунке 4.4.

После подстановки данных из таблицы 4.6 в формулу (4.21) получаем действующее значение тока:

$$I_{A\text{емк}} = 2 \cdot 1000 \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{\cos 30}{241,3} + \frac{1000}{191,2} = 17,7 \text{ А.} \quad (4.26)$$

Определим амплитудное значение этого тока:

$$I_{A\text{емк}} = 17,7 \cdot \sqrt{2} = 24,9 \text{ А.} \quad (4.27)$$

На рисунке 4.6 приведены диаграммы сигналов, полученных при моделировании схемы на рисунке 4.4 на холостом ходу. Токи, протекающие через конденсаторы $C1$, $C4$ (I_{C1}, I_{C4}), и инверсный ток ($-I_{C3}$), протекающий через $C3$, представлены на верхней диаграмме. На нижней диаграмме представлен емкостной ток фазы A , равный сумме токов I_{C1} , ($-I_{C3}$) и I_{C4} согласно выражению (4.21). Амплитудное значение этого тока, найденное при моделировании, равно 24,8 А, полученное при расчете, равно 24,9 А. Расхождение результатов объясняется в основном тем, что при расчете не учитывались сопротивление жилы кабель-троса и внутреннее сопротивление источника питания.

На рисунке 4.7 приведена схема СЭП ТНПА с использованием трехзвенной схемы замещения кабель-троса. В этой схеме в фазе A установлены три конденсатора ($C1$, $C7$, $C13$) по 0,22 мкФ каждый, образующие линейную емкость $C_{\text{л}}$ общей величиной 0,66 мкФ, как и в схеме на рисунке 4.4. В каждом звене фазы A также установлены три конденсатора $C4$, $C10$, $C16$ по 0,277 мкФ каждый, образующие фазную емкость $C_{\text{ф}}$ общей величиной 0,833 мкФ, что весьма близко к фазной емкости 1 мкФ, стоящей в схеме на рисунке 4.4. Схемы остальных фаз (B и C) аналогичны.

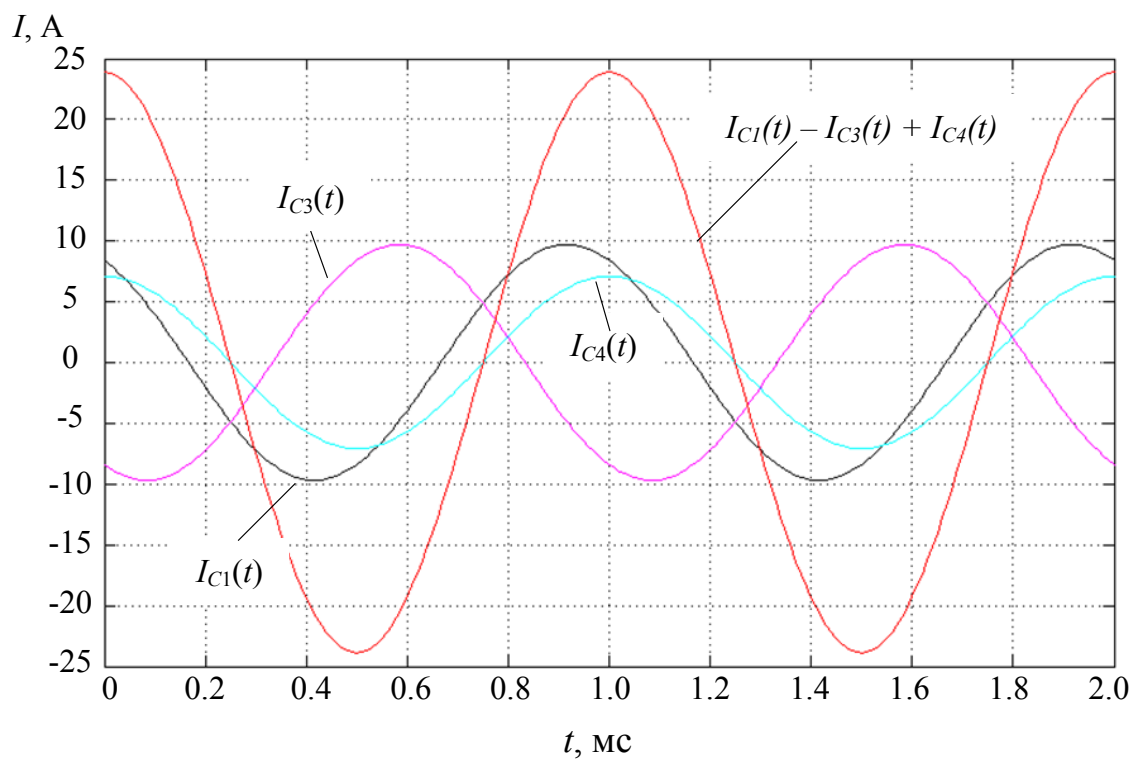
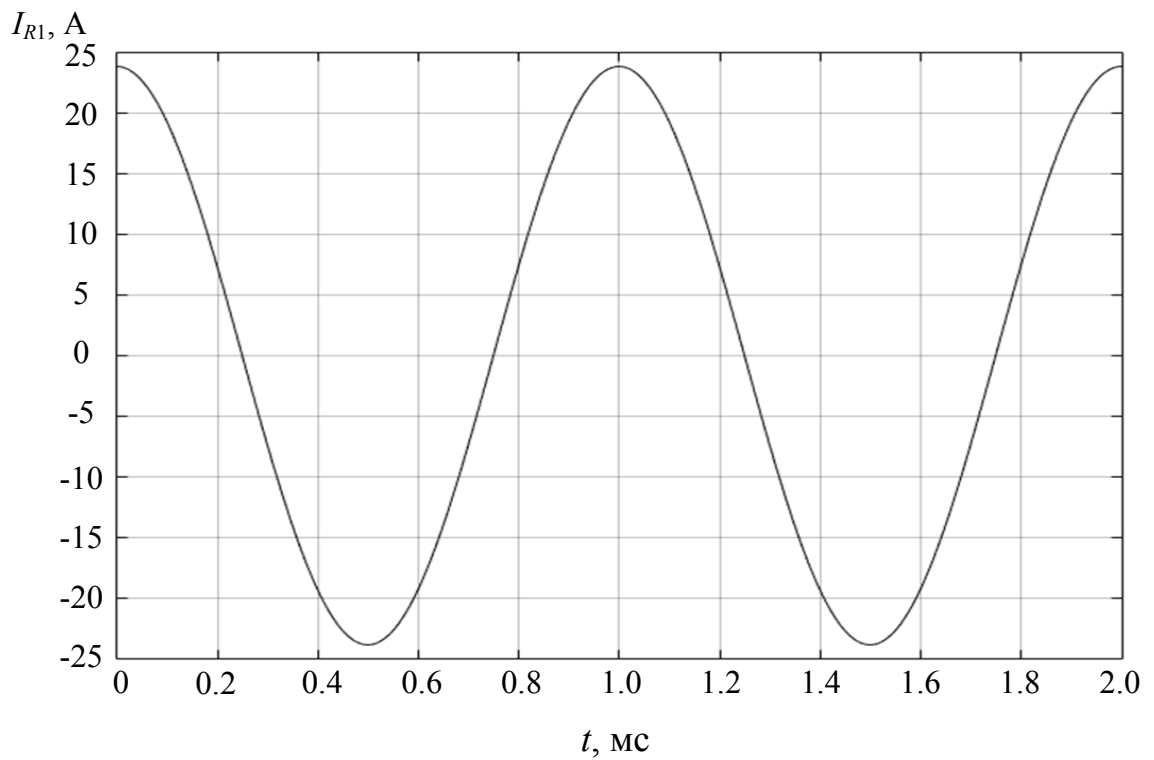


Рисунок 4.6 – Диаграммы токов в однозвенной схеме кабель-троса

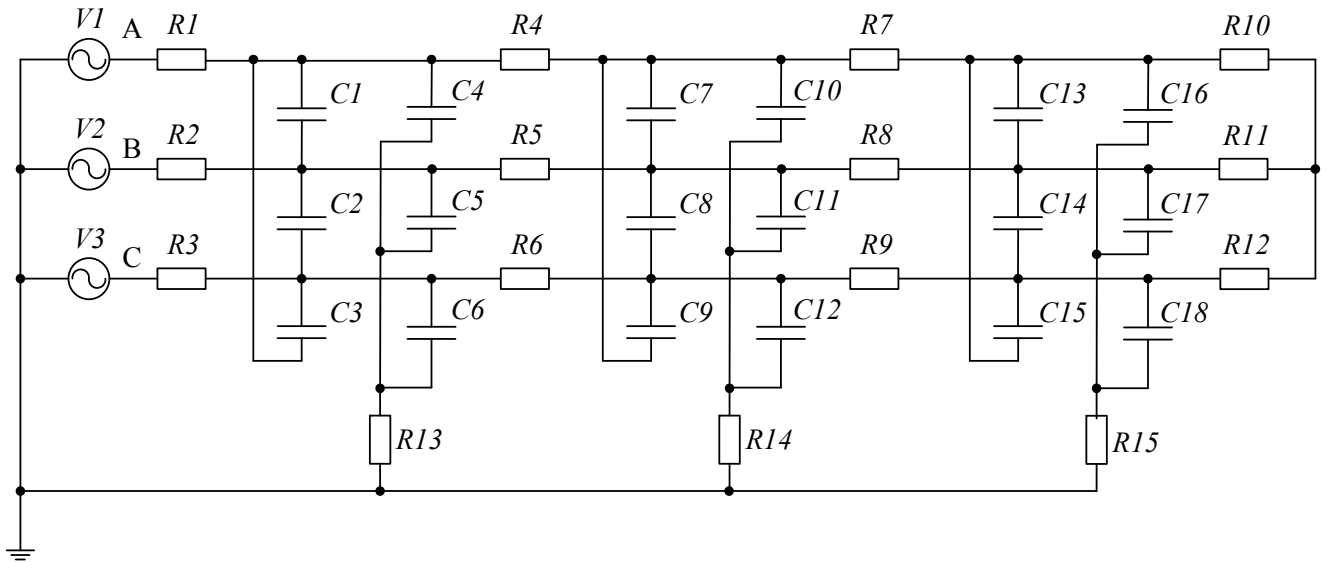


Рисунок 4.7 – Трехзвенная схема замещения кабель-троса

На рисунке 4.8 приведены результаты моделирования трехзвенной схемы кабель-троса.

В схеме на рисунке 4.7 для измерения тока, протекающего в звеньях модели, служат резисторы $R1$, $R4$, $R7$. На верхней диаграмме рисунка 4.8 показан ток, протекающий по этим резисторам. На нижней диаграмме показан ток конденсаторов $C1$, $C3$, $C4$, входящих в первое звено.

Нетрудно заметить, что по резистору $R1$ протекает ток всех трех звеньев кабель-троса и он максимален. По резистору $R4$ протекает ток второго и третьего звена. Ток через резистор $R4$ составляет $2/3$ от тока через $R1$. По резистору $R7$ протекает ток одного звена и он составляет $1/3$ от тока через $R1$.

Проведенное моделирование подтверждает сделанное ранее предположение, что емкостной ток, потребляемый каждой фазой кабель-троса, уменьшается по линейному закону от максимального значения в начале кабель-троса до нуля к концу кабель-троса [195]. Расчетное значение этого тока на расстоянии l от начала кабель-троса можно определить по следующему выражению:

$$I(l) = I_{\text{нач}} (l - l/L), \quad (4.28)$$

где $I_{\text{нач}}$ – фазный ток в начале кабель-троса;

$I(l)$ – фазный ток в кабель-тросе на расстоянии l от начала;

l – текущее расстояние от начала кабель-троса;

L – длина кабель-троса.

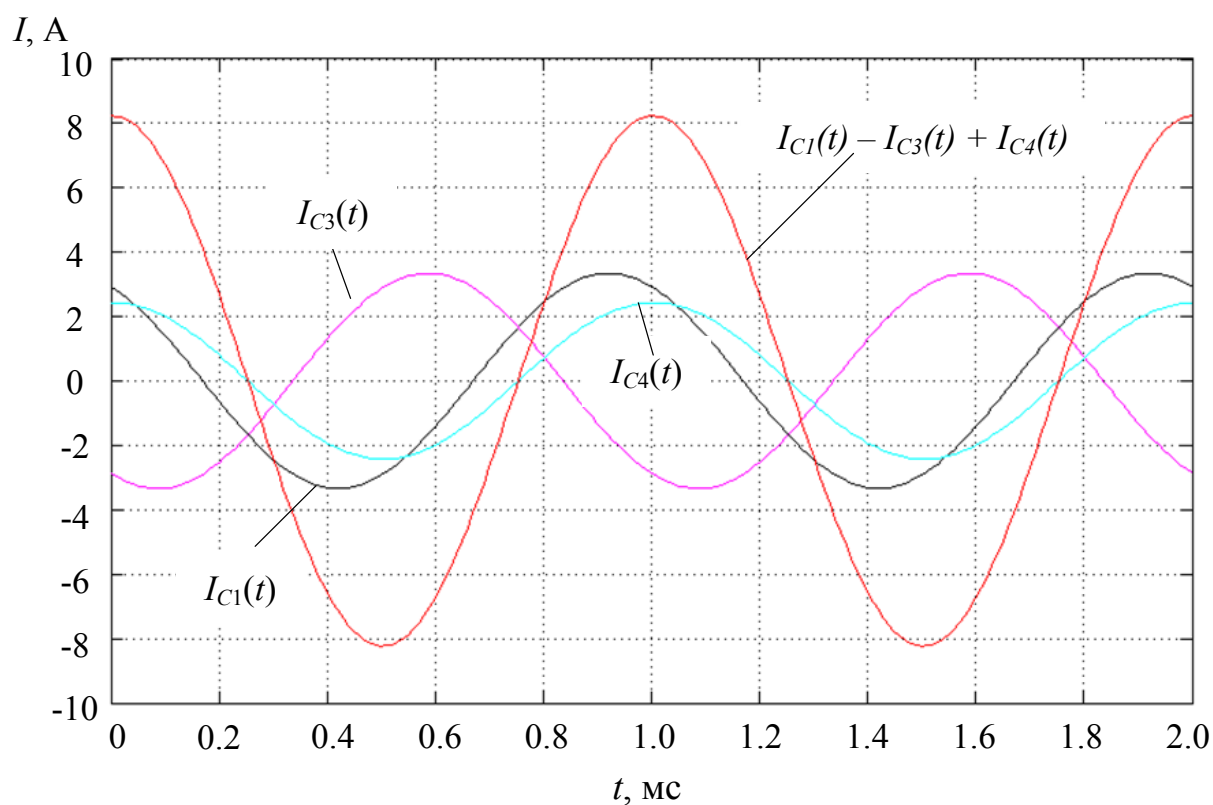
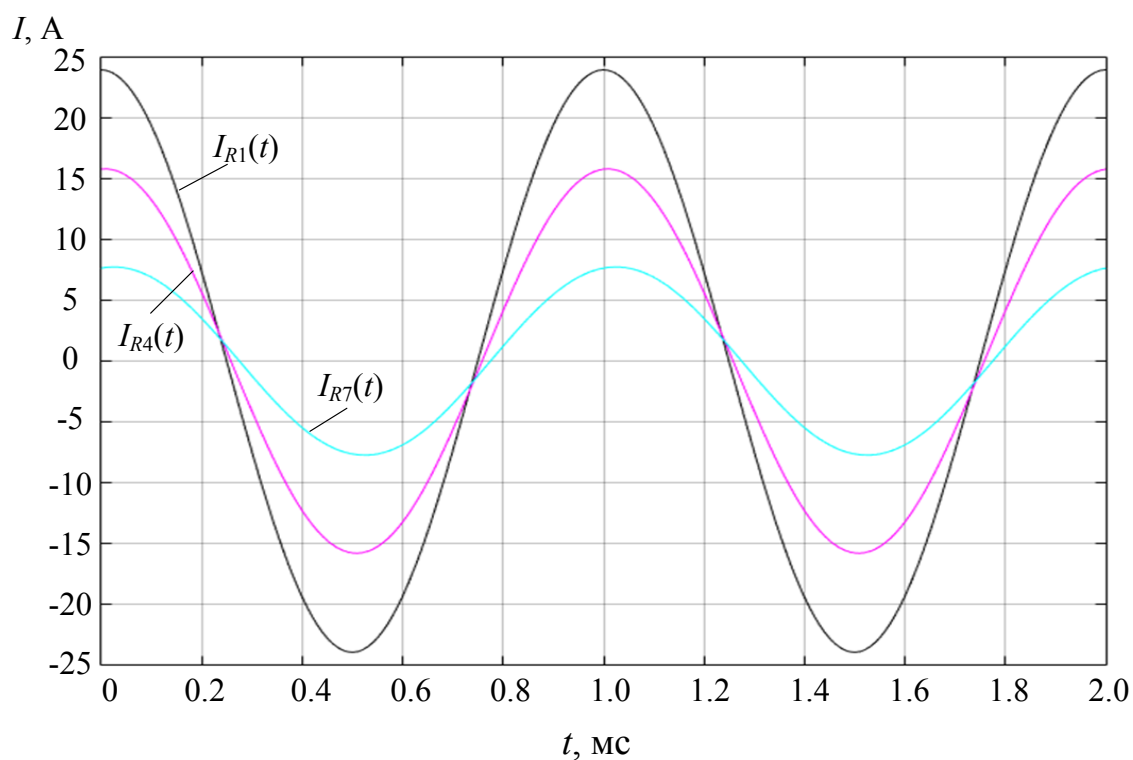


Рисунок 4.8 – Диаграммы токов в трехзвенной схеме замещения кабель-троса

Ток в начале кабель-троса $I_{\text{нач}}$ можно определить по выражению (4.21).
График выражения (4.28) представлен на рисунке 4.9.

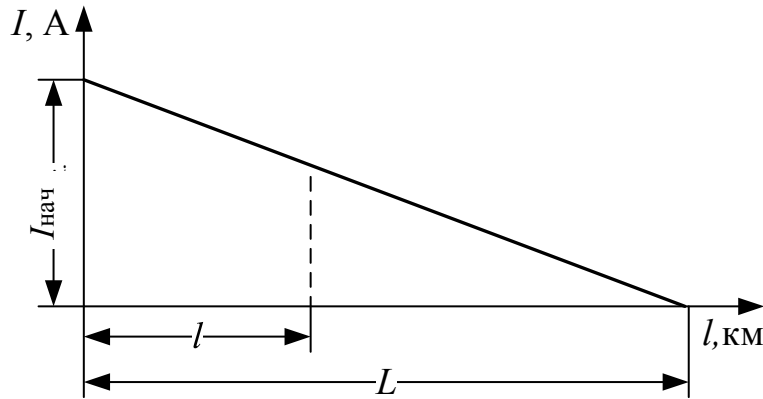


Рисунок 4.9 – График для определения тока в произвольной точке кабель-троса

До сих пор исследовался реактивный ток $I_{\text{Аемк}}$ емкостного характера, потребляемый кабель-тросом. Ток нагрузки, потребляемый ТНПА, обозначен на рисунке 4.6 вектором $I_{\text{Ан}}$. Сумма векторов $I_{\text{Ан}}$ и $I_{\text{Аемк}}$ образуют вектор фазного тока $I_{\text{А}}$, опережающего на угол φ вектор фазного напряжения $V_{\text{А}}$. Этим углом определяется значение коэффициента мощности, или $\cos \varphi$, с которым потребляется энергия от инвертора. При увеличении тока нагрузки $I_{\text{Ан}}$ от нуля до максимального значения, определяемого токопропускающей способностью жилы кабель-троса, $\cos \varphi$ возрастает также от нуля до максимального значения.

Ток нагрузки, потребляемый ТНПА, в данном исследовании полагается чисто активным. На векторной диаграмме (см. рисунок 4.5) он обозначен как вектор $I_{\text{Ан}}$, совпадающий по фазе с вектором фазного напряжения $V_{\text{ф}}$. Величина тока $I_{\text{Ан}}$ зависит от заданной мощности нагрузки $P_{\text{н}}$, приходящейся на одну фазу, и от величины фазного напряжения $V_{\text{ф}}$:

$$I_{\text{Ан}} = \frac{P_{\text{н}}}{V_{\text{ф}}}. \quad (4.29)$$

Полный ток I_A , потребляемый кабель-тросом по фазе A , определяется векторной суммой тока нагрузки $I_{Aн}$ и емкостного тока $I_{Aемк}$:

$$I_A = I_{Aн} + jI_{Aемк}. \quad (4.30)$$

После подстановки в выражение (4.30) $I_{Aн}$ из равенства (4.29), $I_{Aемк}$ из (4.23), получаем выражение для фазного тока I_A :

$$I_A = \frac{P_H}{V_\Phi} + j4 \frac{V_\Phi}{X_\Phi}. \quad (4.31)$$

Выражение (4.31) позволяет построить семейство характеристик $I_A = f(V_\Phi)$ для ряда значений P_H .

Модуль фазного тока I_A , равный длине вектора I_A (см. рисунок 4.5), определяется следующим выражением [181]:

$$|I_A| = \sqrt{\left(\frac{P_H}{V_\Phi}\right)^2 + \left(4 \frac{V_\Phi}{X_\Phi}\right)^2}. \quad (4.32)$$

В подкоренном выражении (4.32) первое слагаемое обратно пропорционально напряжению V_Φ , второе слагаемое – прямо пропорционально ему. Сумма этих слагаемых имеет минимум при $V_\Phi = V_{\Phi.эфф}$:

$$V_{\Phi.эфф} = \sqrt{P_H X_\Phi / 4}. \quad (4.33)$$

При мощности на фазе 20 кВт, $X_\Phi = 191,2$ Ом согласно формуле (4.33) $V_{\Phi.эфф} = 978$ В. Подставим выражение (4.33) в (4.32), получим формулу для расчета минимальной величины фазного тока I_{Amin} , который потребляется по кабель-тросу при эффективном фазном напряжении $V_{\Phi.эфф}$ и передаваемой мощности P_H :

$$I_{Amin} = \sqrt{8P_H / X_\Phi}. \quad (4.34)$$

При вышеуказанных параметрах (P_H , X_Φ) согласно равенству (4.34) ток $I_{Amin} = 28,9$ А. Режим работы кабель-троса при $V_{\Phi.эфф}$ является эффективным, так

как обеспечивает минимальный ток в жилах кабель-троса. Полную мощность S , потребляемую каждой фазой кабель-троса в этом режиме, можно определить как:

$$S = V_{\text{ф.эфф}} I_{A \text{ min}} = 2P_{\text{н}}. \quad (4.35)$$

Из данного выражения следует, что при работе кабель-троса в эффективном электрическом режиме потребляемая им полная мощность S численно равна удвоенной мощности нагрузки.

Используя выражение (4.32), можно построить вольт-амперную характеристику (ВАХ) $I_A = f(P_{\text{н}}, V_{\text{ф}})$ для ряда значений мощности $P_{\text{н}}$. На рисунке 4.10 представлена ВАХ для мощности нагрузки на одну фазу $P_{\text{н}} = 20$ кВт.

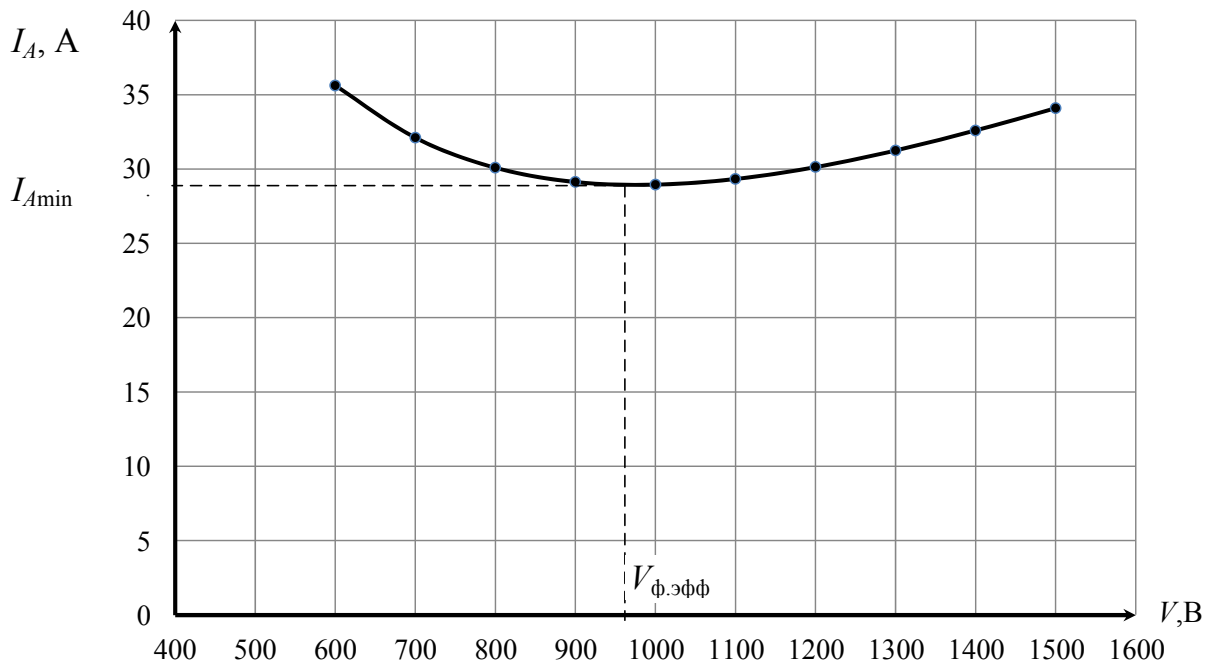


Рисунок 4.10 – Вольт-амперная характеристика кабель-троса

Построенная ВАХ показывает, что при фазном напряжении 978 В потребляемый кабель-тросом ток при передаваемой мощности 20 кВт на фазу имеет наименьшее значение. Поэтому данный режим передачи электроэнергии можно считать эффективным.

Подбор напряжения нужной величины на борту ТНПА необходимо делать без изменения напряжения питания кабель-троса, например с помощью трансформатора с переключающимися обмотками.

4.3 Обоснование выбора частоты напряжения при передаче энергии по кабель-тросу на переменном токе

Величина частоты напряжения при передаче энергии по кабель-тросу на переменном токе оказывает влияние на ряд важных параметров СЭП глубоководных ТНПА, а именно на массогабаритные показатели БЧ и ПЧ системы и на величину реактивной составляющей тока кабель-троса. Наиболее важным и значимым параметром для СЭП глубоководных ТНПА является массогабаритный показатель ее подводной части. Уменьшение массы и габаритов ПЧ СЭП позволяет расположить большее количество научной и технической аппаратуры на борту подводного аппарата. Увеличение частоты напряжения переменного тока ведет к уменьшению массы и габаритов ПЧ СЭП по экспоненциальному закону. Габариты СЭП ТНПА в основном определяют намоточные элементы системы (входной трехфазный понижающий трансформатор составляет до 80 % от общих габаритов и массы ПЧ СЭП) и с увеличением частоты массогабаритные показатели трансформаторов и дросселей существенно улучшаются. Это связано с тем, что ЭДС E , наводимая в обмотках трансформатора, выражается формулой [197]:

$$E = 4k_{\phi} w f B_m S, \quad (4.36)$$

где k_{ϕ} – коэффициент формы напряжения; w – число витков обмотки; f – частота преобразования; B_m – амплитуда индукции; S – сечение сердечника.

Из выражения (4.36) следует, что с увеличением частоты преобразования f при неизменной величине ЭДС E необходимо уменьшать либо число витков w , либо индукцию B_m , либо сечение сердечника S . В любом случае это приводит к уменьшению массы и габаритов всего трансформатора. Однако учитывая, что

потери в стали пропорциональны частоте в степени 1,3, а индукции – в квадрате, для исключения перегрева трансформатора приходится снижать индукцию с ростом частоты приблизительно по закону

$$B \equiv 1 / f^{0,65}. \quad (4.37)$$

В связи с этим масса трансформатора m с увеличением частоты f сначала снижается быстро, затем значительно медленнее, а после достижения эффективного значения частоты масса снова начинает возрастать из-за увеличения потерь.

На рисунке 4.11 представлена зависимость приведенной массы трансформатора $m_{\text{Тр}}$ с сердечником типа ГМ54ДС из ленты магнитомягкого нанокристаллического сплава на основе железа толщиной 25 мкм и удельных магнитных потерь $P_{\text{уд.Тр}}$ от частоты питающего напряжения f при номинальной мощности 20 кВт, которая получена экспериментально. Из рисунка 4.11 следует, что эффективное значение частоты $f_{\text{эфф}}$ для данного трансформатора находится в диапазоне от 0,9 до 1,05 кГц, что обеспечивает высокие удельные характеристики при низких удельных магнитных потерях.

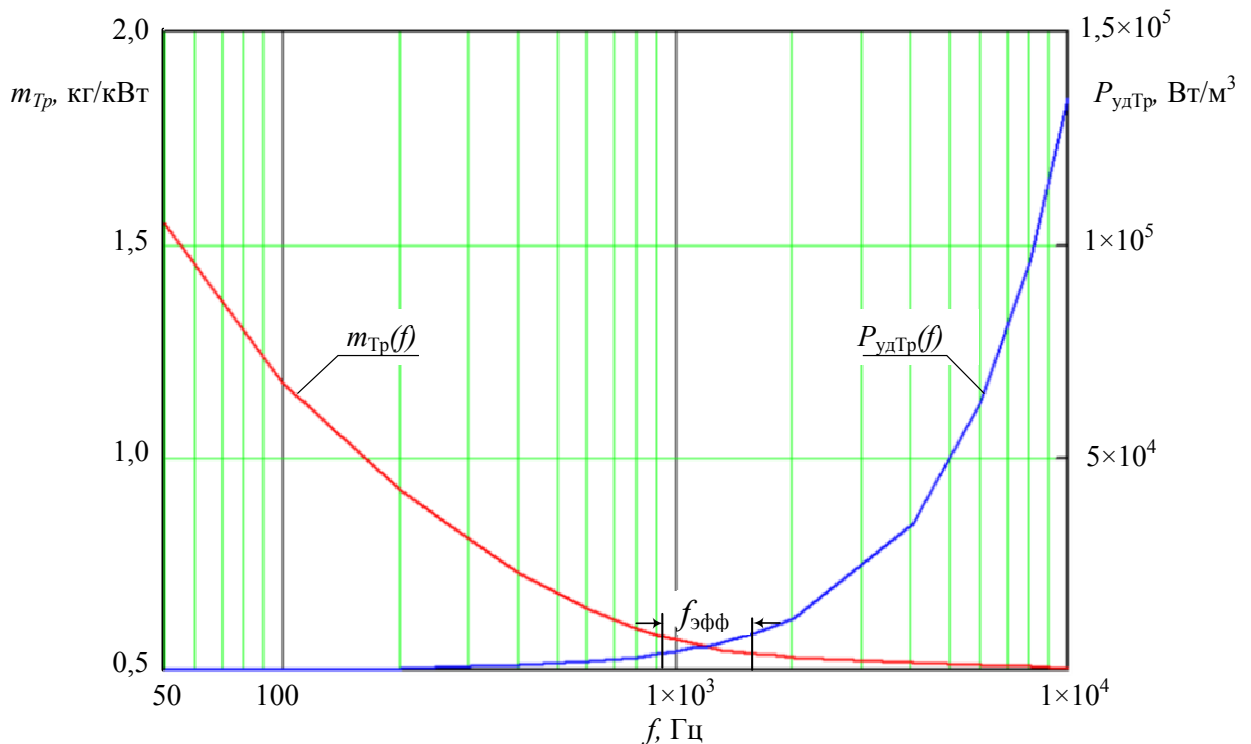


Рисунок 4.11 – Зависимость приведенной массы трансформатора и удельных магнитных потерь от частоты питающего напряжения

В современных СЭП ТНПА в качестве сердечников для силовых входных трансформаторов ПЧ все чаще применяют магнитопроводы из аморфных и нанокристаллических сплавов типа ГМ42ДС, ГМ54ДС и другие с высокой начальной магнитной проницаемостью, низкой остаточной магнитной индукцией и малыми удельными магнитными потерями. Рабочая частота для магнитопровода типа ГМ42ДС составляет не менее 200 кГц, а для ГМ54ДС – 5 МГц [198, 199].

Высокие рабочие частоты магнитопроводов при низких удельных магнитных потерях обеспечивают высокие удельные характеристики трансформаторов и дросселей системы. Применение такого типа магнитопроводов возможно только при размещении ПЧ СЭП в прочном корпусе, в маслonaполненных корпусах применяют магнитопроводы из электротехнической стали.

Величина частоты напряжения также ограничивается частотой модуляции автономного инвертора напряжения (АИН), расположенного в БЧ СЭП.

Частота модуляции f_{sw} влияет на величину требуемой индуктивности дросселя LC -фильтра АИН таким образом, что при увеличении f_{sw} индуктивность дросселя уменьшается, при уменьшении – наоборот. При низком значении индуктивности (по сравнению с оптимальным) инвертор начинает работать в режиме прерывистых токов, что, конечно, недопустимо, так как пульсации тока на дросселе могут оказаться настолько большими, что выведут из строя силовые ключи АИН. Большая величина индуктивности дросселя (по сравнению с оптимальным значением) LC -фильтра приводит к необоснованному увеличению массогабаритных показателей, но она необходима для обеспечения приемлемых пульсаций тока и для того, чтобы можно было осуществлять контроль выходного тока АИН.

Во многих литературных источниках [200, 201, 202, 203, 204, 205, 206, 207] приводятся результаты исследований автономных инверторов напряжения и в них массогабаритные показатели не являются основополагающим критерием. В приведенных работах выбрана частота модуляции, при которой цифровой

сигнальный процессор (DSP) способен выполнять все необходимые вычисления. И в большинстве случаев эта частота равна 20 кГц или 48 кГц. Существуют DSP (например, TMS320f28335), в которых программирование сводится к минимуму, так как они созданы специально для управления преобразовательной техникой. В работах, которые посвящены исследованию инверторных приводов асинхронных двигателей, стремятся к уменьшению динамических потерь в полупроводниках за счет пространственно-векторного управления, вследствие чего уменьшается частота переключений силовых ключей. Но в своей конструкции приводы уже имеют дроссель с большой индуктивностью.

Но в случае СЭП ТНПА отправной точкой является малая масса и габариты дросселя LC -фильтра и повышающего трансформатора, который будет находиться в БЧ СЭП. Поэтому необходимо использовать высокую частоту модуляции. К тому же с уменьшением величины индуктивности фильтра уменьшается индуктивная составляющая напряжения при коротком замыкании $U_{k\sigma}$, вследствие чего увеличивается максимально возможный ток нагрузки.

Увеличение частоты модуляции есть необходимое условие уменьшения массогабаритных показателей. Но с другой стороны, увеличение частоты имеет отрицательные последствия. С увеличением частоты модуляции значительно возрастают динамические потери в ключах, что приводит к снижению КПД. С развитием элементной базы (MOSFET-транзисторов) динамические характеристики значительно улучшаются, но максимально возможная частота модуляции остается ограниченной. Она ограничена не только характеристиками силовых ключей, но и аппаратной частью, а также вычислительными возможностями процессоров и микроконтроллеров [204].

С увеличением частоты растет паразитная емкостная составляющая тока кабель-троса, которую необходимо компенсировать дросселем, что в свою очередь увеличивает габариты БЧ и ПЧ СЭП. К тому же у каждого кабель-троса есть максимально допустимые параметры проводимого тока и с ростом пропускной составляющей тока резко увеличивается масса кабель-троса, что недопустимо.

Таким образом, существует некое приемлемое значение частоты напряжения в зависимости от структуры СЭП ТНПА, при котором динамические потери, величина индуктивности дросселя, масса и габариты трансформаторов и кабель-троса находятся в балансе. Для структуры СЭП ТНПА с кабель-тросом длиной до 6000 м, представленной на рисунке 1.10, эффективной величиной частоты напряжения в кабель-тросе является 1000 Гц при частоте ШИМ АИН 48 кГц.

4.4 Компенсация реактивной составляющей мощности в кабель-тросе при передаче энергии переменным напряжением

Рассмотрим, каким образом можно обеспечить увеличение удельной мощности подводной части СЭП ТНПА при передаче энергии на переменном токе повышенной частоты за счет минимизации дополнительных потерь в кабель-тросе, обусловленных емкостным током.

На рисунке 4.12 в качестве примера представлена СЭП ТНПА с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе. Она состоит из бортовой и подводной части. Бортовая часть СЭП располагается на обеспечивающем судне, ее питание осуществляется от трехфазной судовой сети напряжением 380 В частотой 50 Гц.

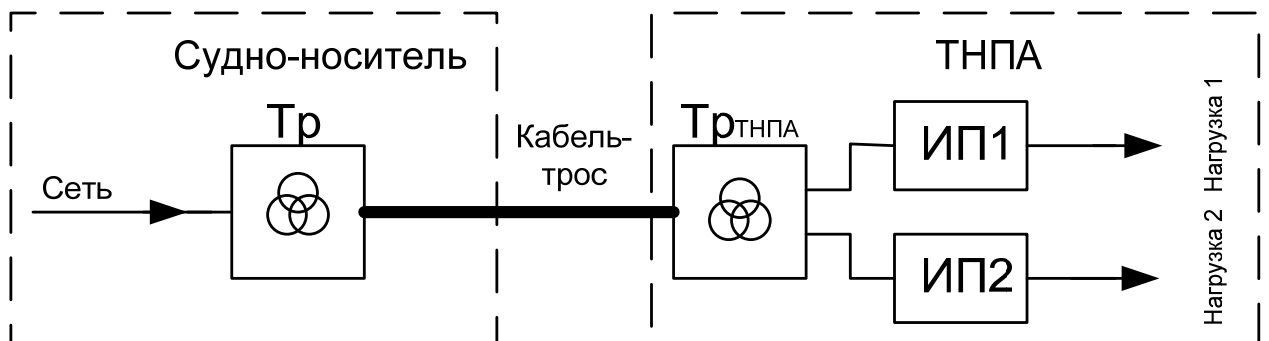


Рисунок 4.12 – СЭП ТНПА с передачей энергии по кабель-тросу
трехфазным переменным напряжением частотой 50 Гц

В состав бортовой части СЭП входит: повышающий трехфазный трансформатор Tr , вторичная обмотка которого подключена к кабель-тросу. Другой конец кабель-троса подключен к первичной обмотке понижающего трансформатора $Tr_{ТНПА}$, установленного в подводной части системы. Вторичная обмотка понижающего трансформатора $Tr_{ТНПА}$ подключена ко входу вторичных источников электропитания ИП1 и ИП2, обеспечивающих электроэнергией потребителей подводного аппарата [7].

Недостатками данной системы являются:

- большая масса и габариты понижающего трансформатора $Tr_{ТНПА}$;
- низкая стабильность напряжения на выходе при изменении в широких пределах мощности, потребляемой телеуправляемым необитаемым подводным аппаратом, вследствие падения напряжения на сопротивлении кабель-троса, что приводит к значительному схемному усложнению и увеличению габаритов стабилизаторов напряжения вторичных источников питания ИП1 и ИП2;
- большие потери в кабель-тросе, вызванные емкостным током.

Традиционные средства компенсации и регулирования реактивной мощности в электрических сетях, это синхронные компенсаторы (СК) и статические тиристорные компенсаторы (СТК). Первые являются вращающимися электрическими машинами, требующими закрытых помещений и постоянного квалифицированного обслуживания. В СТК отсутствуют подвижные элементы, однако они, так же как и СК, нуждаются в охлаждении, закрытом помещении, обслуживании, поскольку средством регулирования в них являются высоковольтные тиристорные ключи на полную мощность. Очевидно, что использование таких систем в устройствах для СЭП ТНПА невозможно из-за габаритов, а также дополнительных потерь и неэффективности.

Для сравнительного анализа на рисунке 4.13 представлена система передачи электроэнергии по длинному кабелю, разработанная в США [208].

Данная система имеет кабель с внутренним электрическим проводником, изолирующим слоем из твердого материала, окружающего проводник, и с внешним экранирующим заземленным слоем, в который дополнительно введен

один или несколько компенсирующих индукторов. Система содержит индукторы $Dp1$ и $Dp2$, установленные на концах кабеля. Недостатком такого решения для систем электропитания телеуправляемых необитаемых подводных аппаратов является увеличение веса и габаритов за счет введения индукторов. При введении компенсирующих индукторов габариты и масса суммарных объемов и масс согласующих трансформаторов и компенсирующих индукторов возрастают практически в два раза, что для телеуправляемого необитаемого подводного аппарата недопустимо.

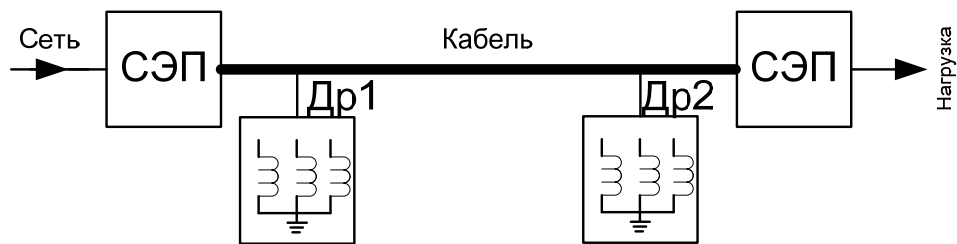


Рисунок 4.13 – Система передачи энергии по длинному кабелю с внешними индукторами

На рисунке 4.14 представлена СЭП ТНПА, позволяющая за счет компенсации реактивной мощности в кабель-тросе без введения дополнительных внешних компенсирующих устройств (индукторов и т.п.) достичь увеличения передаваемой мощности по кабель-тросу с сохранением ограничений по габаритам и массе системы.

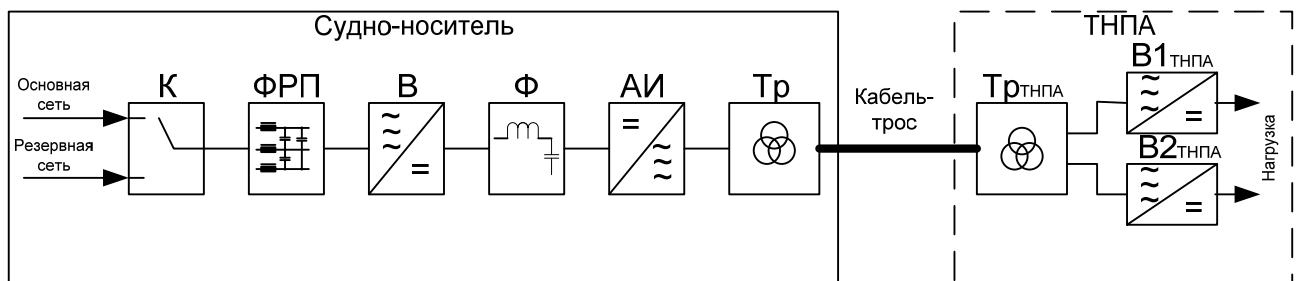


Рисунок 4.14 – Система электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с компенсацией реактивной мощности

СЭП ТНПА с компенсацией реактивной мощности в кабель-тросе содержит установленную на судне-носителе бортовую часть, включающую коммутатор сети К, вход которого соединен с основной или резервной судовой электрической сетью напряжением 380 В частотой 50 Гц. С коммутатора К напряжение через фильтр радиопомех ФРП поступает на выпрямитель В, затем через фильтр Ф на трехфазный автономный инвертор АИН, который повышает частоту питающего напряжения до 1000 Гц. Выход инвертора АИН соединен с первичными обмотками повышающего трехфазного трансформатора Тр, который в свою очередь повышает напряжение до величины $U_{\text{Лэфф}} = 1000\text{--}1500$ В. Вторичные обмотки трансформатора Тр соединены с кабель-тросом, связанным с первичными обмотками трансформатора Тр_{ТНПА} подводной части. В качестве компенсирующих дросселей используются трансформаторы бортовой и подводной частей системы электроснабжения, для чего сердечники трансформаторов изготовлены из аморфных магнитомягких сплавов, магнитные проницаемости которых μ_1 и μ_2 соответственно выбираются из условия

$$Q_{\mu 1 \text{Тр}} \approx Q_{\mu 2 \text{ТрТНПА}} \approx 0,5 Q_{\text{К}}, \quad (4.38)$$

где $Q_{\mu 1 \text{Тр}}$ – реактивная мощность трансформатора бортовой части системы, ВАр; $Q_{\mu 2 \text{ТрТНПА}}$ – реактивная мощность трансформатора подводной части системы, ВАр; $Q_{\text{К}}$ – реактивная мощность в кабель-тросе, обусловленная емкостным током, ВАр.

Индуктивность намагничивания трансформатора может быть определена из выражения [209]:

$$L_{\text{Тр}} = \frac{w^2 \mu_0 \mu S}{l}, \quad (4.39)$$

где w – число витков; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ – магнитная постоянная, Гн/м; μ – относительная магнитная проницаемость сердечника; S – площадь сечения сердечника, м²; l – длина средней магнитной линии сердечника, м.

Такое совмещение компенсирующих индуктивностей и трансформаторов позволяет почти в два раза снизить суммарные массогабаритные показатели

устройства по сравнению с использованием отдельных индукторов, добавленных в систему, в которой трансформаторы являются необходимыми элементами, несмотря на то что приходится несколько увеличить сечение провода обмоток.

В современных системах подводного оборудования с дистанционным управлением используется в качестве составной части гараж-заглубитель, в котором размещается телеуправляемый необитаемый подводный аппарат при его доставке на глубину, подводный аппарат соединяется с ним относительно коротким и легким плавучим кабелем.

Таким образом, в рассматриваемой системе часть реактивной мощности, компенсируемой индуктивностью подводной части системы, можно распределить между трансформаторами заглубителя и подводного аппарата. Поскольку в такой системе мощность трансформатора, установленного на подводном аппарате, существенно превышает мощность трансформатора на заглубителе, то целесообразно магнитные сердечники трансформаторов заглубителя и подводного аппарата выполнять из магнитомягких аморфных сплавов, магнитные проницаемости которых μ_3 и μ_4 соответственно выбраны из условия распределения компенсирующей индуктивности подводной части системы между этими трансформаторами пропорционально их мощности.

Когда к подводному аппарату предъявляются крайне жесткие требования по габаритам и массе, целесообразно всю компенсирующую индуктивность подводной части системы сосредоточить в трансформаторе заглубителя.

На рисунке 4.15 представлена СЭП ТНПА с гаражом-заглубителем, а на рисунке 4.16 показано распределение реактивной мощности в кабель-тросе во время работы подводного аппарата.

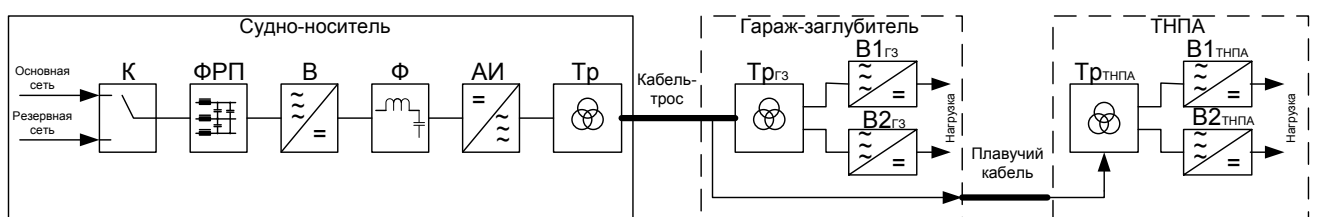


Рисунок 4.15 – Система электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с гаражом-заглубителем

На рисунке 4.16 Q_K^* – реактивная мощность в кабель-тросе в относительных единицах; l_K^* – длина кабель-троса в относительных единицах.

Принцип действия СЭП ТНПА с компенсацией реактивной мощности (см. рисунки 4.14 и 4.15) основан на том, что для уменьшения массы и габаритов подводной части системы электропитания, а также максимального упрощения электрическая энергия передается повышенным напряжением на повышенной частоте. Увеличение напряжения и частоты тока в кабель-тросе ведет к возрастанию емкостного тока кабеля, дополнительно нагружающего силовые жилы, что вызывает дополнительные потери и может уменьшить полезную нагрузку телеуправляемого необитаемого подводного комплекса, поскольку по техническим условиям величина тока в кабеле ограничена, но только в тех случаях, когда плотность тока в жилах кабеля близка к предельно допустимой. С другой стороны, увеличение напряжения ведет к уменьшению составляющей тока, зависящей от нагрузок подводной части, состоящей из подводного модуля или гаража-заглубителя и подводного модуля [58]. Поэтому существует некое оптимальное соотношение, связывающее величины напряжения и частоты, когда потери в кабеле минимальны.

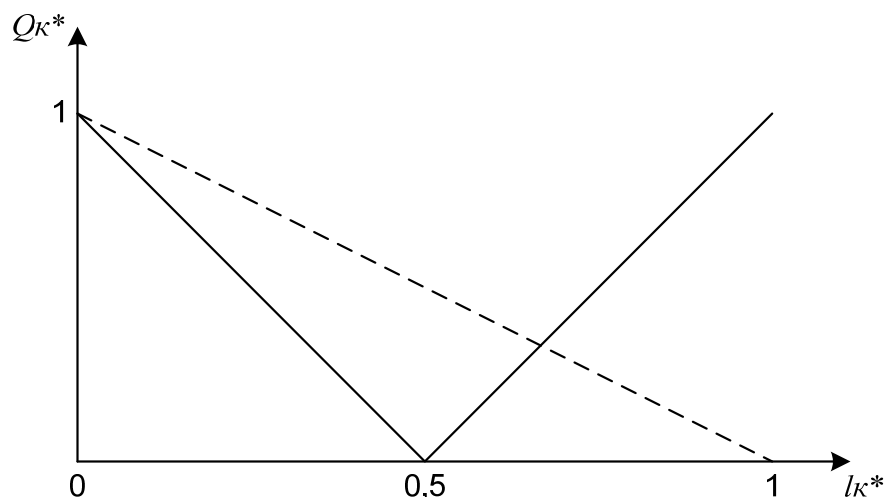


Рисунок 4.16 – Распределение выделяемой реактивной мощности в кабель-тросе при работе системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата

При суммарной мощности нагрузок гаража-заглубителя и подводного модуля до 50 кВт и сечении жил кабеля не менее 6,0 мм² увеличение частоты в большей степени ограничивает не перегрузка кабель-троса по току, а возрастание реактивной мощности, «потребляемой» емкостью кабель-троса, что ведет к росту потерь в кабель-тросе и, следовательно, к увеличению мощности бортовой части системы электропитания, кроме того, увеличивается мощность компенсации, «нейтрализующая» реактивную мощность кабеля [58].

Компенсация реактивной мощности кабель-троса позволяет «разгрузить» по реактивной мощности автономный инвертор напряжения, преобразующий выпрямленное напряжение судовой сети в трехфазное напряжение переменного тока повышенной частоты, т.е. не увеличивать полную мощность автономного инвертора напряжения.

Пунктиром на рисунке 4.16 показано распределение этой мощности, если компенсирующий дроссель установлен только на одном из концов кабель-троса, т.е. только на судовой части системы электропитания.

На частотах напряжения в кабель-тросе до 1 кГц влияние его емкости сказывается на реактивной мощности, выделяемой в кабель-тросе, следующим образом [209]:

$$Q_k = \frac{3U^2}{X_C}, \quad (4.40)$$

где U – напряжение в кабель-тросе, В; X_C – эквивалентное реактивное (емкостное) сопротивление кабель-троса, Ом.

Таким образом, проведенный анализ показал, что в СЭП ТНПК, изображенных на рисунках 4.12 и 4.13, для компенсации реактивной мощности используются дроссели с соответствующими индуктивностями, установленные на двух концах кабель-троса, а в СЭП ТНПК, представленных на рисунках 4.14 и 4.15, функции компенсирующих индуктивностей совмещены с функциями трансформаторов.

Выводы по главе 4

Выбором магнитных проницаемостей сердечников судовой и подводной частей, используя приведенные выражения, можно достичь выполнения условия (4.38) и скомпенсировать реактивную мощность, обусловленную емкостным током кабель-троса, без дополнительных дросселей, снизив при этом вес и габариты подводной части системы электроснабжения, несмотря на необходимость несколько увеличить сечение провода обмоток.

Когда функции компенсирующих индуктивностей совмещены с функциями трансформаторов и компенсирующая индуктивность располагается только на гараже-заглубителе, обеспечивается оптимизация массогабаритных и стоимостных показателей систем электропитания телеуправляемых необитаемых подводных комплексов нового поколения большой энерговооруженности. Уменьшение габаритов и массы по сравнению с применением отдельных компенсирующих дросселей составляет 1,5–2 раза.

5 ТЕПЛОВОЙ РАСЧЕТ ПОГРУЖНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ГЛУБОКОВОДНЫХ АППАРАТОВ

5.1 Назначение и классификация трансформаторов

Одним из важнейших звеньев системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата при передаче энергии на переменном токе по кабель-тросу является согласующий трехфазный трансформатор – погружной трансформатор (ПТр), который устанавливается непосредственно на борту подводного аппарата (рисунок 5.1). Для максимального снижения массы и габаритов СЭП, устанавливаемой на борту ТНПА, ПТр размещают в герметичном баке с трансформаторным маслом, что обеспечивает эффективное охлаждение при относительно малой поверхности охлаждения.



Рисунок 5.1 – Телеуправляемый
необитаемый подводный аппарат

ПТр обеспечивает преобразование переменного тока одного напряжения с выхода кабель-троса в переменный ток другого напряжения, гальваническую развязку электрических цепей, а также компенсацию реактивной мощности кабель-троса. ПТр может быть выполнен из трех одинаковых однофазных трансформаторов либо со связанной магнитной системой, главным образом стержневой. Однофазные трансформаторы, из которых составляют трехфазный трансформатор, в зависимости от магнитопровода и расположения обмоток на нем подразделяют на стержневые, броневые и тороидальные [209].

Броневой трансформатор обладает рядом конструктивных достоинств – один комплект обмоток вместо двух (как у стержневого трансформатора), более высокий коэффициент заполнения окна магнитопровода обмоточным проводом, частичная защита обмотки от механических повреждений. Основными достоинствами стержневого трансформатора являются большая поверхность охлаждения обмотки, малая индуктивность рассеяния вследствие половинного числа витков на каждом стержне и меньшей толщины намотки, меньший расход обмоточного провода, так как с уменьшением толщины намотки уменьшается средняя длина витка.

К достоинствам трансформатора с тороидальным магнитопроводом относятся малая индуктивность внешнего потока рассеяния и нечувствительность к внешним магнитным полям при условии равномерного распределения обмоток по окружности тороида. Однако изготовление таких трансформаторов сложно и дорого.

Детальное сравнение характеристик трансформаторов тороидальной и броневой конструкции проведено в [209]. При сравнении учитывались оптимальная геометрия магнитопровода, оптимальные соотношения потерь мощности. Оказалось, что оптимально сконструированные трансформаторы тороидального типа имеют следующие отличия по сравнению со стержневыми трансформаторами на разъемных магнитопроводах:

- 1) масса стального магнитопровода меньше;
- 2) масса медной обмотки больше;
- 3) длина средней магнитной линии меньше;
- 4) длина среднего витка больше;
- 5) площадь охлаждения катушки больше;
- 6) условия охлаждения магнитопровода хуже;
- 7) коэффициент заполнения магнитопровода сталью больше;
- 8) коэффициент заполнения окна медью меньше;
- 9) потери в меди больше;
- 10) потери в стали меньше;

- 11) масса активных материалов при одинаковых превышениях температуры обмоток ориентировочно больше на 10–15 %;
- 12) габаритный объем одинаковый;
- 13) индуктивность рассеяния меньше.

Результаты сравнения показывают незначительный выигрыш в массе и объеме трансформаторов стержневой конструкции благодаря лучшим условиям охлаждения магнитопровода при расчете на допустимое превышение температуры обмоток. Однако разработанная конструкция бака трехфазного ПТр на базе трех тороидальных трансформаторов (рисунок 5.2,*а*) по сравнению со стержневой конструкцией ПТр (рисунок 5.2,*б*) позволяет обеспечить лучшие условия охлаждения трансформатора, а следовательно, и массогабаритные показатели за счет введения в конструкцию бака внутренней цилиндрической трубы и обеспечения минимальных зазоров между поверхностями однофазных тороидальных трансформаторов и стенками бака. Благодаря введению внутренней цилиндрической трубы значительно уменьшается объем залитого масла, кроме того, она служит каркасом, на который крепятся три однофазных тороидальных трансформатора, что также ведет к уменьшению массы и габаритов ПТр.

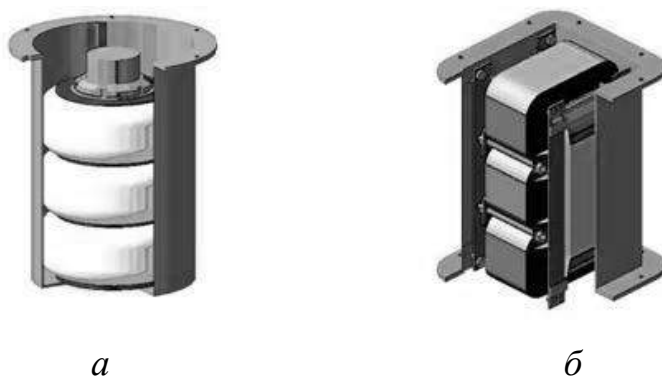


Рисунок 5.2 – Погружной трансформатор телеуправляемого необитаемого подводного аппарата: *а* – тороидальной конструкции; *б* – стержневой конструкции

Для примера в таблице 5.1 представлены массогабаритные показатели ПТр тороидальной и стержневой конструкции с номинальной мощностью 30 кВА при

частоте напряжения 1000 Гц в условиях масляного охлаждения с учетом водяного охлаждения бака.

Таблица 5.1 – Массогабаритные параметры ПТр тороидальной и стержневой конструкции

Параметр	$V_{тр}, \text{М}^3$	$m_{ст}, \text{КГ}$	$m_{дюр}, \text{КГ}$
Тороидальной ПТр	12,3	45,5	37,2
Стержневой ПТр	17,1	56	45,4
$V_{тр}$ – объем погружного трансформатора; $m_{ст}$ – масса погружного трансформатора для стальной конструкции бака; $m_{дюр}$ – масса погружного трансформатора для дюралюминиевой конструкции бака			

Из таблицы 5.1 видно, что, во-первых, ПТр тороидальной конструкции с номинальной мощностью 30 кВА при частоте напряжения 1000 Гц в условиях масляного охлаждения (с учетом водяного охлаждения бака) будет иметь массу и габариты трансформатора мощностью 10 кВА, работающего на частоте 50 Гц в условиях естественного воздушного охлаждения. Во-вторых, ПТр тороидальной конструкции имеет лучшие массогабаритные показатели по сравнению со стержневой конструкцией.

Таким образом, на основании выявленных преимуществ ПТр тороидальной конструкции по сравнению со стержневой дальнейший анализ тепловых режимов работы будет проводиться для трансформатора тороидальной конструкции.

Существует следующая градация трансформаторов по уровню мощности:

- 1) трансформаторы малой мощности (т.м.м.);
- 2) трансформаторы средней мощности (т.с.м.);
- 3) трансформаторы большой мощности (т.б.м.).

Наибольший объем информации по предельным значениям мощности, напряжения и частоты, характеризующим определенный уровень, имеется только для трансформаторов малой мощности [209, 210, 211, 212] и маломощных дросселей (д.м.м.) переменного тока [213].

Однако в упомянутых выше источниках имеются расхождения в определении границ между уровнями и ступенями внутри первого уровня по величине предельного значения мощности, частоты и напряжения.

Используя данные [209, 210, 211, 212], можно предложить таблицу предельных значений параметров трансформаторов питания малой мощности (таблица 5.2).

В соответствии с таблицей 5.2 трансформаторы мощностью более 6,3 кВА относятся к трансформаторам большой мощности. Настоящая таблица не претендует на какие-либо обязательные обобщения, так как по этим параметрам строгая классификация не установилась, таблица носит рекомендательный характер.

Таблица 5.2 – Классификация трансформаторов

Параметр	Единица измерения	Величина
1. Мощность:		
малые т.м.м.	ВА	до 100
средние т.м.м.	ВА	100–1000
большие т.м.м.	кВА	1,0–6,3
2. Напряжение:		
низковольтные	В	до 1000
высоковольтные	В	более 1000
3. Частота:		
пониженной частоты	Гц	менее 50
промышленной частоты	Гц	50
повышенной промышленной частоты	Гц	400, 1000, 2000
повышенной частоты	Гц	до 10000
высокой частоты	кГц	свыше 10
4. Рабочая температура обмоток:		
обычные	°С	≤130
высокотемпературные	°С	>130

5.2 Конструктивные особенности погружного трансформатора и их влияние на тепловой режим

Анализируя конструкцию ПТр, представленную на рисунке 5.3, можно отметить ряд ее особенностей.

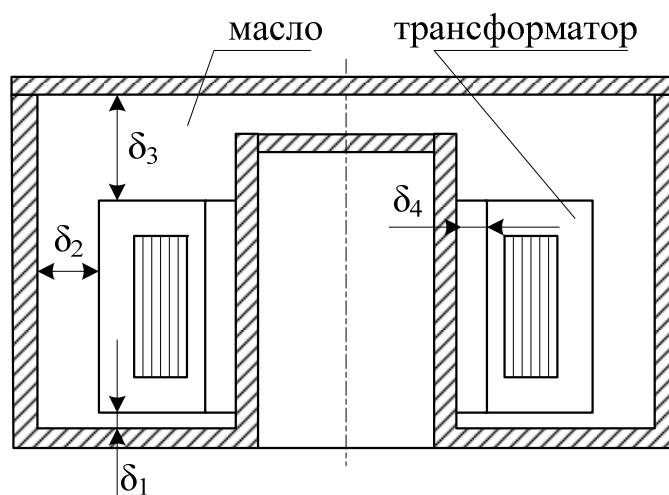


Рисунок 5.3 – Эскиз погружного трансформатора тороидальной конструкции телеуправляемого необитаемого подводного аппарата

1. Наличие у корпуса бака внутренней цилиндрической трубы. Это позволяет значительно уменьшить объем заливаемого масла. Кроме того, труба служит конструктивным элементом, вокруг которого крепятся три однофазных тороидальных трансформатора, изолированные от дна корпуса, между собой и от прижимной гайки стеклотекстолитовыми шайбами. Одновременно труба служит направляющей при установке трансформаторов в бак и во время эксплуатации предохраняет их от смещения в плоскости, перпендикулярной оси бака.

С помощью внутренней трубы обеспечивается малый зазор δ_4 между внутренней боковой поверхностью трансформаторов и стенкой корпуса (трубы), что способствует более интенсивной передаче тепла через масляную прослойку.

Трансформаторы стягиваются крест-накрест стеклолентой. Поскольку теплопроводность стеклотекстолитовых прокладок низка ($0,3-0,5 \text{ Вт/м}\cdot\text{°C}$), а площадь их соприкосновения мала по сравнению с общей теплоотдающей

поверхностью, то теплопередачей через них можно пренебречь, следовательно, соответствующие теплообменивающиеся поверхности уменьшаются на площадь их контакта с шайбами. Влияние стягивающих стеклолент на теплообмен через зазор δ_2 можно не учитывать.

2. Выбор величины зазора δ_2 определялся с учетом возможности размещения в нем подводных и соединительных кабелей. Так как толщина зазора и диаметр кабелей по величине весьма близки, то последние могут образовывать при укладке практически неконтролируемые местные препятствия для циркуляции масла и тем самым влиять на общий характер теплообмена через прослойку. Влиянием на теплообмен через зазор δ_2 размещенных внутри бака кабелей и их собственным тепловыделением можно пренебречь.

3. Объем внутренней цилиндрической трубы, который воспринимает тепло, проходящее через прослойку δ_4 , можно рассматривать как камеру, частично сообщающуюся с окружающей средой. В [214, 215, 216, 217] приводятся схемы циркуляции конвективных потоков в закрытых и частично открытых камерах, которые дают качественную картину процесса, но для рассматриваемого случая количественные зависимости для расчета коэффициента теплоотдачи отсутствуют. Поэтому при расчете среднеповерхностной температуры корпуса бака необходимо принять допущение о равенстве коэффициентов теплоотдачи и, следовательно, удельных тепловых потоков внутренней трубы и наружной поверхности бака.

4. Расположение трансформаторов друг над другом вызывает дополнительный подогрев верхнего трансформатора. Этот факт следует учитывать при тепловом расчете. В [209, 218] имеются рекомендации избегать такого расположения трансформаторов, для чего, например, предлагается устанавливать бак горизонтально, чтобы обеспечить конвекцию масла и в зазорах между трансформаторами.

5. Замена обычного трансформаторного масла на масло типа «Пента–ТРМС-110». Трансформаторное масло типа «Пента–ТРМС-110» обладает высокой

допустимой рабочей температурой – 200 °С. У трансформаторного масла она составляет 120 °С [215]. Кроме того, теплопроводность масла «Пента–ТРМС-110» на 35–40 % выше, а критерий Пранделя P_r в 1,235–4,85 раза больше, чем у обычного трансформаторного масла в диапазоне средних температур масла $t_m = 10–120$ °С. При этих же температурах коэффициент объемного расширения β выше у масла «Пента–ТРМС-110».

С целью выполнения требований по обеспечению минимально возможных массогабаритных характеристик ПТр возникает необходимость в увеличении удельных тепловых нагрузок и температуры обмоток. Последнее приводит к выбору провода для первичной и вторичной обмоток с допустимой температурой изоляции 200 °С, что незначительно влияет на стоимость трансформатора.

Эти факторы положительно влияют на процесс теплообмена в трансформаторе, так как увеличивают значения эквивалентных коэффициентов теплопроводности $\lambda_{эi}$ обмоток трансформатора и жидких прослоек.

Однако повышенный коэффициент объемного расширения масла «Пента–ТРМС-110» имеет и отрицательную сторону, так как требуется больший объем для компенсации его теплового расширения. Применения герметичной расширительной камеры, расположенной над трансформатором, следует избегать, так как в случае сжатия масла в результате охлаждения возникает частичный вакуум. Поэтому рекомендуется применять мембранные ресиверы различной конструкции и из разных материалов. Например, при использовании силиконовых масел применяются мембранные ресиверы из силиконового каучука [218].

5.3 Методы расчета теплового режима погружных трансформаторов малой мощности

Существующие методы расчета теплового режима трансформаторов малой мощности, охлаждающихся в условиях естественной конвекции (ЕК) в неограниченном пространстве, можно разделить на две группы.

К первой группе надо отнести те, которые не используют метод эквивалентных тепловых схем (ЭТС). В некоторых из них при тепловых расчетах применяется постоянный по величине средний полный коэффициент теплоотдачи т.м.м., задаваемый как $\alpha = 13 \text{ Вт/м}^2 \cdot \text{°C}$ [219, 220, 221]. Аналогичные рекомендации делаются и для расчета д.м.м. Отличие состоит в значении коэффициента теплоотдачи α , который дифференцируется в качестве базисной величины в зависимости от того, пропитан или нет дроссель.

Для пропитанных дросселей $\alpha = 12 \text{ Вт/м}^2 \cdot \text{°C}$, для непропитанных – $\alpha = 9,6\text{--}10,8 \text{ Вт/м}^2 \cdot \text{°C}$ [213].

Оценка теплового режима по заданным значениям коэффициента теплоотдачи облегчает достижение результата, но существенно снижает точность расчета.

К этой же группе следует отнести методики теплового расчета т.м.м., предложенные Дульневым Г.Н. и его сотрудниками [222, 223, 224]. В них используется принцип суперпозиции, когда расчет температур проводится отдельно для потерь в меди и стали: сначала для случая $P_T = P_M$ и $P_C = 0$, а затем для случая $P_T = P_C$ и $P_M = 0$. Значения полученных перегревов в соответствующих точках суммируются. Вышесказанное относится к стержневым и броневым трансформаторам.

Для тороидальных трансформаторов подобная методика расчета температурного поля представлена в [225] и скорректирована в части расчета среднего коэффициента теплоотдачи и некоторых геометрических параметров эквивалентного тороида.

Ко второй группе методов теплового расчета т.м.м., охлаждающихся в условиях ЕК, относятся те, в которых используется эквивалентная тепловая схема.

Для стержневых и броневых т.м.м. такие методики изложены в [209, 210, 226, 227, 228, 229], а для тороидальных – в [209, 210, 227, 229]. Аналогичные методики также разработаны для однофазных т.м.м. открытого исполнения при охлаждении естественной конвекцией в неограниченной среде.

Для защиты обмотки т.м.м. от внешних (окружающей среды) и механических воздействий используют заливку в форму и размещение в кожухах, которые создают дополнительное тепловое сопротивление. Расчет превышения температур таких конструкций имеется в [210].

Способу охлаждения естественной конвекцией и лучеиспусканием уделяется больше внимания потому, что он самый распространенный и надежный. Однако его недостаток – низкая эффективность.

При работе в тяжелых условиях окружающей среды (пониженное давление, высокая влажность и повышенная температура, большая запыленность, агрессивные среды и т.д.) использование герметизации и жидкой изоляции является практически единственным надежным способом обеспечить электрическую изоляцию [210].

Учитывая, что ПТр работает в морской воде, являющейся одновременно хорошим электролитом и агрессивной средой, был разработан герметичный вариант конструкции с заливкой маслом.

Для герметичных трехфазных тороидальных т.м.м. до 100 кВА с масляным заполнением полной методики теплового расчета не найдено. Однако имеются ссылки на монографию Норденберга Г.М. [218], в которой излагается методика теплового расчета маслonaполненных трансформаторов броневые, простого стержневого и стержневого типов без применения ЭТС.

При этом в формуле для определения перепада температур между поверхностью трансформатора и стенкой бака (кожуха)

$$\theta_{\text{проп}} = K(W_{\text{м}} + W_{\text{с}})^n$$

в тексте отсутствуют значения $K = \text{const}$ и $n = \text{const}$, которые найдены путем испытаний на тщательно очищенном масле. Тип масла также не оговаривается.

Из всех ЭТС однофазных т.м.м. наиболее простой является схема для тороидального трансформатора (рисунок 5.4) [209]. Это объясняется тем, что тепловые потоки потерь меди и стали складываются.

Несколько более сложная схема изображена на рисунке 5.5, где произведена разбивка на потери в первичной P_1 и потери во вторичной P_2 обмотке, что

позволяет вычислить максимальные температуры первичной и вторичной обмоток [209].

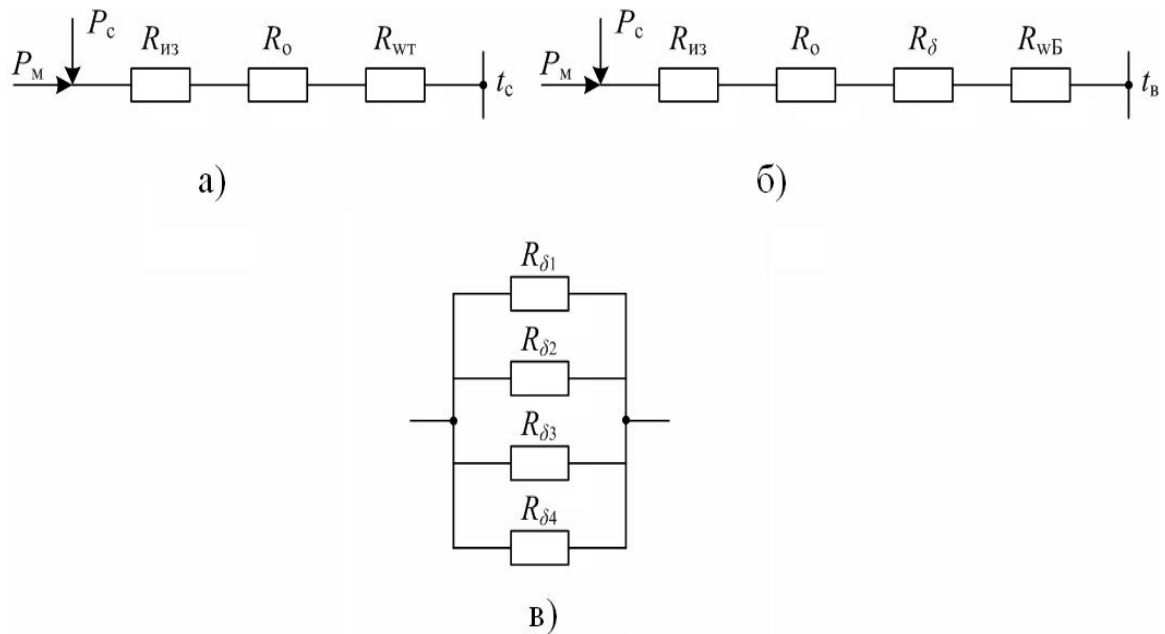


Рисунок 5.4 – Тепловые схемы замещения однофазного тороидального т.м.м.:
а – т.м.м. открытого исполнения; *б* – т.м.м. в герметичном баке; *в* – структура суммарного теплового сопротивления через жидкостные прослойки

На рисунке 5.4 обозначено:

$R_{из}$ – тепловое сопротивление изоляции сердечника;

$R_о$ – тепловое сопротивление обмотки;

$R_{вт}$ – тепловое сопротивление «поверхность т.м.м. – окружающая среда»;

$R_δ$ – суммарное тепловое сопротивление жидкостных прослоек;

$R_{вб}$ – тепловое сопротивление «поверхность бака – вода»;

t_c – температура окружающей среды (воздуха);

$t_в$ – температура морской воды.

Приведенными ЭТС можно воспользоваться, если однофазный т.м.м. размещен в герметичном баке с маслом, добавив в цепь последовательно с тепловым сопротивлением обмотки сопротивление тепловому потоку через жидкостные прослойки и сопротивление от поверхности бака к окружающей среде (рисунки 5.4,б и 5.5,б).

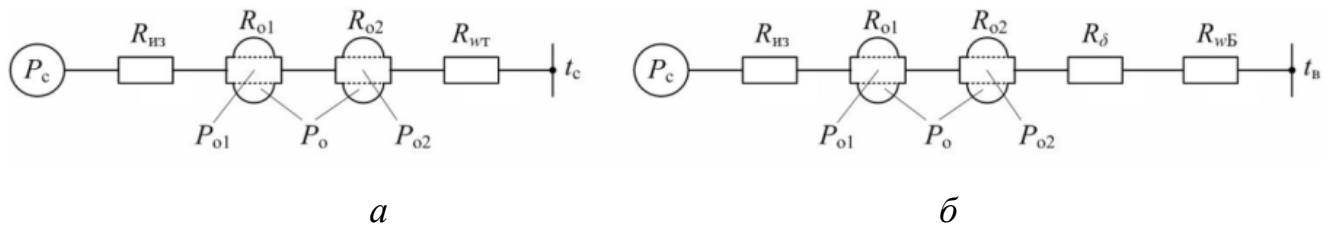


Рисунок 5.5 – Тепловые схемы замещения однофазного тороидального т.м.м с разбивкой потерь в первичной и вторичной обмотках: *а* – т.м.м. открытого исполнения; *б* – т.м.м. в герметичном баке с масляной заливкой

На рисунке 5.5 обозначено:

$R_{из}$ – тепловое сопротивление изоляции сердечника;

$R_{о1}$ – тепловое сопротивление первичной обмотки;

$R_{о2}$ – тепловое сопротивление вторичной обмотки;

$R_{вт}$ – тепловое сопротивление «поверхность т.м.м. – окружающая среда»;

R_{δ} – суммарное тепловое сопротивление жидкостных прослоек;

$R_{вб}$ – тепловое сопротивление «поверхность бака – вода»;

t_c – температура окружающей среды (воздуха);

$t_в$ – температура морской воды.

Для трехфазного т.м.м. в герметичном баке с масляной заливкой ЭТС сильно усложняется, так как возникают тепловые связи между трансформаторами Tr_1 , Tr_2 и Tr_3 через жидкостные прослойки (рисунок 5.6).

На рисунке 5.6 обозначено:

$R_{и1}$, $R_{и2}$, $R_{и3}$ – тепловые сопротивления изоляции магнитопроводов;

$R_{о1i}$ – тепловое сопротивление первичной обмотки i -го трансформатора;

$R_{о2i}$ – тепловое сопротивление вторичной обмотки i -го трансформатора;

$R_{вб}$ – тепловое сопротивление системы «бак – окружающая среда».

Таким образом, на основании анализа существующих методик теплового расчета трансформаторов и выбора метода с построением ЭТС сделан вывод, что анализ и расчет тепловых режимов ПТр целесообразно проводить для тепловой схемы замещения, представленной на рисунке 5.6,*а*.

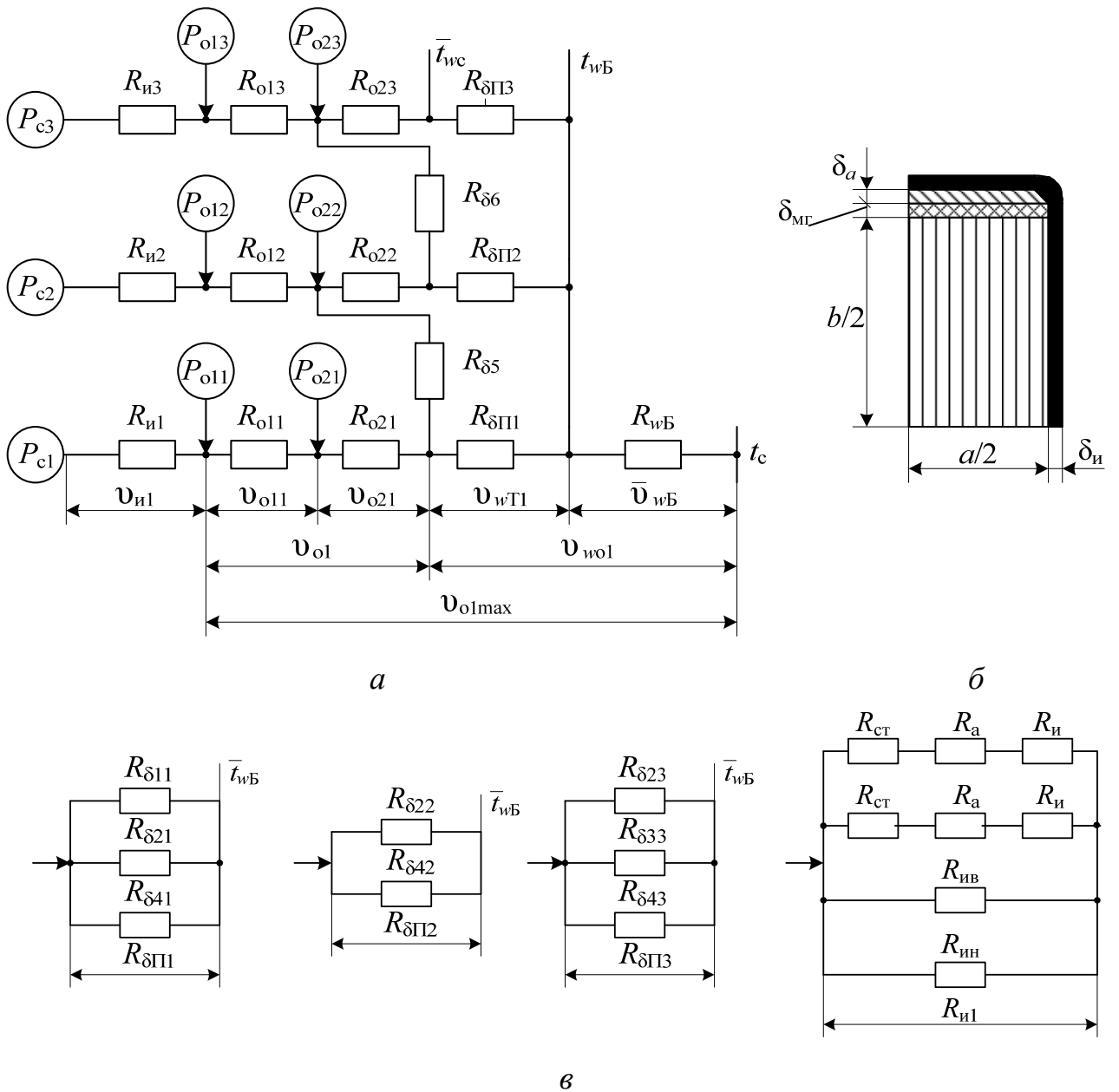


Рисунок 5.6 – Тепловая схема замещения погружного трансформатора:
a – полная ЭТС ПТр; *б* – эскиз изоляции магнитопровода;
в – структурные схемы суммарных тепловых сопротивлений $R_{\delta Pi}$

5.4 Допущения для расчета теплового режима погружного трансформатора

По результатам анализа конструктивных особенностей герметичного бака, в котором размещаются однофазные трансформаторы, способов крепления последних между собой и условий эксплуатации, а также с учетом рекомендаций,

имеющихся в технической литературе, при составлении ЭТС ПТр и выполнении расчетов приняты следующие допущения.

1. Градиентом температуры по толщине боковых стенок корпуса, крышки и дна бака пренебрегаем.

2. Мощность, рассеиваемая трансформаторами за счет конвективно-кондуктивной теплопередачи через жидкостные прослойки, распределяется равномерно по всей поверхности бака.

3. Полный средний коэффициент теплоотдачи корпуса бака $\bar{\alpha}_{\text{кБ}}$ считаем одинаковым для любой его части.

4. Температурное поле поверхности наружной изоляции обмотки однофазных трансформаторов считаем равномерным.

5. В каждом из тепловыделяющих элементов однофазных трансформаторов (магнитопровод, первичная и вторичная обмотки) распределение мощности тепловых потерь по его объёму полагаем равномерным.

6. Влияние стягивающих трансформаторы лент из стеклоткани на теплоотдачу не учитываем.

7. Площадь контакта стеклотекстолитовых шайб, разделяющих трансформаторы, отделяющих их от дна и прижимной гайки, вычитаем из площади соответствующих торцовых поверхностей однофазных трансформаторов.

8. Мощность рассеяния кабелей, размещённых внутри корпуса бака, в тепловом балансе трансформатора не учитываем.

9. При расчёте полной теплоотдающей поверхности корпуса бака площади разъемов, расширительной камеры, возможных технологических приливов, рёбер жесткости и т.д. не учитываем.

10. Площадь натянутой поверхности (рисунок 5.7) для расчета мощности рассеяния лучеиспусканием при воздушном охлаждении определяем по основным габаритным характеристикам корпуса бака.

К первой группе необходимо отнести тепловое сопротивление корпуса герметичного бака $R_{wБ}$, величина которого зависит от температуры стенки, то есть от удельной тепловой нагрузки, и от вида окружающей среды (воздух, пресная или морская вода).

Вторую группу составят сопротивления, которые относятся к теплообмену между наружными поверхностями трансформаторов и корпусом бака и теплообмену между собою через масляные прослойки $\delta_1 - \delta_6$. Это все сопротивления $R_{\delta_{ni}}$ ($i = 1, 2, 3, 4$) и R_{δ_5} и R_{δ_6} между наружными поверхностями трансформаторов $Tr_1 - Tr_2$ и $Tr_3 - Tr_2$ соответственно. Схема тепловых потоков через эти сопротивления приведена на рисунке 5.7.

Сопротивления третьей группы относятся к обмоткам трансформаторов. Это R_{o1j} и R_{o2j} , где $j = 1, 2, 3$ – номера трансформаторов. Для расчета этих сопротивлений используют эквивалентный коэффициент теплопроводности обмоток [210, 231, 232].

И наконец, к четвертой группе отнесем сопротивления изоляции магнитопроводов. Поскольку конструкции тороидов и применяемые в них изоляционные материалы идентичны, то в первом приближении можно считать $R_{и1} = R_{и2} = R_{и3}$.

На рисунке 5.7 также видно, что корпус бака является изотермической поверхностью, на которую замыкаются все тепловые потоки от трансформаторов через масляные прослойки. Следовательно, можно, рассчитав температуру этой поверхности, исключить из ЭТС сопротивление $R_{wБ}$.

Сопротивления $R_{\delta_{ni}}$ устанавливают тепловую связь поверхностей ПТр с корпусом бака через жидкостные прослойки. При расчете таких систем теплофизические параметры масла берутся при средней температуре

$$\bar{t}_m = 0,5(\bar{t}_{wБ} + \bar{t}_{wТ}),$$

где $\bar{t}_{wТ}$ – средняя температура наружных поверхностей трансформаторов.

Поскольку величина $\bar{t}_{wТ}$ определяется методом последовательных приближений [215, 216, 222, 233], то она может служить надежным

первоначальным значением температуры поверхностей трансформаторов для последующих уточняющих расчетов.

Следовательно, тепловая модель ПТр для расчета в первом приближении должна представлять собой эквивалентный толстостенный цилиндр с внутренним тепловыделением, равным сумме тепловых потерь однофазных трансформаторов. Цилиндр охватывает внутреннюю трубу корпуса бака, в который залито масло (рисунок 5.8).

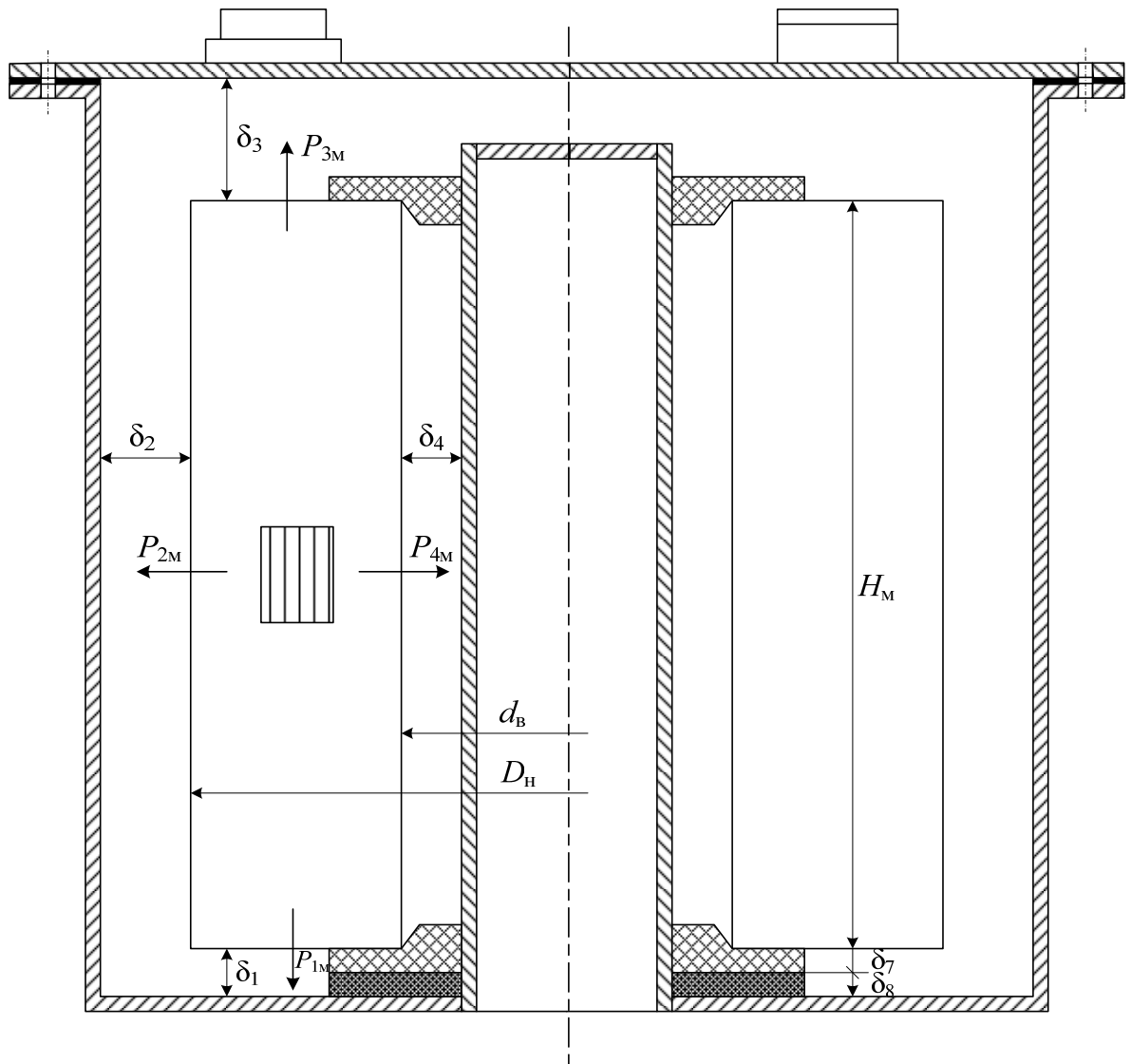


Рисунок 5.8 – Тепловая модель ПТр для расчета в первом приближении

Полагаем, что мощность потерь распределяется равномерно как по объему, так и по наружной поверхности тепловой модели.

Из вышесказанного можно наметить основные этапы методики теплового расчета тороидального трехфазного блока трансформаторов ТНПА с масляным заполнением.

1. Определение среднеповерхностной температуры корпуса герметичного бака в зависимости от условий охлаждения.
2. Расчет среднеповерхностной температуры тепловой модели ПТр и средней температуры масла в прослойках.
3. Корректировка ЭТС ПТр, расчет тепловых сопротивлений.
4. Уточнение средних температур масла и среднеповерхностных температур однофазных трансформаторов.
5. Расчет геометрических параметров эквивалентного однофазного трансформатора.
6. Определение максимальных температур обмоток и средне-поверхностных сердечников однофазных трансформаторов.
7. Оценка полученных результатов теплового расчёта.

5.6 Расчет среднеповерхностной температуры корпуса герметичного бака погружного трансформатора

5.6.1 Расчет среднеповерхностной температуры корпуса бака при охлаждении естественной конвекцией в воздушной среде

Рассмотрим охлаждение корпуса бака в воздушной среде.

Расчет среднеповерхностной температуры корпуса герметичного бака – первый, весьма важный этап в решении главной задачи теплового расчета: определение максимальной температуры обмоток трансформаторов.

Наиболее приемлемыми для расчета величины $\bar{U}_{\text{вБ}}$ являются методики, разработанные для теплового расчета корпусов радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) в форме параллелепипеда и цилиндрической формы [222, 233, 234].

К ним относятся метод тепловых характеристик [222], коэффициентный метод [233] и методика расчета температуры корпусов сложной формы. Корпусами сложной формы считаются те, у которых из-за особенностей конструкции возникает взаимооблучение между отдельными поверхностями.

Корпус ПТр можно отнести именно к сложным, так как существует взаимооблучение между поверхностями $S_{ц1}$, $S_{ц2}$, $S_{ц4}$ и $S_{к1}$ (см. рисунок 5.7). Поэтому для расчета $\bar{v}_{wБ}$ выбрана методика [233], в которой для определения этой величины предложена зависимость

$$\bar{v}_{wБ} = K_{\phi} \bar{v}_{wБ}(q_{wБ}, t_c), \quad (5.1)$$

где K_{ϕ} – коэффициент формы корпуса:

$$K_{\phi} = \frac{2S_{wБ}}{S_{wБ} + S_{wБн}}; \quad (5.2)$$

$\bar{v}_{wБ}$ – перегрев корпуса в зависимости от уровня удельной поверхностной тепловой нагрузки $q_{wБ}$ и температуры t_c (рисунки 5.9–5.11); $S_{wБ}$, $S_{wБн}$ – полная и натянутая поверхности корпуса, m^2 .

Если расчет величины $S_{wБн}$ затруднен, то следует положить $K_{\phi} = 1,05–1,08$.

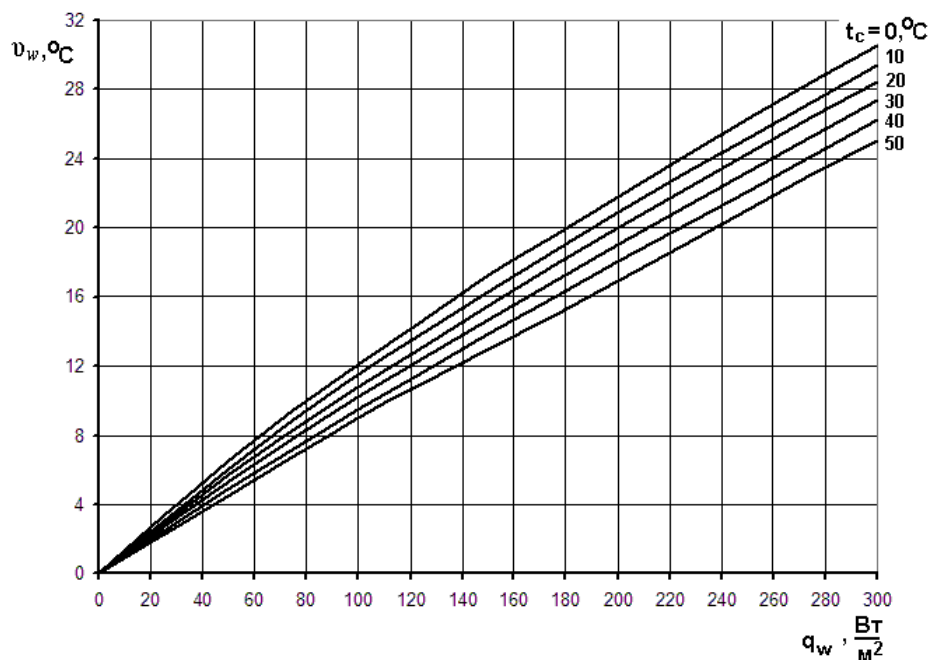


Рисунок 5.9 – Зависимость $v_w = f(q_w, t_c)$ для воздуха (естественная конвекция, $\varepsilon_{wБ} = 0,9$)

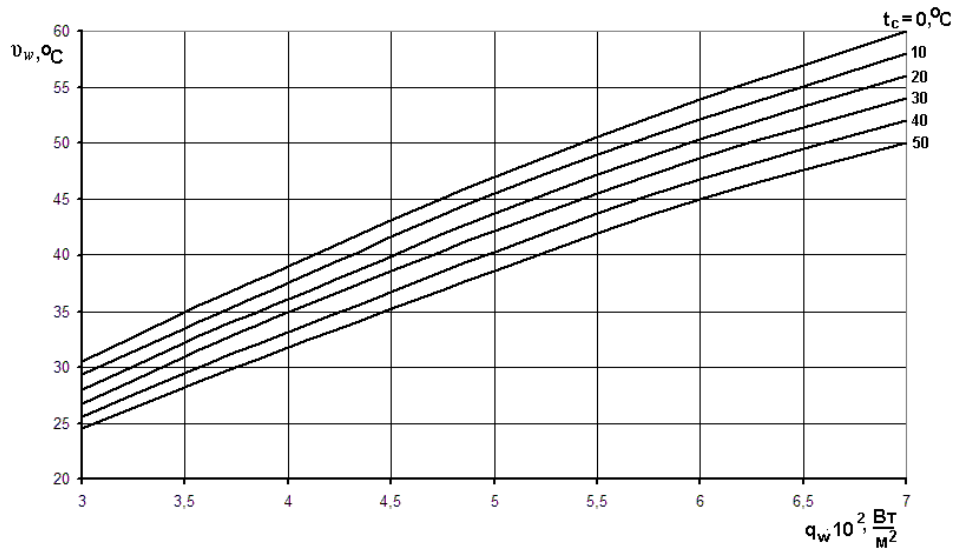


Рисунок 5.10 – Зависимость $v_w = f(q_w, t_c)$ при охлаждении в воздухе (естественная конвекция, $\varepsilon_{wБ} = 0,9$)

Графики, приведенные на рисунках 5.9–5.11, рассчитаны при значении степени черноты стенок бака $\varepsilon_{wБ} = 0,9$.

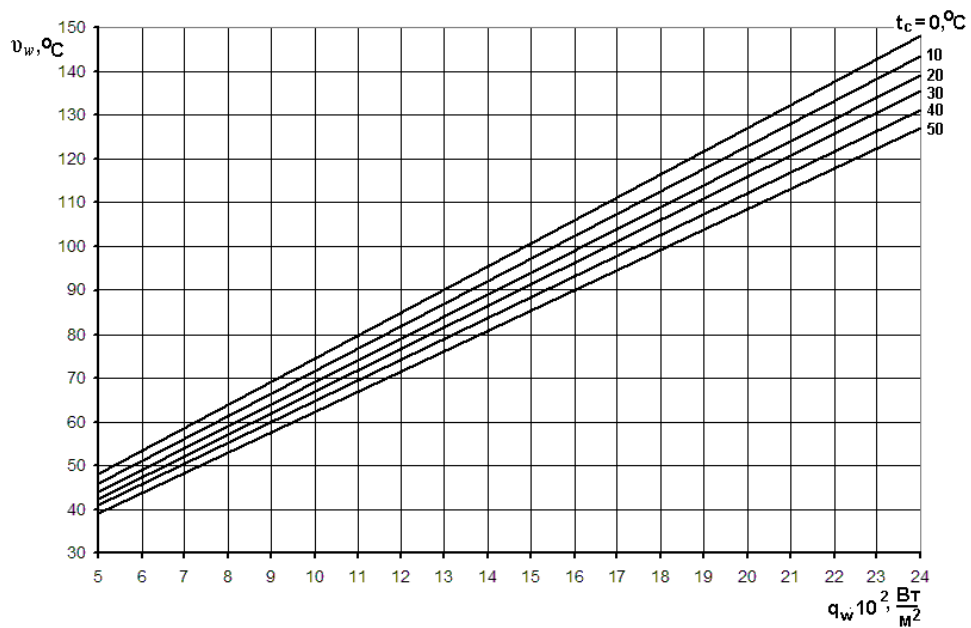


Рисунок 5.11 – Зависимость $v_w = f(q_w, t_c)$ при охлаждении в воздухе (естественная конвекция, $\varepsilon_{wБ} = 0,9$)

Полная поверхность корпуса бака (см. рисунок 5.7)

$$S_{wБ} = S_{ц1} + S_{ц2} + S_{ц3} + S_{к} + S_{д} + S_{ц4} + S_{к1}. \quad (5.3)$$

Площадь натянутой поверхности корпуса:

$$S_{wБн} = S_{Бн} + S_{цз} + S_{к} + S_{д} + S_{д}, \quad (5.4)$$

где $S_{д} = S_{к1}$, м²; $S_{Бн}$ – площадь боковой натянутой поверхности бака, м²:

$$S_{Бн} = 1,57l_{н}(D_{к} + D_{д}); \quad (5.5)$$

$l_{н}$ – длина натянутой боковой поверхности, м.

Удельная тепловая нагрузка корпуса бака:

$$q_{wБ} = \frac{P_{Б}}{S_{wБ}}, \quad (5.6)$$

где $P_{Б}$ – мощность рассеяния бака, Вт.

Таким образом, расчет среднеповерхностной температуры корпуса бака ПТр, охлаждающегося в воздушной среде в условиях естественной конвекции, выполняется в следующем порядке.

1. По формуле (5.3) определяем полную площадь поверхности бака.
2. Рассчитываем площадь натянутой поверхности корпуса бака по формулам (5.4) и (5.5).
3. По уравнению (5.2) вычисляем коэффициент формы корпуса бака K_{ϕ} .
4. Находим удельную поверхностную тепловую нагрузку корпуса бака по формуле (5.6).
5. По графикам на рисунках 5.9–5.11, используя заданную температуру окружающей среды t_c и величину $q_{wБ}$, находим среднеповерхностный базовый перегрев корпуса бака \bar{v}_w .

6. Среднеповерхностный перегрев корпуса бака:

$$\bar{v}_{wБ} = K_{\phi} \bar{v}_w. \quad (5.7)$$

7. Среднеповерхностная температура корпуса бака:

$$\bar{t}_{wБ} = t_c + \bar{v}_{wБ}. \quad (5.8)$$

5.6.2 Расчет среднеповерхностной температуры корпуса бака при охлаждении естественной конвекцией в морской воде

В предыдущем пункте было показано, что с достаточной для практических целей точностью вычислять среднеповерхностный перегрев поверхностей бака можно по графикам (см. рисунки 5.9–5.11), основой для построения которых послужила зависимость [233]:

$$\bar{v}_{wБ} = f(q_{wБ}, t_c). \quad (5.9)$$

Данные графики существенно упрощают расчет. Все упомянутые выше методики и графики разработаны для охлаждения устройств в воздушной среде, а в случае их работы в пресной воде рекомендуется использовать метод тепловых характеристик [222]. Графики зависимостей типа (5.9) при охлаждении в воде (или иных жидкостях) в литературе не приведены. Поэтому для рассматриваемого ПТр такую зависимость необходимо рассчитать и построить соответствующие графики.

Для ПТр СЭП ТНПА окружающей средой является морская вода, физические параметры которой зависят не только от температуры, но и от солёности S , выраженной в тысячных долях – промиллях ($^0/_{00}$).

Свойства морской воды как хладагента несколько хуже, чем пресной воды. Эту особенность необходимо учитывать при тепловых расчетах [235].

Известно, что полный средний коэффициент теплоотдачи поверхности [215]:

$$\alpha = \alpha_k + \alpha_l, \quad (5.10)$$

где α_k – конвективный коэффициент теплоотдачи, $\text{Вт}/\text{м}^2 \cdot ^\circ\text{С}$; α_l – коэффициент теплоотдачи лучеиспусканием, $\text{Вт}/\text{м}^2 \cdot ^\circ\text{С}$.

Но при охлаждении поверхности в жидкости лучистая составляющая полного коэффициента теплоотдачи $\alpha_l = 0$, следовательно, $\alpha = \alpha_k$.

Расчет конвективных коэффициентов теплоотдачи, в процессе которого учитывается влияние на его величину теплофизических свойств окружающей

среды в зависимости от определяющей температуры и геометрических параметров бака, ведется по критериальному уравнению [222]:

$$\text{Nu}_m = C(\text{Gr} \cdot \text{Pr})_m^n, \quad (5.11)$$

где $\text{Nu}_m = \frac{\alpha L}{\lambda_{\text{МВ}}}$ – критерий Нуссельта; $\text{Gr} = \frac{g\beta L^3 \nu_{\text{вБ}}}{\nu_{\text{МВ}}^2}$ – критерий Грасгофа;

$\text{Pr} = \frac{\nu_{\text{МВ}}}{a_{\text{МВ}}}$ – критерий Прандтля; α – конвективный коэффициент теплоотдачи

поверхности; C, n – эмпирические коэффициенты, значение которых зависит от характера движения жидкости вдоль охлаждаемой поверхности; L – определяющий размер; $g = 9,8 \text{ м/с}^2$ – ускорение силы тяжести; β – коэффициент объемного расширения охлаждающей жидкости; $\nu_{\text{МВ}}$ – коэффициент кинематической вязкости хладагента; $a_{\text{МВ}}$ – коэффициент температуропроводности хладагента; m – индекс, указывающий на то, что значения физических параметров жидкости следует выбирать для средней арифметической температуры t_m , которая определяется формулой:

$$t_m = 0,5(\bar{t}_{\text{вБ}} + t_{\text{МВ}}). \quad (5.12)$$

Постоянные C и n в уравнении (5.11) зависят от характера движения жидкости около охлаждаемой поверхности. Для рассматриваемой в настоящей работе конструкции бака интерес представляют два случая.

1. Коэффициенты $C = 0,54$ и $n = 1/4$. Закон степени 1/4 соответствует интенсивному ламинарному и локонообразному движению жидкости [215].

2. Коэффициенты $C = 0,135$ и $n = 1/3$. Закон степени 1/3 соответствует вихревому движению жидкости, при котором теплообмен протекает весьма интенсивно. В этом случае размер тела не влияет на интенсивность процесса (автомодельный режим).

Для практических расчетов конвективного коэффициента теплоотдачи получены рабочие формулы, которые позволяют быстро рассчитать его для тел различной конфигурации в условиях естественной конвекции [222, 233].

При законе теплообмена степени 1/4 используется формула [222, 233]:

$$\alpha_k = K_0 A_2 \left(\frac{t_w - t_B}{L} \right)^{0,25}, \quad (5.13)$$

где K_0 – коэффициент ориентации нагретой поверхности; A_2 – коэффициент, определяющий параметры среды:

$$A_2 = 0,54(\beta g \text{Pr})_m^{0,25} \frac{\lambda_m}{\nu_m^{0,5}}. \quad (5.14)$$

Коэффициент K_0 в зависимости от ориентации нагретой поверхности принимает следующие значения:

- 1) $K_0 = 1$ для вертикально ориентированной поверхности высотой L горизонтального цилиндра или сферы диаметром L ;
- 2) $K_0 = 1,3$ для горизонтально ориентированной поверхности, обращенной нагретой стороной вверх (L – наименьшая сторона поверхности);
- 3) $K_0 = 0,7$ для горизонтально ориентированной поверхности, обращенной нагретой стороной вниз.

Если теплообмен подчиняется закону степени 1/3, то формула для расчета конвективного коэффициента теплоотдачи имеет следующий вид:

$$\alpha_k = K_0 A_3 (t_w - t_B)^{1/3}, \quad (5.15)$$

где A_3 – коэффициент, определяющий физические параметры среды:

$$A_3 = 0,135(\beta g \text{Pr})_m^{1/3} \frac{\lambda_m}{\nu_m^{2/3}}. \quad (5.16)$$

Эти формулы можно применять для расчета коэффициента теплоотдачи дисков. Определяющим размером в этом случае служит диаметр диска.

Графики значений коэффициентов A_2 и A_3 для пресной воды представлены на рисунках 5.12 и 5.13. Они построены по табличным данным, приведенным в [233].

Выше отмечалось, что физические параметры морской воды зависят от ее солёности S [235]. В результате анализа данной зависимости установлено, что среднеарифметическое значение любого параметра при заданной температуре в

диапазоне $S = 10\text{--}30 \text{ ‰}$ отклоняется в весьма узких пределах – не более $\pm 1,1 \%$. Этот факт позволяет предложить для упрощения практических расчетов таблицу усредненных физических параметров морской воды (таблица 5.3).

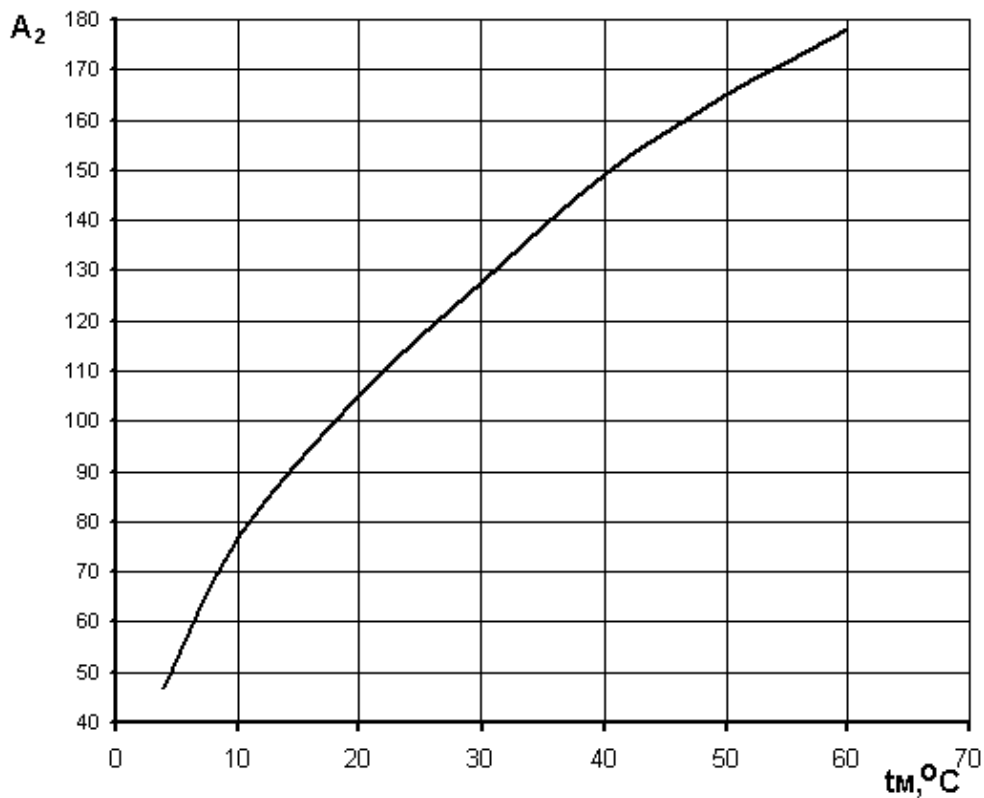


Рисунок 5.12 – Значение коэффициента A_2 для пресной воды

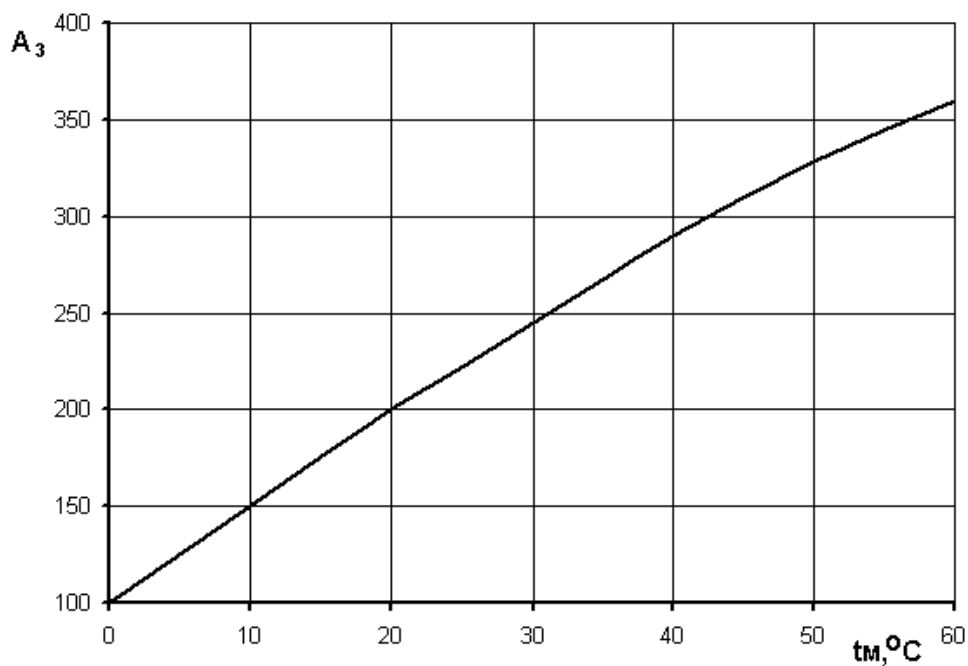


Рисунок 5.13 – Значение коэффициента A_3 для пресной воды

Таблица 5.3 – Усредненные физические параметры морской воды

$t_{\text{МВ}},$ °С	$S,$ %	$\rho_{\text{МВ}},$ кг/м ³	$C_{\text{рМВ}},$ Дж/кг·С	$\lambda_{\text{МВ}},$ Вт/м·°С	$\nu_{\text{МВ}} \cdot 10^6,$ м ² /с	$\beta_{\text{МВ}},$ 1/°С	Pr
10	10–30	1017,3	4000	0,548	1,313	0,7	9,71
15	10–30	1016,5	3992	0,556	1,146	1,3	8,45
20	10–30	1015,5	3987	0,564	1,018	1,82	7,29
25	10–30	1014,2	3984	0,572	0,906	2,52	6,33
30	10–30	1012	3983	0,58	0,817	3,21	5,68
35	10–30	1011	3982	0,588	0,756	3,6	5,17

На основании этой таблицы рассчитаны значения коэффициентов A_2 и A_3 (таблицы 5.4, 5.5) и построены соответствующие графики (рисунки 5.14, 5.15).

Таблица 5.4 – Значения коэффициента A_2 для морской воды по усредненным физическим параметрам

$t_{\text{В}},$ °С	10	15	20	25	30	35
A_2	73,77	90,34	104,88	114,7	126,72	134,43

Расчетным путем установлено, что режим теплообмена корпуса бака рассматриваемого ПТр подчиняется закону степени 1/4 во всем диапазоне электрических нагрузок – от холостого хода до номинального режима работы. Поэтому, используя уравнение (5.11) и график для коэффициента A_2 (см. рисунок 5.14), ограничились расчетом зависимости среднеповерхностного перегрева герметичных корпусов $\bar{\nu}_w$ от удельной тепловой нагрузки q_w при законе теплообмена, соответствующем степени 1/4.

Таблица 5.5 – Значения коэффициента A_3 для морской воды по усредненным физическим параметрам

$t_{\text{В}},$ °С	10	15	20	25	30	35
A_3	136,7	178	208	242,7	270,5	296,1

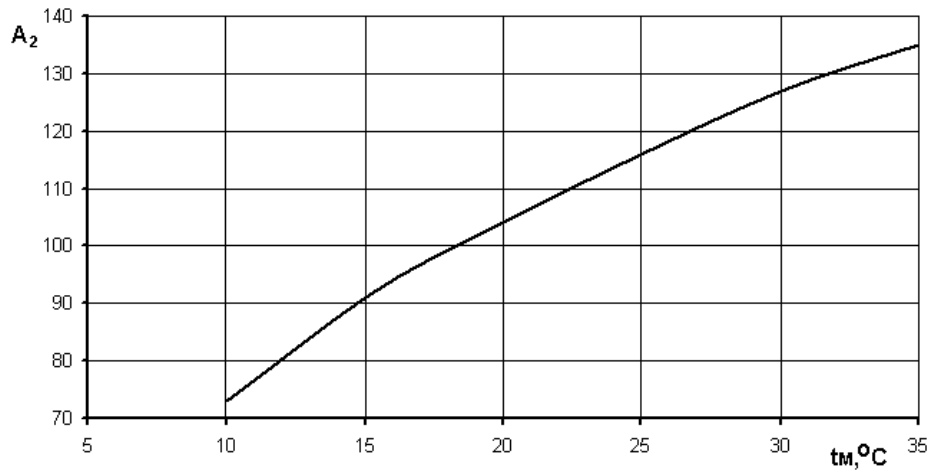


Рисунок 5.14 – Значения коэффициента A_2 для морской воды при усредненных физических параметрах

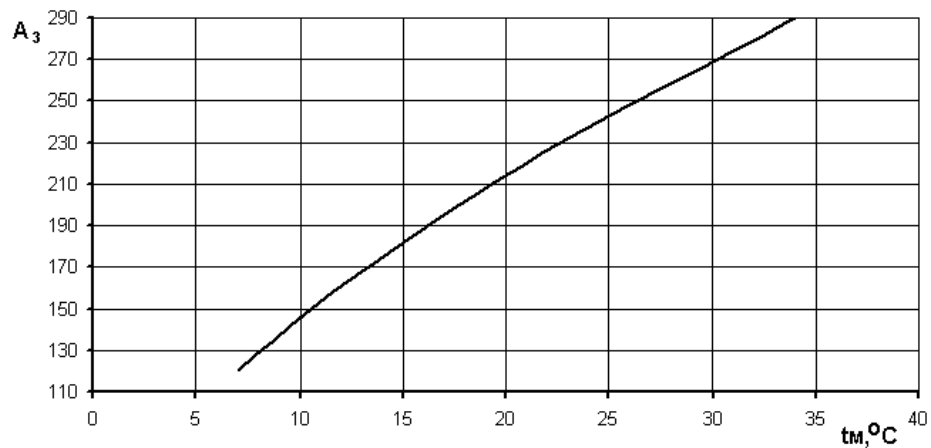


Рисунок 5.15 – Значения коэффициента A_3 для морской воды при усредненных физических параметрах

Зависимость $\bar{v}_w = f(q_w, t_B)$ представлена на рисунке 5.16. Она применима для практических расчетов в следующих пределах:

- 1) наибольший определяющий размер корпуса $L \leq 0,36$ м;
- 2) площадь поверхности корпуса $S_w \leq 0,5$ м²;
- 3) удельная тепловая нагрузка поверхности корпуса $q_w \leq 2000$ Вт/м²;
- 4) средняя расчетная температура морской воды ≤ 35 °С.

Если хотя бы один из перечисленных параметров отличается от указанных значений в большую сторону, следует установить закон теплообмена рассматриваемой поверхности.

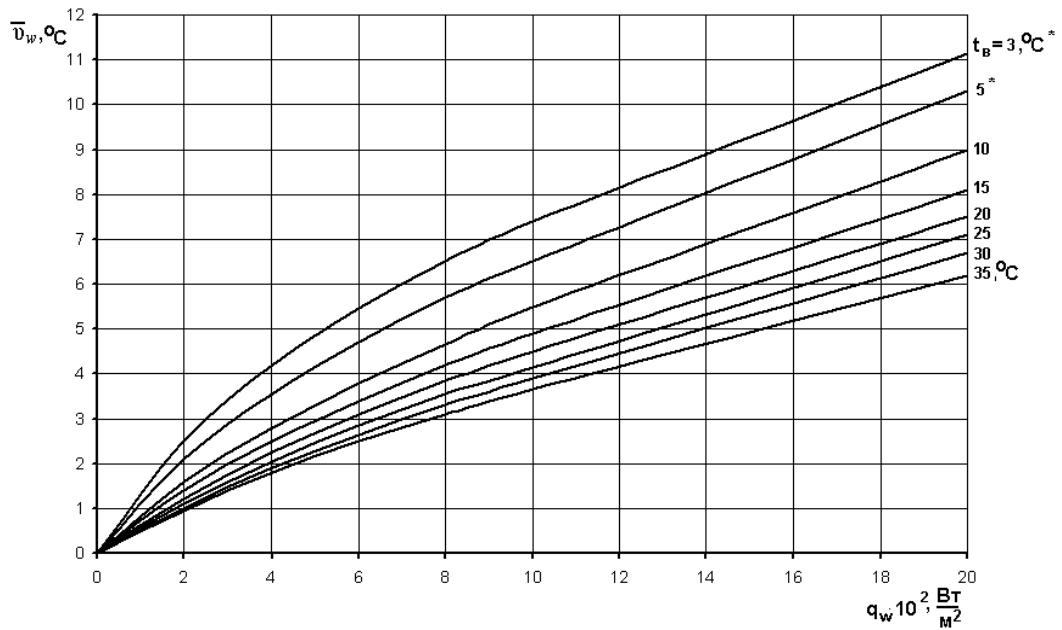


Рисунок 5.16 – Зависимость $\bar{v}_w = f(q_w, t_B)$ при законе теплообмена степени 1/4 и усредненных физических параметрах морской воды

По известной величине определяющего размера L и графику на рисунке 5.17 находим предельный перегрев поверхности, при котором теплообмен еще подчиняется закону степени 1/4. Если действительный перегрев выше, то имеет место закон теплообмена степени 1/3.

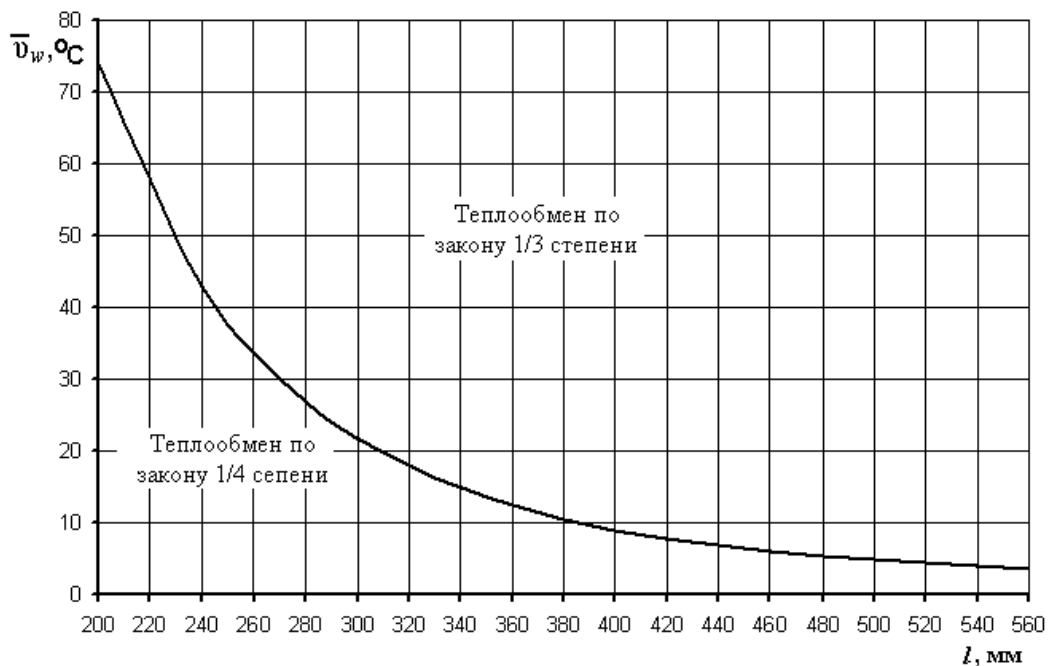


Рисунок 5.17 – График для определения закона теплообмена при естественной конвекции

Определить закон теплообмена можно также с помощью неравенства [14]:

$$(t_w - t_B) \leq \left(\frac{840}{L} \right)^3. \quad (5.17)$$

Если размер L и температурный напор $t_w - t_B$ удовлетворяют неравенству (5.17), то движение жидкости подчиняется закону степени 1/4. В противном случае имеет место теплообмен по закону степени 1/3. Тогда, используя уравнение (5.15) и график для коэффициента A_3 (см. рисунок 5.15), строим тепловую характеристику корпуса бака, из которой находим величину \bar{U}_{wB} .

Таким образом, расчет среднеповерхностной температуры корпуса бака ПТр выполняется в следующем порядке.

1. Рассчитываем полную теплоотдающую поверхность корпуса бака S_{wB} .
2. Находим удельную среднеповерхностную тепловую нагрузку:

$$q_{wB} = \frac{P_B}{S_{wB}},$$

где P_B – мощность рассеяния корпуса бака, равная суммарным тепловым потерям трансформаторов.

3. По графику на рисунке 5.16 находим среднеповерхностный перегрев корпуса бака \bar{U}_{wB} с учетом температуры воды.

4. Определяем среднеповерхностную температуру корпуса бака по уравнению: $\bar{t}_{wB} = t_B + \bar{U}_{wB}$.

Значение \bar{t}_{wB} и есть температура изотермической поверхности, на которую замыкаются все тепловые потоки от трансформаторов через масляные прослойки (см. подразд. 5.5).

5.7 Расчет средних температур наружных поверхностей однофазных трансформаторов

5.7.1 Расчет среднеповерхностной температуры тепловой модели

В подразд. 5.5 была предложена тепловая модель ПТр, позволяющая вычислить в первом приближении среднюю температуру наружных поверхностей трансформаторов (см. рисунок 5.8).

Для одиночного тороидального трансформатора при тепловом расчете основными габаритными размерами тепловой модели принимаются его высота H и наружный диаметр D_H [210, 225].

При определении теплоотдающей поверхности такого трансформатора используют уравнение [210]:

$$S_{wT} = 2 \frac{\pi D_H^2}{4} + \pi D_H H = \pi D_H \left(H + \frac{D_H}{2} \right), \quad (5.18)$$

из которого видно, что площадь внутренней поверхности (в окне) учитывается путем включения в величину S_{wT} двух площадей окна $s_{wBH} = 1,57 d_B^2$ через использование только D_H .

В нашем случае этот прием не может быть использован, так как внутренняя труба корпуса бака проходит через окно тороида и его внутренняя поверхность отдает тепло через жидкостную прослойку δ_4 непосредственно стенке бака. Толщина жидкостных прослоек равна толщине реальных.

Тепловой баланс модели рассматриваемого трехфазного трансформатора выражается уравнением (см. рисунок 5.2):

$$P_{TM} = P_{1M} + P_{2M} + P_{3M} + P_{4M}, \quad (5.19)$$

где P_{TM} – суммарная мощность рассеяния тепловой модели (равна заданной расчетной P_{Tp}); P_{1M} , P_{2M} , P_{3M} , P_{4M} – тепловые потоки через соответствующие жидкостные прослойки $\delta_1, \delta_2, \delta_3, \delta_4$.

В свою очередь отдельные тепловые потоки P_{1M}, \dots, P_{4M} определяются по формулам [222, 233]:

$$P_{1M} = \lambda_{\varepsilon 1} \frac{\bar{v}_{WM}}{\delta_1} S_{1M}; \quad (5.20)$$

$$P_{2M} = \lambda_{\varepsilon 2} \frac{\bar{v}_{WM}}{D_H \ln \frac{D_{ц.ВН}}{D_H}} S_{2M}; \quad (5.21)$$

$$P_{3M} = \lambda_{\varepsilon 3} \frac{\bar{v}_{WM}}{\delta_3} S_{3M}; \quad (5.22)$$

$$P_{4M} = \lambda_{\varepsilon 4} \frac{\bar{v}_{WM}}{\delta_4} S_{4M}, \quad (5.23)$$

где $\lambda_{\varepsilon i}$ – эквивалентный коэффициент теплопроводности через жидкостные прослойки;

$$\bar{v}_{WM} = \bar{t}_{WM} - \bar{t}_{WB}; \quad (5.24)$$

\bar{t}_{WM} – среднеповерхностная температура модели.

Коэффициент $\lambda_{\varepsilon i}$ рассчитывается по формуле [233]:

$$\lambda_{\varepsilon i} = \varepsilon_{ki} \lambda_M, \quad (5.25)$$

где ε_{ki} – коэффициент конвекции.

Для неограниченных прослоек при значении произведения $Gr \cdot Pr < 1000$ [215]:

$$\varepsilon_k = 1; \quad (5.26)$$

при $Gr \cdot Pr > 1000$

$$\varepsilon_k = 0,18(Gr \cdot Pr)^{0,25}. \quad (5.27)$$

Последняя формула приводится к виду [233]:

$$\varepsilon_{ki} = A_4 \delta_i \sqrt[4]{\frac{\bar{v}_{WM}}{\delta_i}}, \quad (5.28)$$

где

$$A_4 = 0,18 \frac{(\beta g Pr)^{0,25}}{\nu^{0,25}}. \quad (5.29)$$

На рисунке 5.18 приведена зависимость $A_4 = f(t_M)$ для масла «Пента – ТРМС-110», в таблице 5.6 – физические параметры масла «Пента – ТРМС-110», в таблице 5.7 – значения коэффициента A_4 при разных температурах масла.

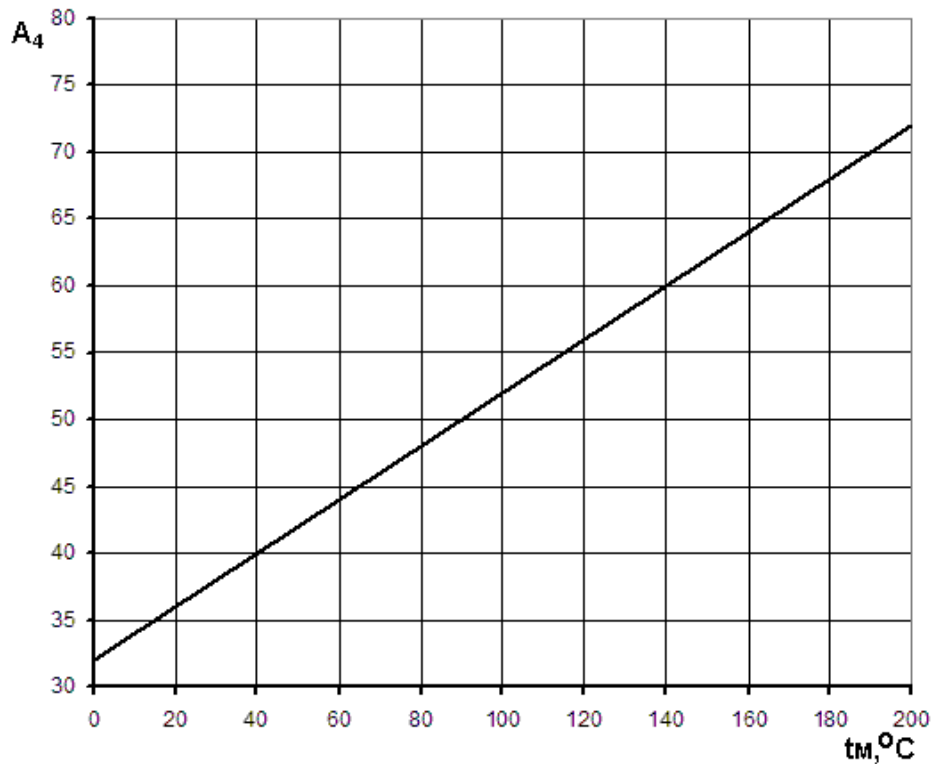


Рисунок 5.18 – Зависимость $A_4 = f(t_M)$ для масла «Пента – ТРМС-110»

Таблица 5.6 – Физические параметры масла «Пента – ТРМС-110»

t_M , $^\circ\text{C}$	ρ , кг/м^3	C_p , $\text{Дж/кг}\cdot^\circ\text{C}$	λ , $\text{Вт/м}\cdot^\circ\text{C}$	$a\cdot 10^7$, $\text{м}^2/\text{с}$	$\nu\cdot 10^6$, $\text{м}^2/\text{с}$	β , $1/^\circ\text{C}$	Pr
0	974	1460	0,158	1,111	77,5	9,0	697
10	967	1488	0,1564	1,087	65	9,15	598
20	960	1516	0,1548	1,063	55	9,33	517,4
30	953,6	1543	0,1532	1,041	45,3	9,52	435
40	946,8	1572	0,1516	1,018	38,5	9,75	378
50	940	1600	0,15	0,997	33	9,99	331
60	933,2	1631	0,1484	0,975	28,8	10,22	295,4
70	926,4	1661	0,1468	0,954	25,5	10,46	267,3
80	919,6	1691	0,145	0,932	22,5	10,69	241,4
90	912,8	1721	0,1434	0,913	19,5	10,93	213,6
100	906	1750	0,1418	0,894	18	11,16	201,3

t_m , °C	ρ , кг/м ³	C_p , Дж/кг·°C	λ , Вт/м·°C	$a \cdot 10^7$, м ² /с	$\nu \cdot 10^6$, м ² /с	β , 1/°C	Pr
110	899,2	1788	0,1402	0,872	16,3	11,4	187
120	892,4	1815	0,1386	0,856	14,5	11,63	169,4
130	885,6	1845	0,137	0,838	12,9	11,87	153,8
140	878,8	1876	0,1354	0,821	11,5	12,1	140
150	872	1910	0,1338	0,803	10,2	12,33	127
160	865,2	1940	0,1322	0,787	9	12,57	114,3
170	858,4	1968	0,1306	0,773	8,5	12,8	110
180	851,6	1980	0,129	0,765	8	13,04	104,6
190	844,8	2025	0,1274	0,745	7,5	13,27	100,6
200	838	2053	0,1258	0,731	7	13,51	95,7

Таблица 5.7 – Значения коэффициента A_4 для масла «Пента –ТРМС-110»

t_m , °C	0	20	40	60	80	100	120	140	160	180	200
A_4	32,16	36,1	39,91	43,91	47,77	51,8	55,63	60,16	64,3	68,31	72,08

В нашем случае δ_4 в среднем равно 1 мм и для этой прослойки $(Gr \cdot Pr)^{0,25} < 1000$. Следовательно, $\epsilon_k < 1$ и $\lambda_{\delta_4} = \lambda_m$.

Тепловой поток P_{1M} от нагретой поверхности идет вниз, поэтому теплообмен через прослойку δ_1 осуществляется только теплопроводностью [215]. Следовательно, и в этой прослойке $\lambda_{\delta_1} = \lambda_m$.

Используя уравнения (5.25)–(5.28) и выполнив преобразования, можно записать:

$$P_{1M} = \lambda_m \bar{v}_{WM} K_{\Gamma 1}; \quad (5.30)$$

$$P_{2M} = A_4 \lambda_m \bar{v}_{WM}^{1,25} K_{\Gamma 2}; \quad (5.31)$$

$$P_{3M} = A_4 \lambda_m \bar{v}_{WM}^{1,25} K_{\Gamma 3}; \quad (5.32)$$

$$P_{4M} = \lambda_m \bar{v}_{WM} K_{\Gamma 4}, \quad (5.33)$$

где $K_{\Gamma i}$ – коэффициенты, зависящие от геометрической формы жидкостной прослойки и величины теплоотдающей поверхности.

График функции $\bar{v}_{wM}^{1,25} = f(\bar{v}_{wM})$ приведен на рисунке 5.19. Значение коэффициента теплопроводности масла в зависимости от температуры определяется по рисунку 5.20.

Коэффициенты $K_{\Gamma i}$ вычисляются по следующим выражениям:

$$K_{\Gamma 1} = \frac{S_{1M}}{\delta_1}; \quad (5.34)$$

$$K_{\Gamma 2} = \frac{0,87S_{2M}\delta_2^{0,75}}{D_H \lg \frac{D_{цв}}{D_H}}; \quad (5.35)$$

$$D_{цв} = D_{wц} - 2\delta_w; \quad (5.36)$$

$$K_{\Gamma 3} = \frac{S_{3M}}{\delta_3^{0,25}}; \quad (5.37)$$

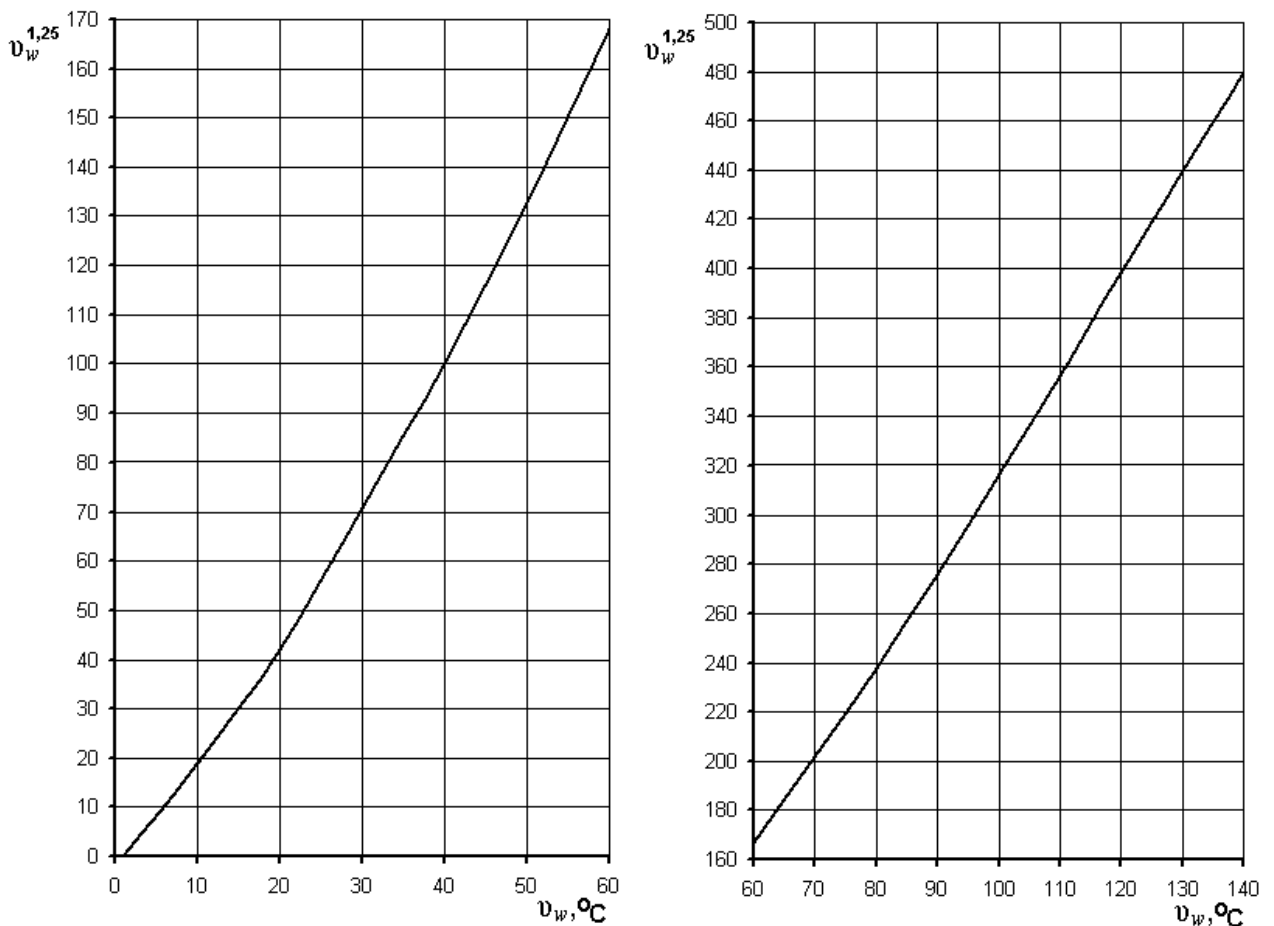


Рисунок 5.19 – Зависимость $\bar{v}_{wM}^{1,25} = f(\bar{v}_{wM})$

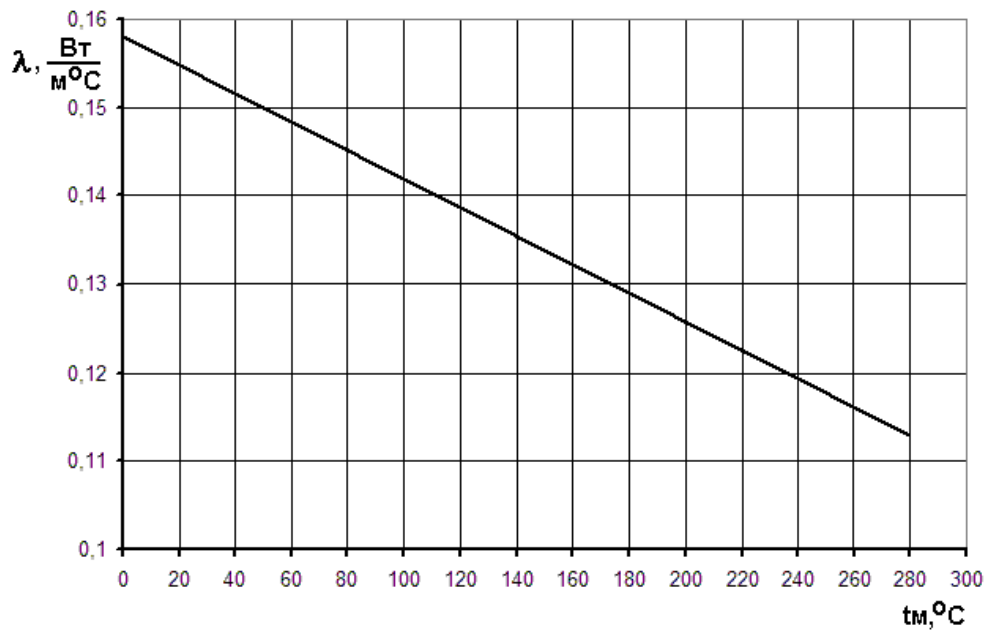


Рисунок 5.20 – Зависимость коэффициента теплопроводности масла «Пента –ТРМС-110» от температуры

$$K_{Г4} = \frac{S_{4М}}{\delta_4}, \quad (5.38)$$

где в соответствии с рисунком 5.8

$$\delta_1 = \delta_7 + \delta_8; \quad (5.39)$$

δ_7 – толщина нижней упорной текстолитовой прокладки; δ_8 – толщина регулирующей прокладки; $D_{цв}$ – внутренний диаметр цилиндрической части бака; $D_{вц}$ – наружный диаметр цилиндрической части бака; δ_w – толщина стенок бака.

В формулах (5.34)–(5.38):

$$S_{1М} = 0,25\pi(D_H^2 - d_B^2) - 4l_{1ТП} \cdot l_{2ТП}; \quad (5.40)$$

$$S_{2М} = \pi D_H H_M; \quad (5.41)$$

$$S_{4М} = \pi d_B H_M; \quad (5.42)$$

$$S_{3М} = S_{1М}; \quad (5.43)$$

$$H_M = H + \delta_5 + \delta_6, \quad (5.44)$$

где $l_{1ТП}$, $l_{2ТП}$ – размеры верхней и нижней упорных прокладок; $\delta_5 = \delta_6$ – толщина текстолитовых прокладок между однофазными трансформаторами; H_M – высота

тепловой модели блока однофазных трансформаторов; H – высота однофазного трансформатора (рисунок 5.21).

На рисунке 5.21 обозначено:

D, d – наружный и внутренний диаметры магнитопровода;

$d_{\text{в}}$ – внутренний диаметр обмотки без внутренней изоляции;

$D_{\text{н}}$ – наружный диаметр обмотки;

a, b – ширина и высота магнитопровода;

h_1 – высота первичной обмотки;

H – высота вторичной обмотки;

$\delta_{\text{и1}}, \delta_{\text{и2}}$ – толщина наружной и межобмоточной изоляции;

$\delta_{\text{и3}}$ – толщина изоляции магнитопровода

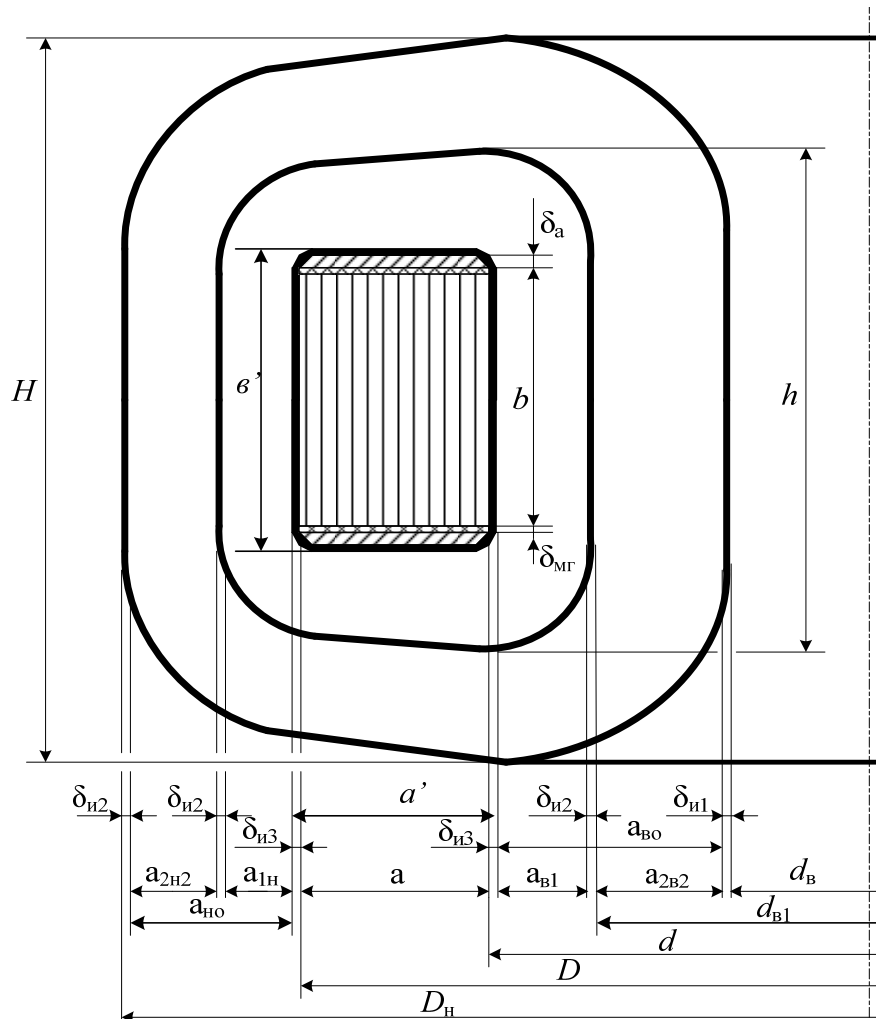


Рисунок 5.21 – Сечение обмотки однофазного трансформатора и основные геометрические размеры

Порядок расчета среднеповерхностной температуры тепловой модели и средней температуры масла в жидкостных прослойках следующий.

1. По формулам (5.40)–(5.44) находим площади расчетных поверхностей тепловой модели $S_{1М}, S_{2М}, S_{3М}$ и $S_{4М}$.

2. По формулам (5.34)–(5.39) определяем геометрические коэффициенты $K_{Г1}–K_{Г4}$.

3. Задаваясь рядом значений $\bar{v}_{вм}=10, 20, 30$ °С... для каждого из них по формулам (5.30)–(5.33) рассчитываем тепловые потоки $P_{1М}–P_{4М}$. Значения A_4 и $\lambda_М$ определяем по графикам (см. рисунки 5.18, 5.20) при средней температуре масла $\bar{t}_М = \bar{t}_{вБ} + 0,5\bar{v}_{вм}$. График функции $\bar{v}_{вм}^{1,25}$ представлен на рисунке 5.19.

4. Находим для каждого заданного значения $\bar{v}_{вм}$ суммарную мощность рассеяния трансформатора $P_{ТМ}$ по уравнению (5.19).

5. Строим график тепловой характеристики модели $P_{ТМ} = f(\bar{v}_{вм})$, по которому, задаваясь расчетным значением суммарной мощности рассеяния $P_{Тр}$, находим среднеповерхностный перегрев модели $\bar{v}_{вм}$.

6. Определяем среднюю температуру наружной поверхности тепловой модели:

$$\bar{t}_{вм} = \bar{t}_{вБ} + \bar{v}_{вмр}, \quad (5.45)$$

где $\bar{v}_{вмр}$ – расчетная среднеповерхностная температура перегрева модели относительно стенок бака:

$$\bar{v}_{вмр} = k_t \bar{v}_{вм}, \quad (5.46)$$

где $k_t = 2,5$ – температурный коэффициент, полученный экспериментально, учитывающий ухудшение теплообмена в прослойках из-за сложности профиля условий подвода тепла к поверхности трансформаторов и размещения в них соединительных кабелей.

7. Находим среднюю температуру масла в прослойках:

$$\bar{t}_М = \bar{t}_{вБ} + 0,5\bar{v}_{вмр}. \quad (5.47)$$

На основании полученных результатов можно судить о тепловом режиме обмоток. Если температура \bar{t}_{wm} близка к предельно допустимой температуре обмотки $t_{o, доп}$, то необходимо либо делать детальный расчет, чтобы выявить возможные запасы по температуре, либо сразу же принимать меры для обеспечения условия $t_{o, max} \leq t_{o, доп}$ (снижение электрических нагрузок, увеличение поверхностей теплоотдачи и т.д.).

5.7.2 Уточненный расчет средних температур наружных поверхностей однофазных трансформаторов

В предыдущем пункте были определены в первом приближении средние температуры поверхности модели блока трансформаторов \bar{t}_{wm} и масла в жидкостных прослойках.

Теперь рассмотрим ту часть расчета, в которой уточняются средние температуры поверхностей однофазных трансформаторов.

Расчет во втором приближении выполняется при условии $P_{\delta 5} = P_{\delta 6} = 0$. В этом случае по заданной мощности рассеяния однофазного трансформатора P_{Ti} и расчетной средней температуре стенок бака \bar{t}_{wB} методом последовательных приближений определяется его среднеповерхностная температура \bar{t}_{wi} .

Тепловая схема замещения однофазных трансформаторов приведена на рисунке 5.5, структура суммарных тепловых сопротивлений $R_{\delta \Pi i}$ масляных прослоек и изоляции магнитопровода – на рисунке 5.6, в. Принятая расчетная схема движения тепловых потоков изображена на рисунке 5.7.

Запишем уравнение теплового баланса однофазного трансформатора Tr_1 :

$$P_{T1} = P_{\delta 11} + P_{\delta 21} + P_{\delta 41}, \quad (5.48)$$

где

$$P_{\delta 11} = \lambda_m \bar{v}_{wl} K_{r11}, \text{ Вт}; \quad (5.49)$$

$$P_{\delta 21} = A_4 \lambda_m \bar{v}_{wl}^{1,25} K_{r21}, \text{ Вт}; \quad (5.50)$$

$$P_{\delta 41} = \lambda_m \bar{v}_{w1} K_{r41}, \text{ Вт}; \quad (5.51)$$

$$K_{r11} = S_{\delta 11} / \delta_1, \text{ м}; \quad (5.52)$$

$$S_{\delta 11} = 0,25\pi(D^2 - d^2) - 4l_{1\text{ТП}}l_{2\text{ТП}}, \text{ м}^2; \quad (5.53)$$

$$K_{r21} = \frac{0,87S_{\delta 21}\delta_2^{0,75}}{D_H \lg \frac{D_{\text{цв}}}{D_H}}, \text{ м}; \quad (5.54)$$

$$S_{\delta 21} = \pi D_H H, \text{ м}^2; \quad (5.55)$$

$$K_{r41} = S_{\delta 41} / \delta_4, \text{ м}; \quad (5.56)$$

$$S_{\delta 41} = \pi d_B H, \text{ м}^2; \quad (5.57)$$

\bar{v}_{w1} – перегрев наружной поверхности трансформатора Tr_1 относительно средней температуры стенки бака $\bar{t}_{\text{вБ}}$.

Размер $D_{\text{цв}}$ находим по формуле (5.36), а δ_1 вычисляем по формуле (5.39).

Параметр A_4 определяем по графику на рисунке 5.18; $\bar{v}_{wi}^{1,25}$ находим по графику на рисунке 5.19; коэффициент теплопроводности масла λ_m определяем по графику на рисунке 5.20.

Задаваясь рядом значений $\bar{v}_{wi} = 10, 20, 30 \text{ }^\circ\text{C} \dots$, находим для каждого из них $P_{\text{Т1}i}$, строим график тепловой характеристики $\bar{v}_{wi} = f(P_{\text{Т1}i})$, из которого по заданному значению $P_{\text{Т1}}$ определяем \bar{v}_{w1} – среднеповерхностный перегрев однофазного трансформатора Tr_1 .

Средняя температура наружной поверхности Tr_1 :

$$\bar{t}_{w1} = \bar{t}_{\text{вБ}} + \bar{v}_{w1p}, \quad (5.58)$$

где

$$\bar{v}_{w1p} = k_t v_{w1}, \text{ }^\circ\text{C}. \quad (5.59)$$

Аналогично поступаем при расчете средней температуры поверхности трансформатора Tr_2 .

Уравнение теплового баланса однофазного трансформатора Tr_2 :

$$P_{\text{Т2}} = P_{\delta 22} + P_{\delta 42}, \quad (5.60)$$

где

$$P_{\delta 22} = A_4 \lambda_m \bar{v}_{w2}^{1,25} K_{r22}, \text{ Вт}; \quad (5.61)$$

$$K_{r22} = K_{r21}, \quad (5.62)$$

$$P_{\delta 42} = \lambda_m \bar{v}_{w2} K_{r42}, \text{ Вт}; \quad (5.63)$$

$$K_{r42} = K_{r41}. \quad (5.64)$$

Параметры A_4 , $\bar{v}_{w2}^{1,25}$, λ_m определяем по графикам на рисунках 5.16–5.20.

Задаваясь рядом значений $\bar{v}_{w2i}=10, 20, 30 \text{ }^\circ\text{C} \dots$, строим график тепловой характеристики $\bar{v}_{w2i} = f(P_{T2i})$, из которого по заданному значению P_{T2} определяем \bar{v}_{w2} – среднеповерхностный перегрев однофазного трансформатора Тр₂.

Средняя температура наружной поверхности Тр₂:

$$\bar{t}_{w2} = \bar{t}_{wБ} + \bar{v}_{w2p}, \quad (5.65)$$

где

$$\bar{v}_{w2p} = k_t v_{w2}, \text{ }^\circ\text{C}. \quad (5.66)$$

Уравнение теплового баланса однофазного трансформатора Тр₃:

$$P_{T3} = P_{\delta 23} + P_{\delta 33} + P_{\delta 43}, \quad (5.67)$$

где

$$P_{\delta 23} = A_4 \lambda_m \bar{v}_{w3}^{1,25} K_{r23}, \text{ Вт}; \quad (5.68)$$

$$K_{r23} = K_{r21}; \quad (5.69)$$

$$P_{\delta 33} = A_4 \lambda_m \bar{v}_{w3}^{1,25} K_{r33}, \text{ Вт}; \quad (5.70)$$

$$K_{r33} = S_{\delta 33} / \delta_3^{0,25}, \text{ м}; \quad (5.71)$$

$$S_{\delta 33} = 0,785(D_H^2 - d_B^2), \text{ м}^2; \quad (5.72)$$

$$P_{\delta 43} = \lambda_m \bar{v}_{w3} K_{r43}, \text{ Вт}; \quad (5.73)$$

$$K_{r43} = S_{\delta 43} / \delta_4, \text{ м}; \quad (5.74)$$

$$S_{\delta 43} = S_{\delta 41}, \text{ м}^2. \quad (5.75)$$

Задаваясь рядом значений $\bar{v}_{w3i}=10, 20, 30 \text{ }^\circ\text{C} \dots$, строим график тепловой характеристики $\bar{v}_{w3i} = f(P_{T3i})$, из которого по заданному значению P_{T3} определяем \bar{v}_{w3} – среднеповерхностный перегрев однофазного трансформатора Тр₃.

Средняя температура наружной поверхности Тр₃:

$$\bar{t}_{w3} = \bar{t}_{wБ} + \bar{v}_{w3p}, \quad (5.76)$$

где

$$\bar{v}_{w3p} = k_t v_{w3}, \text{ }^\circ\text{C}. \quad (5.77)$$

Рассчитав во втором приближении средние температуры \bar{t}_{w1} , \bar{t}_{w2} и \bar{t}_{w3} , проведем их дальнейшее уточнение, для чего необходимо вычислить уравнительные тепловые потоки непосредственно между трансформаторами: $P_{\delta5}$ между Тр₂ и Тр₁ и $P_{\delta6}$ между Тр₃ и Тр₂.

Если $\bar{t}_{w2} > \bar{t}_{w1}$ и $\bar{t}_{w3} > \bar{t}_{w2}$, то можем записать:

$$P_{\delta5} = \lambda_m (\bar{t}_{w2} - \bar{t}_{w1}) K_{r\delta5}; \quad (5.78)$$

$$K_{r\delta5} = S_{\delta5} / \delta_5; \quad (5.79)$$

$$S_{\delta5} = S_{\delta11}; \quad (5.80)$$

$$P_{\delta6} = \lambda_m (\bar{t}_{w3} - \bar{t}_{w2}) K_{r\delta6}; \quad (5.81)$$

$$K_{r\delta6} = K_{r\delta5}. \quad (5.82)$$

Рассчитав тепловые потоки $P_{\delta5}$ и $P_{\delta6}$, проводим уточнение среднеповерхностных температур однофазных трансформаторов в следующем порядке.

Определяем мощности рассеяния трансформаторов с учетом уравнительных потоков:

$$P'_{T3} = P_{T3} - P_{\delta6}; \quad (5.83)$$

$$P'_{T2} = P_{T2} + P_{\delta6} - P_{\delta5}; \quad (5.84)$$

$$P'_{T1} = P_{T1} + P_{\delta5}. \quad (5.85)$$

Если окажется, что $\bar{t}_{w2} > \bar{t}_{w3}$, то уточненные мощности рассеяния однофазных трансформаторов определяем по следующим уравнениям:

$$P'_{T3} = P_{T3} + P_{\delta6}; \quad (5.86)$$

$$P'_{T2} = P_{T2} - P_{\delta6} - P_{\delta5}; \quad (5.87)$$

$$P'_{T1} = P_{T1} + P_{\delta5}. \quad (5.88)$$

Чтобы рассчитать в этом случае тепловой поток $P_{\delta6}$, необходимо определить величину произведения:

$$\text{Gr} \cdot \text{Pr} = \frac{g\beta_M \delta_6^3 \bar{v}_{\delta6}}{\nu_M^2} \text{Pr}_M, \quad (5.89)$$

где теплофизические характеристики масла, входящие в правую часть, определяются при средней температуре хладагента:

$$\bar{t}_{M\delta6} = 0,5(\bar{t}_{w2} + \bar{t}_{w3}) \quad (5.90)$$

по графикам $\beta_M = \beta_M(\bar{t}_{M\delta6})$, $\nu_M = \nu_M(\bar{t}_{M\delta6})$ и $\text{Pr}_M = \text{Pr}_M(\bar{t}_{M\delta6})$, приведенным соответственно на рисунках 5.22–5.25, либо выбираются по таблице 5.6;

$$\bar{v}_{\delta6} = \bar{t}_{w2} - \bar{t}_{w3}, \text{ } ^\circ\text{C}. \quad (5.91)$$

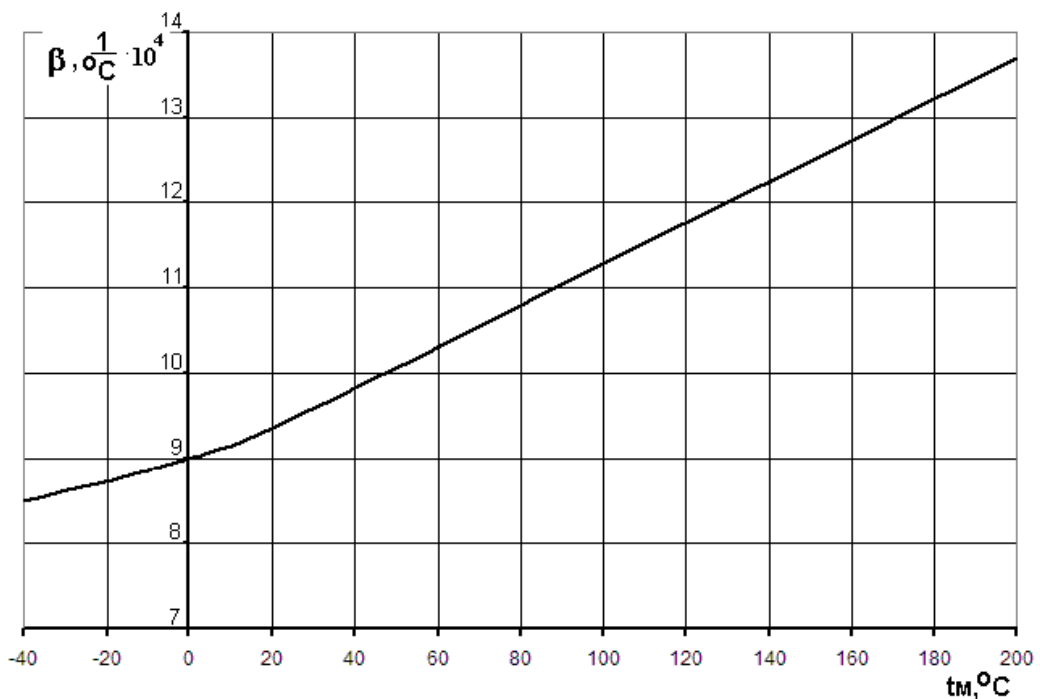


Рисунок 5.22 – Зависимость $\beta = f(t_m)$ для масла «Пента – ТРМС-110»

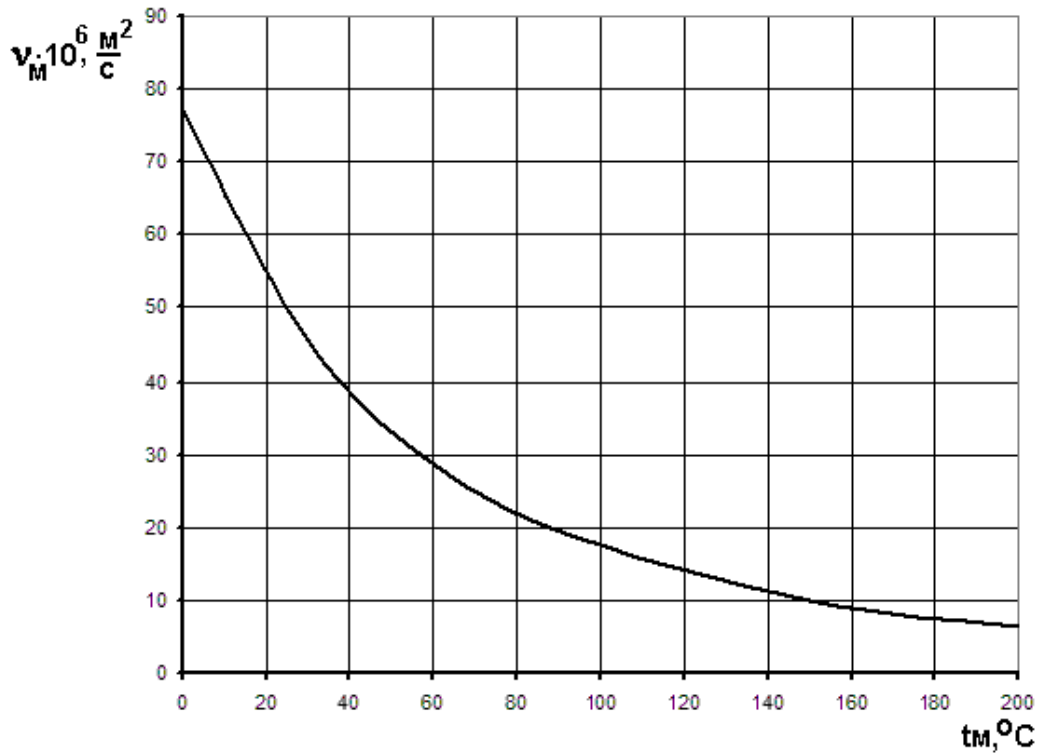


Рисунок 5.23 – Зависимость $v_M = f(t_M)$ для масла «Пента –ТРМС-110»

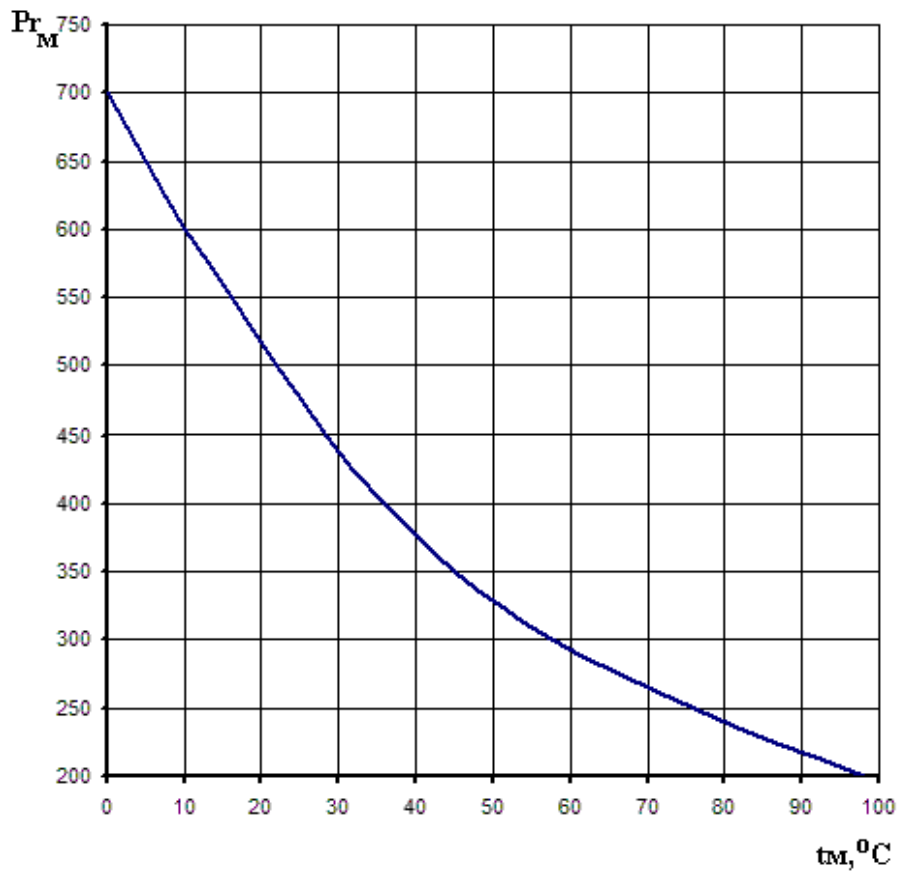


Рисунок 5.24 – Зависимость критерия Pr_M от температуры в диапазоне 0–100 °C

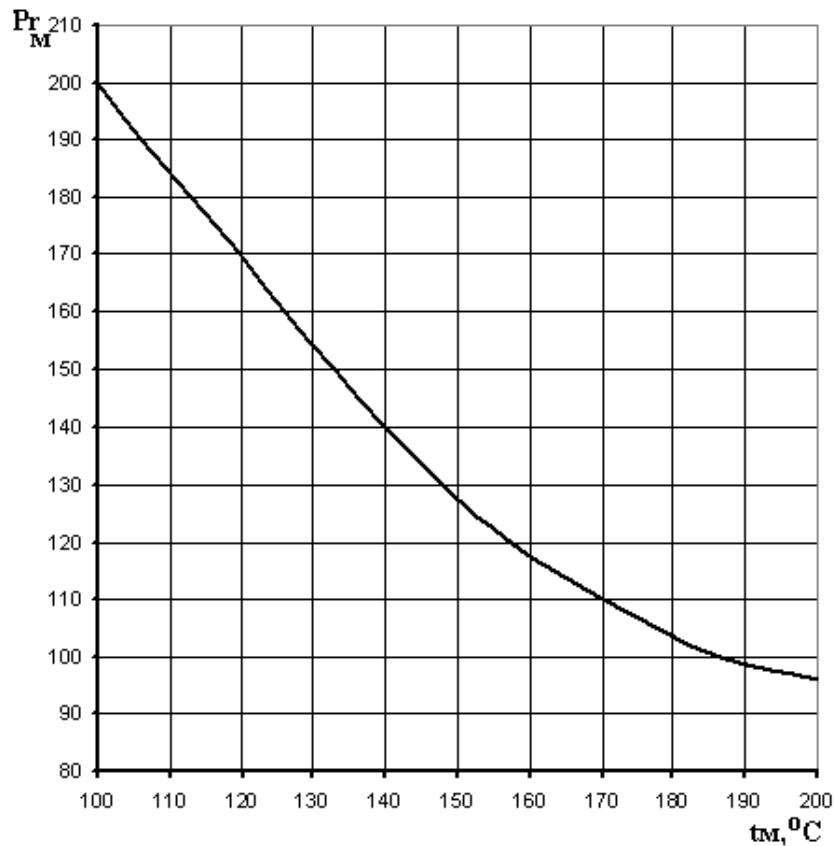


Рисунок 5.25 – Зависимость критерия Pr_M от температуры в диапазоне 100–200 °C

При $(Gr \cdot Pr) < 1000$ теплообмен осуществляется только теплопроводностью [222] и P_6 определяется по формуле (5.81).

Если $(Gr \cdot Pr) > 1000$, то:

$$P_{\delta 6} = A_4 \nu_{\delta 6}^{1,25} \lambda_m K'_{r\delta 6}; \quad (5.92)$$

$$K'_{r\delta 6} = S_{\delta 6} / \delta_6^{0,25}; \quad (5.93)$$

$$S_{\delta 6} = S_{11}. \quad (5.94)$$

Определив значения мощностей P'_{T1} , P'_{T2} и P'_{T3} (с учетом направления потока $P_{\delta 5}$), по соответствующим тепловым характеристикам уточняем значения среднеповерхностных перегревов наружных поверхностей однофазных трансформаторов \bar{v}_{w1} , \bar{v}_{w2} и \bar{v}_{w3} . Находим средние температуры этих поверхностей:

$$\bar{v}_{wip} = k_t \nu_{wi} \quad (i = 1, 2, 3), \quad (5.95)$$

$$t'_{w1} = \bar{t}_{wB} + \bar{v}'_{w1p}, \quad (5.96)$$

$$t'_{w2} = \bar{t}_{wБ} + \bar{v}'_{w2p}, \quad (5.97)$$

$$t'_{w3} = \bar{t}_{wБ} + \bar{v}'_{w3p}. \quad (5.98)$$

Перепады температур в прослойках δ_5 и δ_6 :

$$v'_{m\delta5} = \bar{t}'_{w2} - \bar{t}'_{w1}, \quad (5.99)$$

при $\bar{t}'_{w3} > \bar{t}'_{w2}$

$$v'_{m\delta6} = \bar{t}'_{w3} - \bar{t}'_{w2}, \quad (5.100)$$

при $\bar{t}'_{w3} < \bar{t}'_{w2}$

$$v'_{m\delta6} = \bar{t}'_{w2} - \bar{t}'_{w3}. \quad (5.101)$$

Тепловой поток через зазор δ_5 :

$$P'_{\delta5} = A_4 v'_{m\delta5} \lambda_m K_{r\delta5}, \quad (5.102)$$

где λ_m определяем из графика на рисунке 5.20 при средней температуре жидкости в прослойке

$$\bar{t}'_{m\delta5} = 0,5(\bar{t}'_{w2} + \bar{t}'_{w1}); \quad (5.103)$$

$K_{r\delta5}$ находим по формулам (5.79) и (5.80).

При $\bar{t}'_{w3} > \bar{t}'_{w2}$ тепловой поток определяется как

$$P'_{\delta6} = v'_{m\delta6} \lambda_m K_{r\delta6}, \quad (5.104)$$

где λ_m определяем из графика на рисунке 5.20 при средней температуре масла в прослойке δ_6 :

$$\bar{t}'_{m\delta6} = 0,5(\bar{t}'_{w2} + \bar{t}'_{w3}); \quad (5.105)$$

$K_{r\delta6} = K_{r\delta5}$ находим по формулам (5.79) и (5.82).

Если $\bar{t}'_{w3} < \bar{t}'_{w2}$, то тепловой поток $P_{\delta6}$ в зависимости от значения произведения $(Gr \cdot Pr)$ рассчитывается либо по формуле (5.81), либо по формуле (5.92).

Определяем:

$$P''_{T3} = P'_{T3} \pm P_{\delta6}; \quad (5.106)$$

$$P''_{T2} = P'_{T2} - P'_{\delta5} \pm P'_{\delta6}; \quad (5.107)$$

$$P''_{T1} = P'_{T1} \pm P'_{\delta 5}. \quad (5.108)$$

По тепловым характеристикам однофазных трансформаторов находим ν''_{w1} , ν''_{w2} и ν''_{w3} . Средние температуры наружных поверхностей в третьем приближении:

$$\nu''_{wip} = k_t \bar{\nu}_{wi} \quad (i=1, 2, 3), \quad (5.109)$$

$$\bar{t}''_{w1} = \bar{t}_{wБ} + \bar{\nu}_{w1}, \quad (5.110)$$

$$\bar{t}''_{w2} = \bar{t}_{wБ} + \bar{\nu}_{w2}, \quad (5.111)$$

$$\bar{t}''_{w3} = \bar{t}_{wБ} + \bar{\nu}_{w3}. \quad (5.112)$$

Окончательно принимаем:

$$\bar{t}_{w1} = 0,5(\bar{t}''_{w1} + \bar{t}''_{w1}); \quad (5.113)$$

$$\bar{t}_{w2} = 0,5(\bar{t}''_{w2} + \bar{t}''_{w2}); \quad (5.114)$$

$$\bar{t}_{w3} = 0,5(\bar{t}''_{w3} + \bar{t}''_{w3}). \quad (5.115)$$

Для найденных значений поверхностных температур вычисляем величины уравнительных тепловых потоков:

$P''_{\delta 5}$ по формуле (5.81);

$P''_{\delta 6}$ по формуле (5.81) для $\bar{t}_{w3} > \bar{t}_{w2}$ или по уравнению (5.92), если $\bar{t}_{w3} < \bar{t}_{w2}$.

Затем по уравнениям (5.106)–(5.108) находим окончательные расчетные значения мощностей рассеяния P_{T1p} , P_{T2p} и P_{T3p} однофазных трансформаторов, которые в дальнейшем будем использовать при расчете максимальных температур обмоток:

$$P_{T3p} = P_{T3} \pm P''_{\delta 6}; \quad (5.116)$$

$$P_{T2p} = P_{T2} - P''_{\delta 5} \pm P''_{\delta 6}; \quad (5.117)$$

$$P_{T1p} = P_{T1} + P''_{\delta 5}. \quad (5.118)$$

5.8 Расчет максимальных температур обмоток трансформаторов и магнитопровода

Расчет максимальных температур обмоток трансформаторов проводим по формуле:

$$t_{oi\max} = \bar{t}_{wi} + \upsilon'_{oip}, \quad (5.119)$$

где υ'_{oip} – перепад температуры в обмотке i -го однофазного трансформатора.

Перепад температуры в обмотке [210]:

$$\upsilon'_{oip} = \frac{(P_{CTi} + P_{MOi})r_{Hi}^2}{4\bar{\lambda}_{\varepsilon oi}V_{oi}}, \quad (5.120)$$

где P_{CTi} – мощность рассеяния i -го магнитопровода; P_{MOi} – мощность потерь в меди i -го однофазного трансформатора; r_{Hi} – радиус эквивалентной катушки i -го трансформатора; $\bar{\lambda}_{\varepsilon oi}$ – эквивалентный коэффициент теплопроводности обмотки, зависящий от эквивалентных толщин и коэффициентов теплопроводности первичной и вторичной обмоток; V_{oi} – общий объем обмотки.

Объем обмотки определяется по следующему выражению:

$$V_{oi} = \frac{\pi}{4}(d^2 - d_B^2) \left[2b' + \frac{\pi}{2}(a_{HO} + a_{BO}) + 2\sqrt{(a')^2 + \frac{1}{4}(a_{BO} - a_{MO})^2} \right]; \quad (5.121)$$

$$a_{BO} = 0,5(d - d_{BO}); \quad (5.122)$$

$$a_{HO} = \frac{1}{2}\sqrt{(d + 2a')^2 + d^2 - d_{BO}^2} - \frac{d_{HO} + 2a'}{2}. \quad (5.123)$$

Все обозначения в формулах (5.121)–(5.123) приведены на рисунке 5.21.

Усредненную величину радиуса эквивалентной катушки r_{Hi} , заменяющей катушку реальной формы, находим по формуле:

$$r_{Hi} = \frac{1}{4}[D_{Hi} + D - (d - d_B)]. \quad (5.124)$$

Первичная обмотка выполнена круглым проводом. В этом случае эквивалентный коэффициент теплопроводности катушки находим по формуле [210]:

$$\bar{\lambda}_{\text{э1}} = \frac{(d_{\text{из}} - d_{\text{пр}}) + 2h_{\text{из.с}} + h_{\text{из.мс}}}{\frac{d_{\text{из}} - d_{\text{пр}}}{\lambda_{\text{из.пр}}} + \frac{2h_{\text{из.с}}}{\lambda_{\text{с}}} + \frac{h_{\text{из.мс}}}{\lambda_{\text{мс}}}} \sqrt{\frac{2d_{\text{пр}}}{d_{\text{из}} - d_{\text{пр}}}}, \quad (5.125)$$

где $h_{\text{из.мс}}$ – толщина междуслоевой изоляции; $h_{\text{из.с}}$ – толщина прослойки между проводами, заполненной маслом, которая определяется как:

$$h_{\text{из.с}} = 0,25d_{\text{из}} \left(1 - 0,5 \sqrt{4 - \left(\frac{d_{\text{пр}}}{d_{\text{из}}} \right)^2} \right); \quad (5.126)$$

$\lambda_{\text{из.пр}}$, $\lambda_{\text{мс}}$, $\lambda_{\text{с}}$ – коэффициенты теплопроводности изоляции провода, междуслоевой изоляции и масляной прослойки соответственно. Средние значения этих коэффициентов могут быть найдены в [231, 232, 235] и по рисунку 5.20.

Значение $\lambda_{\text{с}}$ берется при температуре масла $\bar{t}_{\text{мол}} = t_{\text{вм}} + 15 \text{ } ^\circ\text{C}$. Кроме того, входящие в формулу (5.121) параметры определяются следующим образом:

$$a' = a + 2\delta_{\text{и}}, \quad (5.127)$$

где $\delta_{\text{и}}$ – толщина изоляции магнитопровода из стеклотенты;

$$b' = b + 2\delta_{\text{мг}} + 2\delta_{\text{а}} + 2\delta_{\text{и}}, \quad (5.128)$$

где $\delta_{\text{мг}}$ – толщина стеклотекстолитовой прокладки; $\delta_{\text{а}}$ – толщина дюралюминиевой прокладки;

$$a_{\text{но}} = a_{1\text{н}} + a_{2\text{н}} + \delta_{\text{и2}}, \quad (5.129)$$

где $\delta_{\text{и2}}$ – толщина наружной изоляции первичной обмотки;

$$a_{\text{во}} = a_{\text{в1}} + a_{\text{в2}} + \delta_{\text{и}}; \quad (5.130)$$

$$d_{\text{в}} = d - a_{\text{в1}} - \delta_{\text{и2}} - \delta_{\text{и1}}. \quad (5.131)$$

Вторичная обмотка выполнена проводом прямоугольного сечения. Эскиз обмотки приведен на рисунке 5.26. В этом случае эквивалентный коэффициент теплопроводности рассчитывается по формуле [231]:

$$\lambda_{\text{э2}} = \lambda'_{\text{и}} \left(1 + \frac{m}{\delta} \right), \quad (5.132)$$

где

$$\lambda'_{и} = \frac{\delta_{и} + \delta_{с} + \delta_{пр}}{\frac{\delta_{и}}{\lambda_{и}} + \frac{\delta_{с}}{\lambda_{с}} + \frac{\delta_{пр}}{\lambda_{пр}}}; \quad (5.133)$$

$$\delta = \delta_{и} + \delta_{с} + \delta_{пр}; \quad (5.134)$$

$\delta_{и}$, $\lambda_{и}$ – толщина и коэффициент теплопроводности изоляции проводов в направлении теплового потока; $\delta_{с}$, $\lambda_{с}$ – толщина и коэффициент теплопроводности масляной прослойки; $\delta_{пр}$, $\lambda_{пр}$ – толщина и коэффициент теплопроводности изоляционной прокладки; m – размер жилы проводника в направлении теплового потока.

Значение $\lambda_{с}$ берется при температуре масла: $\bar{t}_{м02} = t_{вм} + 5^\circ\text{C}$.

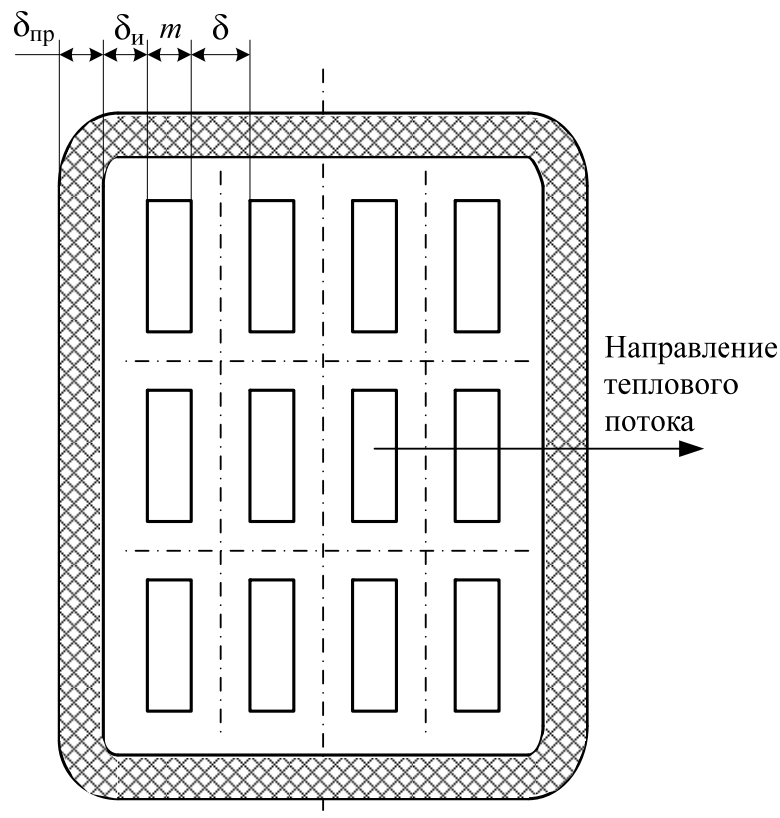


Рисунок 5.26 – Схематическое изображение вторичной обмотки однофазного трансформатора

Средний коэффициент эквивалентной теплопроводности обмотки i -го трансформатора определим как средневзвешенный по формуле

$$\bar{\lambda}_{oi} = \frac{\lambda_{\varepsilon 1} C_{к1} + \lambda_{\varepsilon 2} C_{к2}}{C_{ко}}, \quad (5.135)$$

где $C_{к1}$ и $C_{к2}$ – эквивалентная толщина первичной и вторичной обмоток; $C_{ко}$ – эквивалентная толщина всей обмотки.

Величины $C_{ко}$, $C_{к1}$ и $C_{к2}$ определяются по формулам [209]:

$$C_{ко} = \frac{\Pi_o - 2(a' + b')}{\pi}, \quad (5.136)$$

где Π_o – наружный периметр обмотки;

$$C_{к1} = \frac{\Pi_{o1} - 2(a' + b')}{\pi}, \quad (5.137)$$

где Π_{o1} – наружный периметр первичной обмотки;

$$C_{к2} = C_{ко} - C_{к1}. \quad (5.138)$$

Наружный периметр первичной обмотки [210]:

$$\Pi_{o1} = 2b' + \frac{\pi}{2}(a_{в1} + a_{1н}) + 2\sqrt{(a')^2 + 0,25(a_{в1} - a_{1н})^2}. \quad (5.139)$$

Наружный периметр обмотки:

$$\Pi_o = 2b' + \frac{\pi}{2}(a_{во} + a_{но}) + 2\sqrt{(a')^2 + 0,25(a_{во} - a_{но})^2}. \quad (5.140)$$

После нахождения перепада температуры в обмотке ν'_{oip} по формуле (5.120) находим максимальную температуру обмотки по уравнению (5.119).

Температура магнитопровода будет определяться суммой:

$$t_{mgi} = t_{oi \max} + P_{CTi} R_{иi}, \quad (5.141)$$

где $R_{иi}$ – тепловое сопротивление изоляции i -го магнитопровода.

Поскольку конструкция изоляции магнитопроводов всех трех однофазных трансформаторов идентична, то $R_{и1} = R_{и2} = R_{и3}$. Эскиз конструкции изоляции, структурная схема $R_{и1}$ и все обозначения приведены на рисунках 5.6,б и 5.6,в, откуда находим:

$$R_{и1} = \frac{R'_{и1} R_{и.вн} + R'_{и1} R_{и.н} + R_{и.н} R_{и.вн}}{R'_{и1} R_{и.вн} R_{и.н}}; \quad (5.142)$$

$$R'_{и1} = 0,5(R_{ст} + R_a + R_{из}); \quad (5.143)$$

$$R_{ст} = \frac{\delta_{ст}}{\lambda_{ст}S_T}; \quad (5.144)$$

$$R_a = \frac{\delta_a}{\lambda_a S_T}; \quad (5.145)$$

$$R_{из} = \frac{\delta_{и}}{\lambda_{и}S_T}; \quad (5.146)$$

$$S_T = 0,785 \left[(D + \delta_{и})^2 - (d - \delta_{и})^2 \right]; \quad (5.147)$$

$$R_{и.вн} = \frac{\delta_{и}}{\pi \lambda_{и} d (b + \delta_{ст} + \delta_a)}; \quad (5.148)$$

$$R_{ин} = \frac{\delta_{и}}{\pi \lambda_{и} D (b + \delta_{ст} + \delta_a)}, \quad (5.149)$$

где $\lambda_{и}$ – коэффициент теплопроводности наружной изоляции магнитопровода; $\lambda_{ст}$ – коэффициент теплопроводности стеклотекстолитовой прокладки (см. рисунок 5.6,б); λ_a – коэффициент теплопроводности дюралюминиевого кольца; D и d – наружный и внутренний диаметры магнитопровода соответственно.

Температуру магнитопровода находим по формуле (5.141).

5.9 Методика теплового расчета погружного трансформатора

Исходными данными для теплового расчета погружного трансформатора являются: комплект конструкторской документации; вид окружающей среды (воздух, морская вода и т.д.); тип масла, залитого в бак с трансформатором; рабочий диапазон температур окружающей среды; мощности потерь в магнитопроводе, первичной и вторичной обмотках трансформатора; теплофизические свойства окружающей среды, конструкционных материалов, масла, изоляции обмоточных проводов, межслоевой и наружной изоляции трансформатора.

Методика теплового расчета ПТр

1. Рассчитываем полную теплоотдающую поверхность бака $S_{wБ}$.
2. При охлаждении в воздухе:
 - а) находим площадь «натянутой» поверхности бака $S_{wБн}$;
 - б) по формуле (5.2) определяем коэффициент формы корпуса;
 - в) вычисляем удельную тепловую нагрузку корпуса бака $q_{wБ}$ по формуле (5.6);
 - г) по графикам на рисунках 5.9–5.11 при заданной температуре окружающей среды t_c и величине $q_{wБ}$ находим среднеповерхностный базовый перегрев корпуса бака \bar{v}_w ;
 - д) рассчитываем среднеповерхностный перегрев корпуса бака по уравнению (5.7);
 - е) среднеповерхностную температуру корпуса бака находим по формуле (5.8).
3. При охлаждении в морской воде:
 - а) находим удельную среднеповерхностную тепловую нагрузку бака $q_{wБ}$ по формуле (5.6);
 - б) по графику на рисунке 5.16 находим среднеповерхностный перегрев корпуса бака $\bar{v}_{wБ}$ с учетом температуры воды;
 - в) среднеповерхностную температуру бака $\bar{t}_{wБ}$ находим по формуле (5.8).
4. Определяем среднеповерхностную температуру тепловой модели (первое приближение теплового расчета ПТр) и среднюю температуру масла в жидкостных прослойках:
 - а) по формулам (5.40)–(5.41) находим площади расчетных поверхностей тепловой модели $S_{1м}, S_{2м}, S_{3м}, S_{4м}$ (см. рисунок 5.8);
 - б) по уравнениям (5.35)–(5.40) определяем геометрические коэффициенты прослоек $K_{г1}–K_{г4}$;

в) задаваясь рядом значений $\bar{v}_{\text{вм}} = 10, 20, 30 \text{ } ^\circ\text{C} \dots$, для каждого из них по формулам (5.30)–(5.33) рассчитываем тепловые потоки $P_{1\text{М}} - P_{4\text{М}}$, при этом значения A_4 и $\lambda_{\text{М}}$ определяем по графикам на рисунках 5.18, 5.20 при средней температуре масла, а значение функции $\bar{v}_{\text{вм}}^{-1,25}$ – по рисунку 5.19;

г) находим для каждого заданного значения $\bar{v}_{\text{вм}}$ суммарную мощность рассеяния $P_{\text{ТМ}}$ ПТр по уравнению (5.17);

д) строим график тепловой характеристики модели $\bar{v}_{\text{вм}} = f(P_{\text{ТМ}})$, из которого, задаваясь расчетным значением суммарной мощности рассеяния $P_{\text{Тр}}$, находим среднеповерхностный перегрев модели $\bar{v}_{\text{вм}}$;

е) вычисляем среднюю температуру наружной поверхности тепловой модели $\bar{t}_{\text{вм}}$ по формуле (5.45);

ж) среднюю температуру масла в прослойках $\bar{t}_{\text{М}}$ вычисляем по формуле (5.47).

5. Второе приближение рассчитываем при условии $P_{\delta 5} = P_{\delta 6} = 0$.

Среднеповерхностную температуру перегрева каждого трансформатора рассчитываем методом тепловых характеристик, т.е. строим графическую зависимость $\bar{v}_{\text{вТ}j} = f(P_{\text{Т}ji})$, из которой по заданному значению $P_{\text{Т}j}$ находим значение $\bar{v}_{\text{вТ}i}$, а среднеповерхностную температуру рассчитываем по формуле $\bar{t}_{\text{вТ}j} = \bar{t}_{\text{вБ}} + \bar{v}_{\text{вТ}j}$.

Для трансформатора Тр₁ значения $\bar{v}_{\text{вТ}1}$ и $\bar{t}_{\text{вТ}1}$ вычисляются по формулам (5.48)–(5.58), для трансформатора Тр₂ – по формулам (5.60)–(5.65), для трансформатора Тр₃ – по формулам (5.67)–(5.76).

6. При найденных значениях $\bar{t}_{\text{вТ}1}$, $\bar{t}_{\text{вТ}2}$, $\bar{t}_{\text{вТ}3}$ определяем уравнительные тепловые потоки $P_{\delta 5}$ между Тр₂ и Тр₁ и $P_{\delta 6}$ между Тр₂ и Тр₃.

Если $\bar{t}_{\text{в}2} > \bar{t}_{\text{в}1}$ и $\bar{t}_{\text{в}3} > \bar{t}_{\text{в}2}$, то тепловые потоки $P_{\delta 5}$ и $P_{\delta 6}$ определяем по формулам (5.78)–(5.82). Уточняем мощности рассеяния однофазных трансформаторов с учетом уравнительных потоков по формулам (5.83)–(5.85).

Если $\bar{t}_{w3} < \bar{t}_{w2}$ ($\bar{t}_{w2} > \bar{t}_{w1}$ всегда), то тепловой поток $P_{\delta 5}$ находим по формулам (5.78)–(5.80), а значение $P_{\delta 6}$ рассчитываем по формулам (5.89)–(5.94). Уточненные мощности рассеяния однофазных трансформаторов находим по уравнениям (5.86)–(5.88).

7. Определив уточненные значения мощностей рассеяния $P'_{T1}, P'_{T2}, P'_{T3}$ (с учетом направления теплового потока $P_{\delta 6}$), по построенным ранее соответствующим тепловым характеристикам уточняем значение среднеповерхностных перегревов наружных поверхностей однофазных трансформаторов $\bar{v}'_{w1}, \bar{v}'_{w2}, \bar{v}'_{w3}$ и по формулам (5.96)–(5.98) находим среднеповерхностные температуры этих поверхностей.

8. Перепады температур в прослойках δ_5 и δ_6 находим по уравнениям (5.99)–(5.101).

Уточненное значение теплового потока $P'_{\delta 5}$ вычисляем по формуле (5.102) с учетом уравнений (5.79), (5.80), (5.103).

При $\bar{t}'_{w3} > \bar{t}'_{w2}$ находим уточненный тепловой поток $P'_{\delta 6}$ по формуле (5.104) с учетом уравнений (5.79), (5.80), (5.105).

Если $\bar{t}'_{w3} < \bar{t}'_{w2}$, то тепловой поток $P'_{\delta 6}$ в зависимости от значения произведения $Gr \cdot Pr$ определяем либо по формуле (5.81) ($Gr \cdot Pr \leq 1000$), либо по формуле (5.92).

Значения P''_{T1}, P''_{T2} и P''_{T3} находим по формулам (5.106)–(5.108). По тепловым характеристикам однофазных трансформаторов определяем величины $v''_{w1}, v''_{w2}, v''_{w3}$. Среднеповерхностные температуры наружных поверхностей однофазных трансформаторов $\bar{t}''_{w1}, \bar{t}''_{w2}, \bar{t}''_{w3}$ рассчитываем по уравнениям (5.110)–(5.112).

9. Окончательные значения среднеповерхностных температур однофазных трансформаторов $\bar{t}_{w1}, \bar{t}_{w2}, \bar{t}_{w3}$ находим по формулам (5.113)–(5.115). Для найденных значений поверхностных температур вычисляем $P''_{\delta 5}$ по формуле (5.81), а $P''_{\delta 6}$ по формуле (5.82) при $\bar{t}_{w3} > \bar{t}_{w2}$ или по уравнению (5.92) при $\bar{t}_{w3} < \bar{t}_{w2}$.

Расчетные значения мощностей рассеяния однофазных трансформаторов P_{T1p} , P_{T2p} и P_{T3p} находим по формулам (5.116)–(5.118).

10. Рассчитываем объем обмотки однофазного трансформатора по формуле (5.121) с учетом формул (5.122) и (5.123).

11. Усредненную величину радиуса эквивалентной цилиндрической обмотки $r_{н1}$, заменяющей обмотку реальной формы, находим по формуле (5.124).

12. Эквивалентный коэффициент теплопроводности обмотки первичной катушки рассчитываем по формулам (5.125) и (5.126).

13. Эквивалентный коэффициент теплопроводности вторичной обмотки находим по формулам (5.132)–(5.134).

14. Средний эквивалентный коэффициент теплопроводности обмотки вычисляем, используя уравнения (5.135)–(5.140).

15. Максимальную температуру обмоток (на границе с магнитопроводом) находим по уравнению (5.119).

16. Сопротивление изоляции магнитопровода рассчитываем по формулам (5.142)–(5.149).

17. Температуру магнитопровода вычисляем по уравнению (5.141).

5.10 Экспериментальная проверка методики теплового расчета погружного трансформатора

5.10.1 Описание экспериментальной установки для исследования тепловых режимов погружного трансформатора

Одним из этапов исследований СЭП ТНПА является экспериментальное изучение тепловых режимов ПТр_{ТНПА}. Для этого разработана экспериментальная установка, позволяющая получать температурные зависимости нагрева конструктивных узлов ПТр_{ТНПА} в различных режимах работы и средах охлаждения.

Функциональная схема экспериментальной установки для исследования тепловых режимов работы ПТр_{ТНПА} представлена на рисунке 5.27.

Функциональная схема экспериментальной установки содержит силовую часть и систему измерения температуры (СИТ) ПТр_{ТНПА}.

Силовая часть экспериментальной установки состоит из бортовой части (БЧ) СЭП ТНПА, блока трансформаторов (БТр), выпрямителя (В), амперметра $A1$ (Щ02 ГР-RS-100А-5В, класс точности 0,2), вольтметра $V1$ (Щ02 ГР-RS-750В-5В, класс точности 0,2), переменной нагрузки $R_{\text{нvar}}$ и объекта исследования ПТр_{ТНПА}.

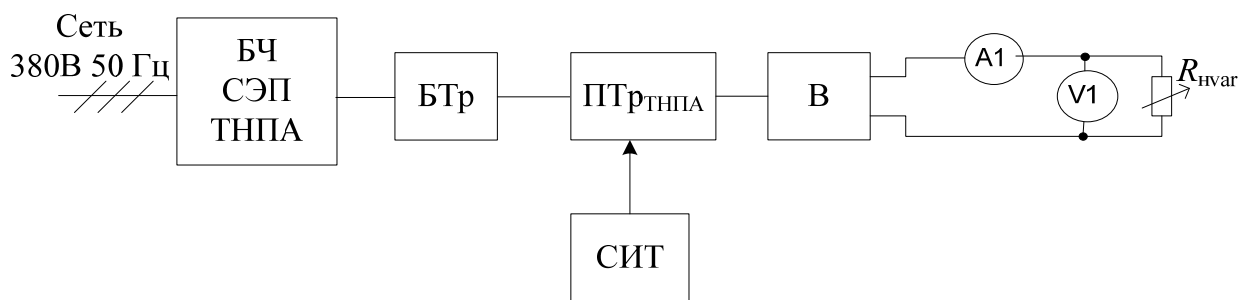


Рисунок 5.27 – Функциональная схема экспериментальной установки для исследования тепловых режимов погружного трансформатора

БЧ СЭП ТНПА обеспечивает преобразование напряжения трехфазной сети 380 В 50 Гц в трехфазное напряжение 285 В частотой 1000 Гц. Преобразованное напряжение поступает на БТр, со вторичных обмоток которого снимается напряжение 1800 В и подается на ПТр_{ТНПА}. Ко вторичной обмотке ПТр_{ТНПА} подключен выпрямитель В, предназначенный для выпрямления трехфазного напряжения, которым запитывается переменная нагрузка $R_{\text{нvar}}$, регулирующая мощность нагрузки ПТр_{ТНПА}. Приборами $A1$ и $V1$ осуществляется измерение выходных параметров экспериментальной установки: тока и напряжения.

Система измерения температуры поверхностей ПТр_{ТНПА} представлена на рисунке 5.28.

Система измерения температуры ПТр_{ТНПА} состоит из 40 термопар хромель-алюмель (диаметр провода 0,2 мм), нулевой термопары, термоса с тающим льдом,

гаджетного переключателя К1, лабораторного термометра (цена деления шкалы $0,1\text{ }^{\circ}\text{C}$) и вольтметра V1 (Щ02 ГР-RS-200мВ-5В, класс точности 0,2).

Точки измерения температуры ПТр_{ТНПА} термопарами на рисунке 5.28 обозначены номерами 1–40. Нулевая термопара помещена в термос с тающим льдом, где поддерживается постоянная температура $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ на протяжении всего эксперимента. Нулевая термопара необходима для того, чтобы измерять температуру поверхностей ПТр_{ТНПА} относительно нуля, а не температуры окружающей среды, которая может меняться в течение времени проведения эксперимента.

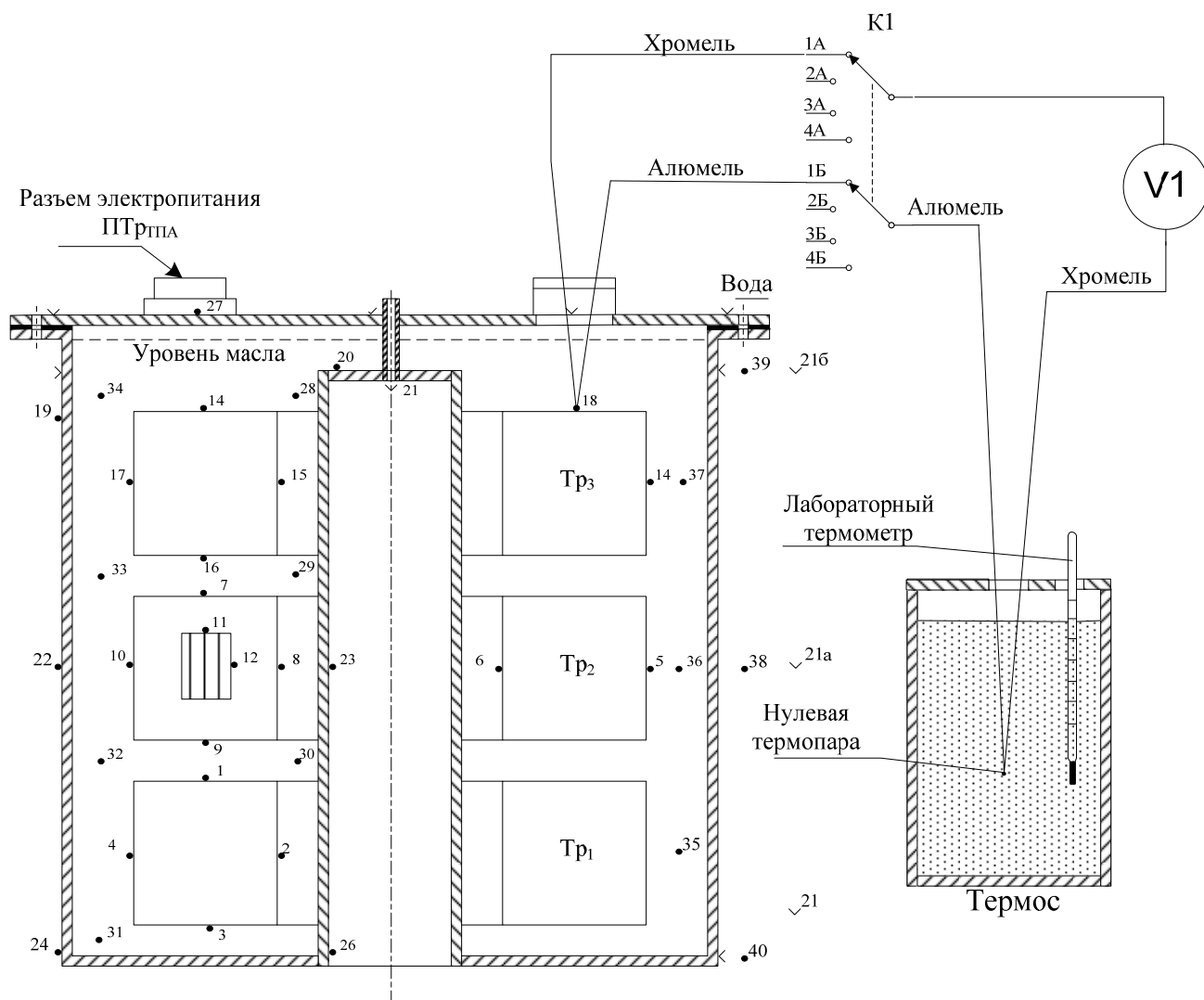


Рисунок 5.28 – Система измерения температуры погружного трансформатора

Выходы измерительных термопар 1–40 поочередно через галетный переключатель К1 и нулевую термопару подключаются к милливольтметру $V1$ (см. рисунок 5.28). По милливольтметру $V1$ осуществляется измерение термоЭДС, пропорциональной температуре в той или иной точке поверхности ПТр_{ТППА}.

5.10.2 Обработка экспериментальных данных

При обработке экспериментальных данных определялись следующие величины:

- средняя температура поверхности корпуса бака;
- средняя температура наружных поверхностей однофазных трансформаторов;
- средняя температура нагретой зоны тепловой модели;
- средняя температура масла;
- максимальная температура обмотки трансформатора.

Средняя экспериментальная температура корпуса бака находилась как средневзвешенная по формуле:

$$\bar{t}_{wБ} = \frac{1}{S_{wБ}} \sum_{i=1}^n \bar{t}_i S_i, \quad (5.150)$$

где n – число поверхностей корпуса бака; \bar{t}_i – среднеарифметическая температура i -й части корпуса бака; S_i – площадь i -й части корпуса бака.

Средняя температура наружных поверхностей однофазных трансформаторов определялась как среднеарифметическая:

$$\bar{t}_{wТj} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n t_i, \quad (5.151)$$

где n – число точек измерения температуры.

Средняя температура поверхности нагретой зоны тепловой модели вычислялась по формуле:

$$\bar{t}_{wНЗ} = k_1 \bar{t}_{wТ1} + k_2 \bar{t}_{wТ2} + k_3 \bar{t}_{wТ3}, \quad (5.152)$$

где k_1 , k_2 и k_3 – доля поверхности каждого однофазного трансформатора, непосредственно участвующая в теплообмене с поверхностью бака через жидкостные прослойки.

Максимальная температура обмотки трансформатора T_{r2} рассчитывалась как среднеарифметическая по температурам на границе первичной обмотки и изоляции магнитопровода (точки 11 и 12). Разность температур в точках 11 и 12 во всем диапазоне экспериментальных нагрузок при охлаждении как воздухе, так и в воде составляла 1–2,5 °С.

Определенные трудности возникли при обработке экспериментальных данных из-за отсутствия герметичных электрических разъемов. В воду погружалась только часть корпуса бака до верхней крышки, поэтому при определении средней температуры корпуса удельная тепловая нагрузка определялась как:

$$q'_w = \frac{P_T - P_K}{S'_w}, \quad (5.153)$$

где P_K – мощность, рассеиваемая крышкой бака; S'_w – площадь корпуса, омываемая водой.

По этой причине уравнение (5.153) использовалось при обработке опытных результатов для варианта охлаждения в воздухе, так как во избежание вытекания масла через разъемы между маслом и крышкой бака оставлялась воздушная прослойка.

В свою очередь:

$$S'_w = S_w - S_K, \quad (5.154)$$

где S_K – площадь верхней крышки бака.

Величина P_K рассчитывалась следующим образом. По формуле (5.151) определялась среднеповерхностная температура крышки \bar{t}_K и ее средний перегрев по уравнению:

$$\bar{\theta}_K = \bar{t}_K - t_c. \quad (5.155)$$

Затем по известным величинам \bar{v}_k и t_c из графиков (см. рисунки 5.6–5.8) находилась удельная тепловая нагрузка \bar{q}_k .

Так как крышка бака располагалась горизонтально и нагретой плоскостью вверх, мощность P_k , рассеиваемая крышкой в окружающую среду, вычислялась по формуле:

$$P_k = 1,3\bar{q}_k S_k. \quad (5.156)$$

Погрешность методики оценивалась относительной величиной δ_i , которая определялась следующим образом [210]:

$$\delta_i = \frac{v_{ip} - v_{эi}}{v_{эmax}} \cdot 100 \%, \quad (5.157)$$

где $v_{эmax}$ – максимальный перегрев в данном трансформаторе.

В нашем случае:

$$v_{эmax} = t_{оэmax} - t_c, \quad (5.158)$$

где $t_{оэmax}$ – максимальная экспериментальная температура обмотки трансформатора Tr_2 .

Определенная таким образом величина δ_i условно названа относительной погрешностью и аналогична классу точности измерительных приборов, который показывает отношение абсолютной погрешности к максимально возможному значению измеряемой величины. Именно в этом смысле употребляется термин «относительная погрешность» и символ δ [210].

Сравнение результатов расчета и эксперимента, а также величина относительной погрешности методики для основных узлов ПТр_{ТППА} приведены в таблицах 5.8 и 5.9, где обозначено:

P_{Ti} – текущие значения мощности рассеяния трансформатора;

P_n – мощность рассеяния в номинальном режиме;

\bar{v}_{wBr} , $\bar{v}_{wBэ}$, \bar{v}_{wmr} , $\bar{v}_{wmэ}$, v_{Opmax} , $v_{Oэmax}$ – расчетные и экспериментальные перегревы бака, нагретой зоны тепловой модели и максимальной температуры первичной обмотки на границе с магнитопроводом соответственно.

Таблица 5.8 – Сравнение расчетных и экспериментальных данных при охлаждении ПТГ_{ТПДА} в воздушной среде

P_T/P_H	P_{Ti} , Вт	t_c , °C	$\bar{v}_{\text{вБр}}$, °C	$\bar{v}_{\text{вБэ}}$, °C	$\delta_{\text{вБ}}$, %	$\bar{v}_{\text{имр}}$, °C	$\bar{v}_{\text{имэ}}$, °C	$\delta_{\text{им}}$, %	$v_{\text{орmax}}$, °C	$v_{\text{озmax}}$, °C	δ_0 , %
XX	156	24,5	37,2	31,6	5,2	46,2	46	0,33	62,2	59,5	4,53
0,2	169,76	28,5	39	39,7	-0,7	65	62,3	3,37	79,6	80,1	-0,62
0,4	212,73	29	47,4	45,6	1,8	77	71,5	6,11	96,6	89,9	-7,45
0,5 ₁	243,92	27	53,3	57,2	-3,9	86,5	87,6	-1,0	109,4	110,5	-1
0,5 ₂	248,55	28	53,2	59,1	-5,9	87,4	85,3	1,98	108,9	108	0,18
0,6	292,3	32	58,7	56,6	2,1	99,5	89,2	9,03	123,5	114,7	7,67
0,7 ₁	347,94	28,5	67,3	68,4	-1,1	116	104,9	8,39	139,9	133,2	5,03
0,7 ₂	348,02	29,5	66,7	67,7	-1,0	155,2	106,5	6,47	139,3	134,5	3,56
0,7 ₃	345,89	32	66,7	62,5	4,2	114	101	10,16	138,8	127,9	8,44

Таблица 5.9 – Сравнение расчетных и экспериментальных данных при охлаждении ПТГ_{ТНПА} водой

P_{Ti}/P_H	P_{Ti} , Вт	t_B , °C	$\bar{v}_{\text{вБр}}$, °C	$\bar{v}_{\text{вБэ}}$, °C	$\delta_{\text{вБ}}$, %	$\bar{v}_{\text{вМЭ}}$, °C	$\delta_{\text{вМ}}$, %	$v_{\text{орmax}}$, °C	$v_{\text{орmax}}$, °C	δ_0 , %
XX ₁	156	21	2,6	2,5	0,28	22,5	5,66	40,1	35,3	13,59
XX ₂	156	15,3	2,7	4,1	-3,8	26,4	-7,86	40,3	36,9	8,94
0,2 ₁	168,02	17,0	2,6	2,6	0	27,2	-3,08	43,2	45,5	-4,83
0,2 ₂	167,96	14,3	2,9	3,5	-1,28	29,4	-7,05	44	46,8	-5,98
0,4 ₁	199,04	15	3,2	4,7	-2,7	34,5	-7,73	51,6	55,6	-7,19
0,4 ₂	204,67	14,2	3,4	3,8	-0,75	32,7	-1,87	53,6	53,3	0,56
0,6 ₁	270,43	17	3,8	3,5	0,44	42,3	-0,15	71,5	68,8	3,92
0,6 ₂	270,43	14,7	3,7	4,2	0,74	43,1	-1,18	71,4	67,7	5,46
0,8	369,9	16,8	4,9	6,3	-1,88	55,3	-3,3	92,2	84,6	8,98
1,0	507,13	19	5,8	7,2	-1,5	65,7	3,34	112,7	107,7	4,64

Нижние индексы в графе P_{Ti}/P_H означают номер эксперимента при выставленной нагрузке.

По результатам расчета относительной погрешности (количество расчетных точек $N=123$) при определении температуры различных узлов ПТр_{ТНПА} построена гистограмма (рисунок 5.29), из которой видно, что расхождение расчетных и экспериментальных данных составляет 14 %, а для подавляющего большинства точек (86 %) относительная погрешность не превышает 10 %. Это позволяет рекомендовать данную методику для практического использования.

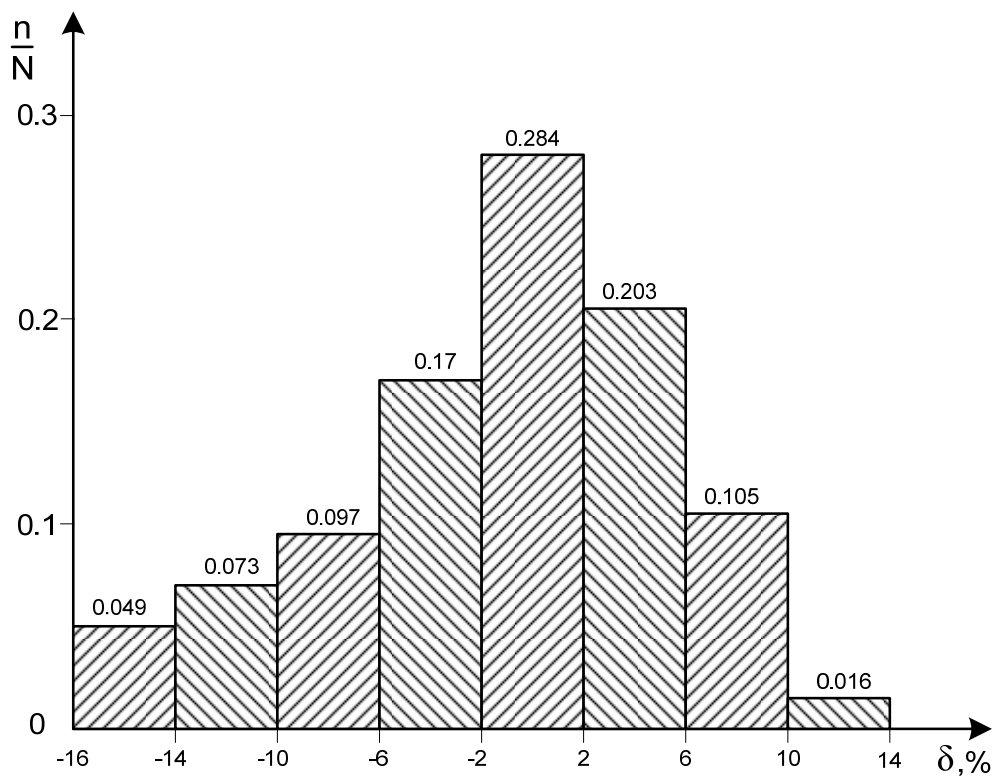


Рисунок 5.29 – Гистограмма относительной погрешности методики теплового расчета погружного трансформатора

Выводы по главе 5

1. В результате анализа тепловых режимов работы и конструктивных особенностей погружных трансформаторов предложена конструкция погружного трансформатора телеуправляемого необитаемого подводного аппарата на базе трех однофазных тороидальных трансформаторов, позволяющая обеспечить

нормальный тепловой режим работы во всем диапазоне нагрузок при высоких массогабаритных показателях системы.

2. Разработана эквивалентная тепловая схема погружного трансформатора телеуправляемого необитаемого подводного аппарата, позволяющая осуществить анализ и расчет тепловых режимов работы погружного трансформатора с учетом тепловых связей между однофазными трансформаторами через жидкостные прослойки.

3. Выявлено, что для расчета теплообмена корпуса бака в морской воде можно использовать ее усредненные теплофизические параметры при изменении солёности в пределах $S = 5\text{--}35 \text{ ‰}$ без снижения точности расчета.

4. В уравнение для определения среднеповерхностной температуры трансформаторов введен температурный коэффициент $k_t = 2,5$, учитывающий ухудшение теплообмена в прослойках из-за сложности профиля условий подвода тепла к поверхности трансформаторов и размещения в них соединительных кабелей. Значение коэффициента получено авторами экспериментально. Введение температурного коэффициента $k_t = 2,5$ позволяет повысить точность расчета температур перегрева трансформатора с совпадением расчетных и экспериментальных данных в пределах 14 %.

5. Предложена методика теплового расчета погружного трансформатора, размещенного в герметичном баке с масляной заливкой (охлаждающая среда либо воздух, либо морская вода).

6 ТЕХНИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ГЛУБОКОВОДНОГО АППАРАТА

6.1 Краткое описание и основные технические характеристики бортовой части системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе

Техническая реализация системы электропитания глубоководного телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе предполагает условное разделение блоков системы на две основные части: бортовую и подводную.

Функциональная схема СЭП ТНПА с передачей энергии переменного тока по кабель-тросу представлена на рисунке 6.1.

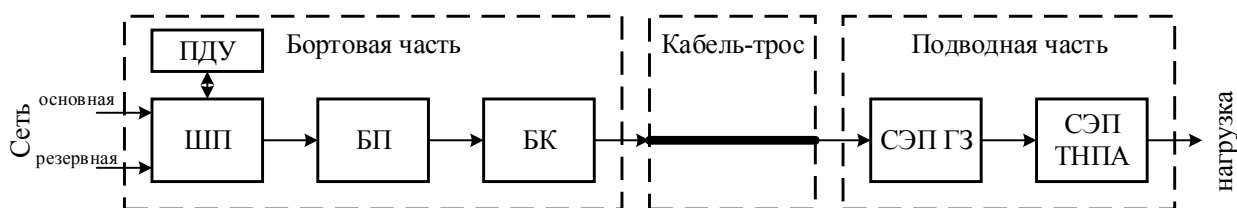


Рисунок 6.1 – Функциональная схема СЭП ТНПА с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе

Бортовая часть СЭП ТНПА состоит из шкафа питания (ШП), блока преобразователя (БП), блока коммутации (БК), пульта дистанционного управления (ПДУ). Подводная часть СЭП ТНПА состоит из СЭП гаража-заглубителя (СЭП ГЗ) и системы, располагающейся непосредственно на борту ТНПА (СЭП ТНПА) [249, 250, 251].

Энергоснабжение СЭП ТНПА осуществляется от основной или резервной бортовой сети трехфазного напряжения 380 В частотой 50 Гц.

БЧ СЭП обеспечивает на выходе трехфазное напряжение частотой 1000 Гц для подачи в кабель-трос с линейным напряжением, не превышающим 1500 В при

максимальной нагрузке в ПЧ, равной 47 кВт, стабилизация напряжения на входе ПЧ в пределах $\pm 5\%$ от номинального напряжения с учетом падения напряжения на кабель-тросе при максимальной нагрузке; регулировку системы компенсации потерь в кабель-тросе при изменении сопротивления токопроводящей жилы в пределах от 2,0 до 19,2 Ом; управление и информационный обмен в режиме дистанционного управления (ДУ) от пульта дистанционного управления (ПДУ); контроль выходного напряжения и сопротивления изоляции с индикацией и протоколированием данных [249].

Шкаф питания

ШП предназначен для питания БП постоянным выпрямленным напряжением сети 510 В. Структурная схема ШП представлена на рисунке 6.2. ШП состоит из блока контакторов (БК); устройства контроля изоляции (УКИ); устройства питания (УП); устройства управления (УУ); устройства защиты и сопряжения (УЗиС); устройства управления контакторами (УУК); устройства сопряжения (УС). В стойке ШП, кроме перечисленных блоков, расположены сетевые контакторы КМ1, КМ2; трансформаторы питания для собственных нужд; предохранители FU; фильтр радиопомех ФРП; датчики тока ДТ1–ДТ3; токоограничитель КМ3; сетевой выпрямитель В1 с LC-фильтром Ф1; разъемы дистанционного управления и силовой связи с БП; интерфейсные разъемы; силовые клеммы подключения основной и резервной сети; клеммы заземления и контроля заземления; AC/DC-преобразователь; сенсорный монитор, органы сигнализации и аварийного отключения; автоматические выключатели основной и резервной сети QF1, QF2.

Принцип работы ШП заключается в следующем: с входных клемм «Сеть основная» напряжение трехпроводной основной питающей сети через автоматический выключатель QF1 и контактор КМ1 подается на вход фильтра радиопомех ФРП. Кроме того, через QF1 напряжение основной сети поступает на блок трансформаторов и УП для формирования питающих напряжений для собственных нужд БЧ СЭП ТНПА.

Аналогичным образом от клемм «Сеть резервная» через автоматический выключатель QF2 и контактор KM2 к выходу фильтра радиопомех ФРП подключена резервная сеть, а непосредственно через QF2 от нее запитаны резервные источники для собственных нужд.

С выхода ФРП через датчики тока ДТ1–ДТ3 и токоограничивающие резисторы R1–R3 напряжение сети поступает на выпрямитель В1 с фильтром Ф1. С выхода фильтра Ф1 выпрямленное напряжение поступает на выходной разъем «Вых.500В» для питания инверторов БП.

Управление СЭП осуществляется от сенсорного монитора посредством взаимодействия с промышленным контроллером РС-104 [252, 253]. Преобразователи интерфейса I-7561 и I-7520 обеспечивают обмен данными с БП и ПДУ.

Рассмотрим в общем виде назначение и работу основных блоков и узлов, входящих в состав ШП.

Устройство контроля изоляции

УКИ предназначено для защиты СЭП и персонала от пробоя или недопустимого снижения сопротивления изоляции между питающей сетью и корпусом. Пороговое сопротивление изоляции «Сеть – Корпус» для отключения СЭП составляет менее 10 кОм.

Устройство питания

Устройство питания формирует гальваноразвязанные постоянные напряжения величиной 5, 12, 15, 24 и 48 В для собственных нужд ШП. УП реализовано на AC/DC-преобразователях фирмы TRACO PAWER с гальванической развязкой между входом и выходом 3 кВ [254].

Контроллер РС-104

Контроллер РС-104 обеспечивает управление, контроль и обмен данными по внутреннему интерфейсу RS-485 с устройством управления УУ, расположенным в стойке БП; управление и контроль состояния всей СЭП; отображение информации на встроенном сенсорном мониторе; обработку

сенсорного экрана; поддержку протокола обмена по внешнему интерфейсу Ethernet с ПЭВМ пульта управления.

Контроллер РС-104 представляет собой промышленный компьютер, включающий в себя процессорную плату MSM800SEV и адаптер дискретного ввода-вывода на 48 каналов ICOP-0101. Внутреннее программное обеспечение СЭП, установленное на процессорную плату, работает под управлением операционной системы Linux. Алгоритм работы программного обеспечения СЭП и его описание приведены в главе 7.

Передача данных осуществляется посредством пакетов с использованием протокола WAKE. Протокол WAKE является логическим уровнем интерфейса управления оборудованием с помощью асинхронного последовательного канала.

Устройство защиты и сопряжения

УЗиС включает в себя два устройства мониторинга снижения напряжений ± 15 В и 48 В. При срабатывании защиты выключаются сетевые контакторы, блокируется управление модулем инвертора (МИ), а также через оптопары логическим нулем отправляются в контроллер соответствующие квитанции.

УЗиС осуществляет контроль целостности заземления, предохранителя в цепи питания вентилятора, отклонения величины напряжения, обрыва фаз питающей сети и температуры МИ. При возникновении любой из перечисленных аварийных ситуаций УЗиС выдает команду на блокирование работы СЭП ТНПА.

Устройство управления контакторами

УУК обеспечивает управление входными трехфазными контакторами основной КМ1 и резервной КМ2 сети, а также контактором КМ3, осуществляющим подключение/отключение токоограничивающих резисторов R1–R3.

Для предотвращения одновременного срабатывания контакторов КМ1 и КМ2, наряду с программной защитой, в УУК реализована схмотехническая защита путем подключения питания обмотки контактора КМ1 основной сети через нормально замкнутые дополнительные контакты контактора КМ2 резервной сети и наоборот.

Устройство сопряжения

УС представляет собой 16-канальное устройство гальваноразвязки, предназначенное для сопряжения квитанций телесигнализации, формируемых «сухим» контактом или ключом с открытым коллектором (стоком), с дискретными входами контроллера. УС реализовано на транзисторных оптопарах ПЛQ615-3.

Блок преобразователей

Блок преобразователей (БП) предназначен для преобразования постоянного выпрямленного напряжения 500 В ШП в трехфазное выходное напряжение 1500 В БЧ СЭП частотой 1000 Гц (рисунок 6.3). БП включает в себя блок с повышающими трансформаторами; устройство контроля изоляции высокого напряжения (УКИ ВН); модули инвертора (МИ); блоки компенсации (БК 0,0333; БК 0,733; БК 0,1567; БК 0,667); блок вентиляторов (БВ); устройство управления (УУ); устройство сопряжения (УС); устройство питания и защиты (УПиЗ).

В стойке БП, кроме указанных устройств, расположены разъемы и клеммы внешних подключений; входной фильтр Ф1; датчики тока ДТ1–ДТ6, выходные сигналы которых используются в качестве обратной связи по выходному току БЧ СЭП для компенсации падения напряжения в кабель-тросе, для измерения выходного тока БЧ СЭП, а также для формирования токоограничения СЭП при перегрузках, и датчик напряжения ДН для организации обратной связи по выходному напряжению БЧ СЭП.

Устройство контроля изоляции высокого напряжения

УКИ ВН предназначено для измерения сопротивления изоляции между выходными высоковольтными цепями БЧ СЭП и корпусом. Сопротивление изоляции измеряется в диапазоне от 80 до 400 кОм.

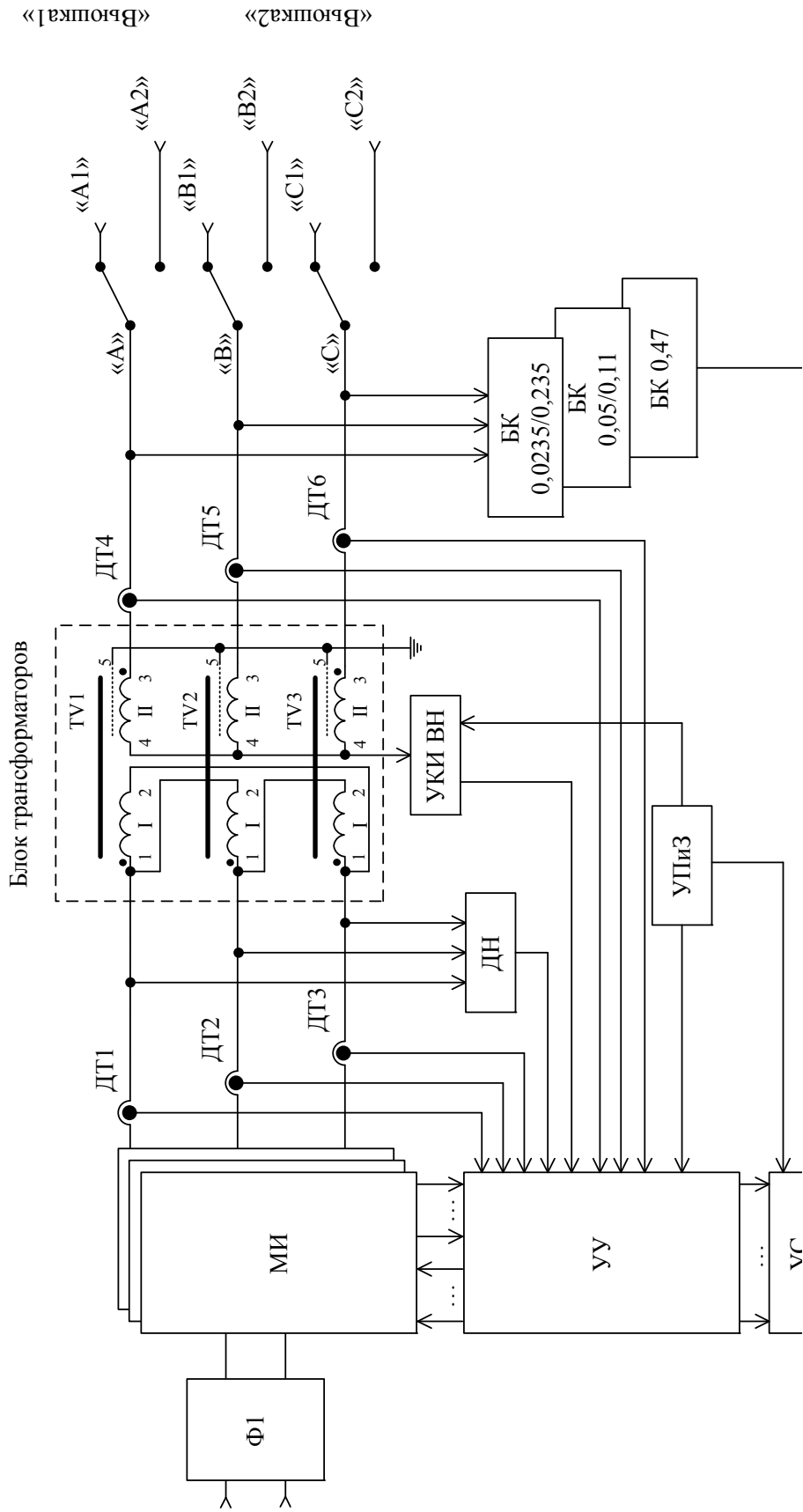


Рисунок 6.3 – Структурная схема блока преобразователя бортовой части системы электропитания

Модуль инвертора

МИ (рисунок 6.4) содержит инвертор; усилитель мощности (УМ); контроллер инвертора; токоограничивающие дроссели; устройство управления и защиты (УУиЗ); блок резисторов (БР); входной и выходной фильтры; датчики тока. Задача МИ заключается в преобразовании входного постоянного напряжения 500 В в трехфазное напряжение частотой 1000 Гц.

Силовое питание инвертора 500 В поступает от ШП через входной фильтр. В цепь силового питания МИ включены входные предохранители, которые расположены во входном фильтре. Целостность предохранителей контролируется УУиЗ.

Инвертор

Каждая транзисторная стойка инвертора VT1–VT2, VT3–VT4, VT5–VT6 (см. рисунок 6.4) запитана от входного фильтра через дроссели токоограничения L1 – L3, шунтированные обратными диодами VD1 – VD3. Последовательно с каждой группой дросселей, а также после выходного фильтра Ф2 включены датчики тока ДТ1 – ДТ6, выходы которых заведены в устройство управления и защиты. УУиЗ формирует трехуровневую защиту силовых ключей инвертора.

Каждый ключ и каждая транзисторная стойка инвертора снабжены RCD-цепью, формирующей безопасную траекторию выключения силовых ключей.

Управление силовыми транзисторами моста осуществляется от усилителей мощности (УМ), импульсы управления для которых формирует контроллер модуля инвертора. Синхронизация для контроллера модуля инвертора поступает из УУ.

Усилитель мощности

УМ включает в себя два независимых канала управления силовыми транзисторными ключами. Каждый канал содержит инвертор с высокопороговым КМОП-входом, который управляет драйверами с опторазвязкой. Выходы драйверов подключены к цепям управления соответствующих силовых ключей инвертора.

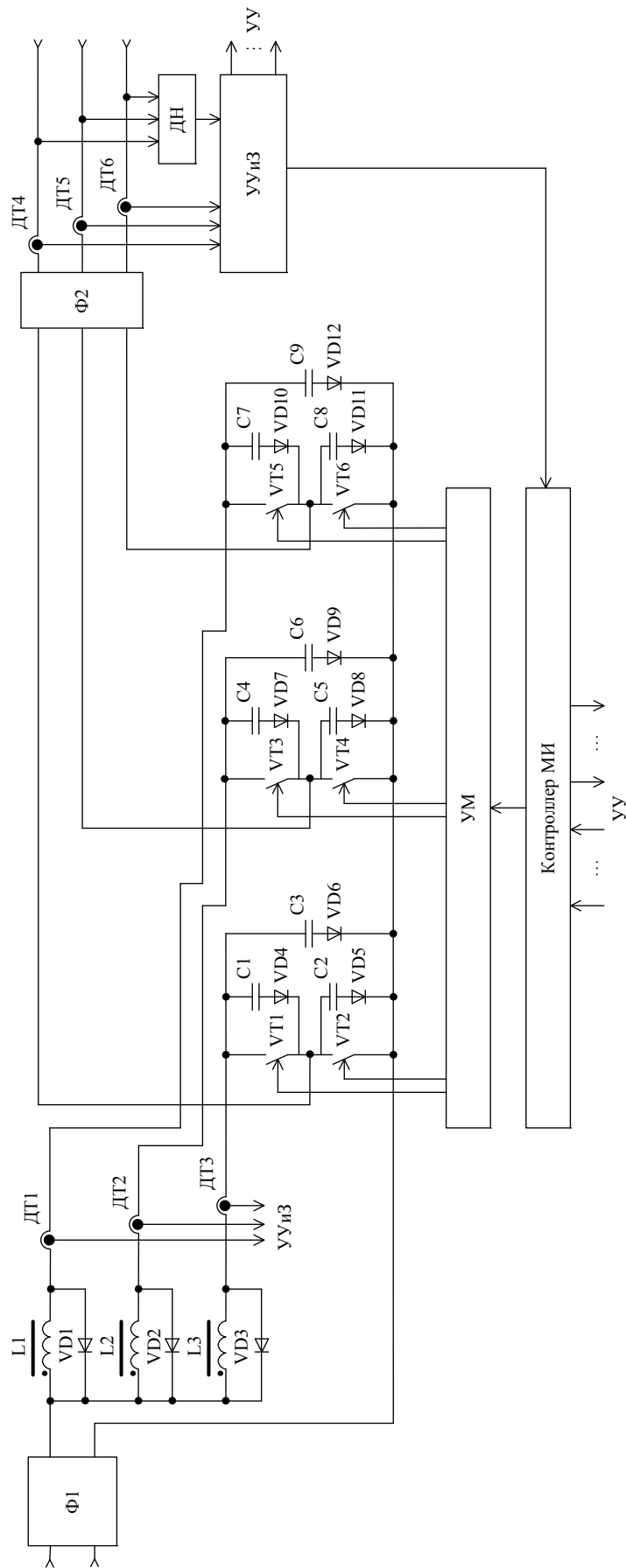


Рисунок 6.4 – Структурная схема модуля инвертора системы электропитания

Контроллер модуля инвертора

С выхода УУиЗ на аналоговый вход контроллера поступает эквивалентное напряжение ошибки. Напряжение ошибки преобразуется аналого-цифровым преобразователем (АЦП) контроллера (см. приложение А) в двоичный код управления выходными линейными напряжениями инвертора, т. е. в коэффициент модуляции K_m по амплитуде автономного инвертора напряжения. В относительных единицах K_m , представляющий собой отношение текущего кода АЦП к коду АЦП, соответствующему максимальному выходному напряжению регулятора, изменяется от 0 до 1. Алгоритм работы контроллера модуля инвертора представлен в приложении Б.

Управление АИН основано на «векторной» ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой фазной развертки основной частоты [132].

Период работы каждой фазы транзисторного моста разбит на 6 интервалов по 60 эл. градусов (см. приложение В). В свою очередь каждый интервал разбит на 8 ШИМ-интервалов по 7,5 эл. градусов. Таким образом, модуляционное число ШИМ-преобразования $M = 48$.

ШИМ формируется сравнением сигнала развертки с сигналом управления. В данном случае в качестве развертки двусторонней ШИМ на интервале 7,5 эл. градусов принята «треугольная» цифровая развертка:

- на интервале от 0 до 3,75 эл. градусов – от 500 до 0 (10-е исчисление),
- на интервале от 3,75 до 7,5 эл. градусов – от 0 до 500.

При «векторной» ШИМ дважды за период выходной частоты со сдвигом π в течение интервалов $\pi/3$ управление каждой фазой инвертора пассивно, т.е. коммутация силовых ключей с частотой ШИМ не происходит. При этом открыт либо верхний, либо нижний фазный ключ в соответствии с алгоритмом управления (см. приложение Г). Другие две фазы с помощью ШИМ управляются разворотом длительности импульсов 48 кГц по синусоидальному закону. Таким образом, средняя частота коммутации каждого силового ключа в 1,5 раза ниже по сравнению с классической ШИМ, что соответственно снижает динамические потери. Также для повышения отношения основной гармоники выходного

напряжения АИН к напряжению питания используется несинусоидальный закон изменения фазных заданий, но это ведет к ухудшению гармонического состава фазных и линейных выходных напряжений АИН, прежде всего из-за 5, 7, 11 и 13-й гармоник. Гармоники, кратные трем, являются гармониками нулевой последовательности и при симметричной нагрузке не содержатся в фазных и линейных напряжениях нагрузки. В нашем случае в подводной части СЭП используются мостовые трехфазные выпрямители, т.е. симметричная нагрузка. Следовательно, предмодуляция реализуется применением несинусоидального трапецеидального закона для модуляции длительности импульсов потенциалов фаз φ_A , φ_B и φ_C , который обеспечивает увеличение амплитуды основной гармоники, но при этом в спектре ШИМ-последовательностей φ_A , φ_B и φ_C , помимо основной гармоники, содержатся только гармоники нулевой последовательности, т.е. гармоники, кратные трем. Так обеспечивается отсутствие в низкочастотной части спектра фазных и линейных напряжений инвертора гармоник искажения.

Применение предмодуляции третьей гармоникой не только увеличивает максимально достижимое отношение амплитуд первой гармоники выходного напряжения и напряжения источника питания на 15,47 %, но и приводит к заметному снижению содержания высших гармоник. Это явление объясняется тем, что при коэффициенте модуляции K_m , равном единице, в ШИМ с предмодуляцией амплитуда основной гармоники на 15,47 % выше, чем в инверторе с классической трехфазной ШИМ, в то же время амплитуда комбинационных гармоник изменяется незначительно [132].

Здесь следует остановиться на факторах, которые воздействуют на эквивалентный коэффициент заполнения ШИМ $\gamma_{\text{экв}}$, равный отношению длительности импульса $t_{\text{и}}$ управления ключом к межкоммутационному интервалу $T_{\text{ШИМ}}$. При идеальных ключах

$$\gamma_{\text{экв}} = t_{\text{и}} / T_{\text{ШИМ}} = A / N,$$

где A – табличный коэффициент фазной развертки (см. приложение Д), зависящий от K_M .

Реально коммутацию ключей в стойке (фазе) разделяют бестоковой паузой («мертвым временем») t_d . Преобразуем t_d в цифровую форму T_d в размерности диапазона N :

$$T_d = t_d N / T_{\text{ШИМ}} = 1,5 \cdot 500 / 20,833 = 36.$$

Тогда в цифровой форме

$$\gamma_{\text{экв}} = t_d / T_{\text{ШИМ}} = (A - T_d) / N.$$

При развертке ШИМ на интервале $\pi/3$ величина A изменяется нелинейно в соответствии с заданным законом управления, в то время как аппаратно вырезаемая пауза t_d и, следовательно, T_d остаются постоянными, искажая форму развертки, особенно при малых K_M . Компенсация величины T_d программным путем пока не представляется возможной, так как воздействие T_d на выходное линейное напряжение инвертора приводит либо к его увеличению, либо к уменьшению в зависимости от направления и фазового сдвига выходного фазного тока.

В общем виде опорное напряжение $U_{\text{оп}}$ развертки фазы, управляемой с помощью ШИМ, представляет сумму [255]:

$$U_{\text{оп}} = U_{\text{эт}} + U_{\text{пм}},$$

где $U_{\text{эт}}$ – эталонное синусоидальное напряжение развертки фазы с ШИМ, соответствующее отрезку данной фазы на рассматриваемом 60-градусном интервале; $U_{\text{пм}}$ – напряжение предмодуляции третьей гармоникой, соответствующее отрезку данной фазы на рассматриваемом 60-градусном интервале.

В свою очередь

$$U_{\text{пм}} = U_{\text{пс}} - U_{\text{эт.пс}},$$

где $U_{\text{пс}}$ – напряжение развертки пассивной фазы на рассматриваемом интервале; $U_{\text{эт.пс}}$ – эталонное синусоидальное напряжение развертки пассивной фазы. При

этом $U_{\text{пм}}$ на интервале 2π основной гармоники выходного напряжения примет вид третьей гармоники.

Для остальных интервалов периода основной частоты АИН процесс повторяется (см. приложение В). Реализация фазных разверток ШИМ основана на выполнении условия равенства среднего значения импульса ШИМ среднему значению задающего напряжения развертки на интервале периода $T_{\text{шим}}$. Принимая отрезок задающего напряжения на интервале $7,5$ эл. градусов линейным, получим пороговую точку в середине интервала ШИМ. Задающие коэффициенты для $K_M = 1$, являющиеся текущими уставками для цифровых схем сравнения, приведены в приложении Е.

При 8-разрядном коде 10-разрядного АЦП на выходе регулятора для каждого значения K_M в диапазоне от 0 до 1 с дискретностью $1:255 = 0,00392$ необходимо получить 16 таблиц коэффициентов (см. приложение Д) $A_{в1.1}(K_M) \dots A_{в1.8}(K_M)$, $A_{н2.1}(K_M) \dots A_{н2.8}(K_M)$, причем $A_{в1.1}(K_M) = A_{в2.8}(K_M)$, $A_{в1.2}(K_M) = A_{в2.7}$, $A_{н1.8}(K_M) = A_{н2.1}(K_M)$.

В данном случае имеем $K_M = \text{Код}_{\text{АЦП тек}} / N_{\text{АЦП}}$, где $N_{\text{АЦП}} = \text{Код}_{\text{АЦП max}}$.

Порядок чередования коммутации ключей на периоде основной частоты АИН приведен в приложении Ж.

Таким образом, в контроллере программным путем по вышеуказанным таблицам формируется 8 логических матриц, где каждому значению 8-разрядного кода АЦП соответствует значение 8 коэффициентов фазных разверток $A_{в}$, а также 8 логических матриц, где каждому значению 8-разрядного кода АЦП соответствует значение 8 коэффициентов $A_{н}$.

На дискретные входы контроллера из устройства управления УУ поступают две последовательности импульсов синхронизации, сдвинутые относительно друг друга на 180 эл. градусов, частотой 1 кГц, длительностью $166,6$ мкс и амплитудой 15 В. Каждая последовательность является признаком номера интервала π управления ключами инвертора на периоде основной частоты (см. приложение Ж). В контроллере импульсы синхронизации инвертором приводятся к уровню $3,3$ В. Передним фронтом импульса каждой последовательности

синхронизации запускается двусторонняя пилообразная кодовая развертка, общая для первых входов двух групп по 8 цифровых компараторов. На вторые входы первой группы от цифровых матриц поступают коды коэффициентов $A_{B1} \dots A_{B8}$, а на вторые входы второй группы компараторов – коды коэффициентов $A_{H1} \dots A_{H8}$ (см. приложение Д).

В УУ и контроллере используются кварцевые задающие генераторы, однако существует вероятность дробного заполнения 180-градусных синхронизирующих интервалов УУ (166,6 мкс) импульсами развертки контроллера (20,833 мкс). При нестабильности частоты $\pm 30 \cdot 10^{-6}$ ошибка длительности импульса развертки контроллера составит $\pm 20,833 \cdot 30 \cdot 10^{-6} = 0,625$ нс, в то время как длительность одного шага «пилы» равна $20,833/1000 = 20,833$ нс. Таким образом, за 8 импульсов развертки суммарная ошибка не превысит ± 5 нс, что менее одного шага «пилы». Следующий импульс синхронизации обнуляет ошибку.

Устройство управления и защиты

В УУиЗ реализована четырехуровневая защита СЭП (рисунок 6.5). УУиЗ подключено через входные и выходные датчики тока МИ. Эквивалентный весовой коэффициент выходных датчиков фазного тока равен 0,02 В/А, весовой коэффициент входных датчиков тока равен 0,09 В/А.

К выходным датчикам тока подключены первый DD1.1 и второй DD1.2 компараторы защиты по фазному току.

В случае превышения фазным током уровня 36,25 А происходит блокировка ключей инвертора при помощи первого компаратора. Данная защита выполняет функцию «отсечки» интервала перегрузки или является повторно восстанавливаемой защитой силовых ключей, которая носит релейный характер и снимается после устранения перегрузки. Ее задачей является обеспечение мгновенного реагирования при резком набросе нагрузки, в частности в пусковых режимах, до выхода на режим соответствующего регулятора тока, имеющего функцию интегрирования и обеспечивающего устойчивое управление даже в режиме перегрузки.

Второй компаратор имеет пороговый уровень 51,25 А. В случае превышения фазным током заданного уровня блокируется управление силовыми ключами инвертора. Одновременно с данной операцией в УУК стойки ШП блокируется подключение питающей сети ко входному силовому выпрямителю СЭП.

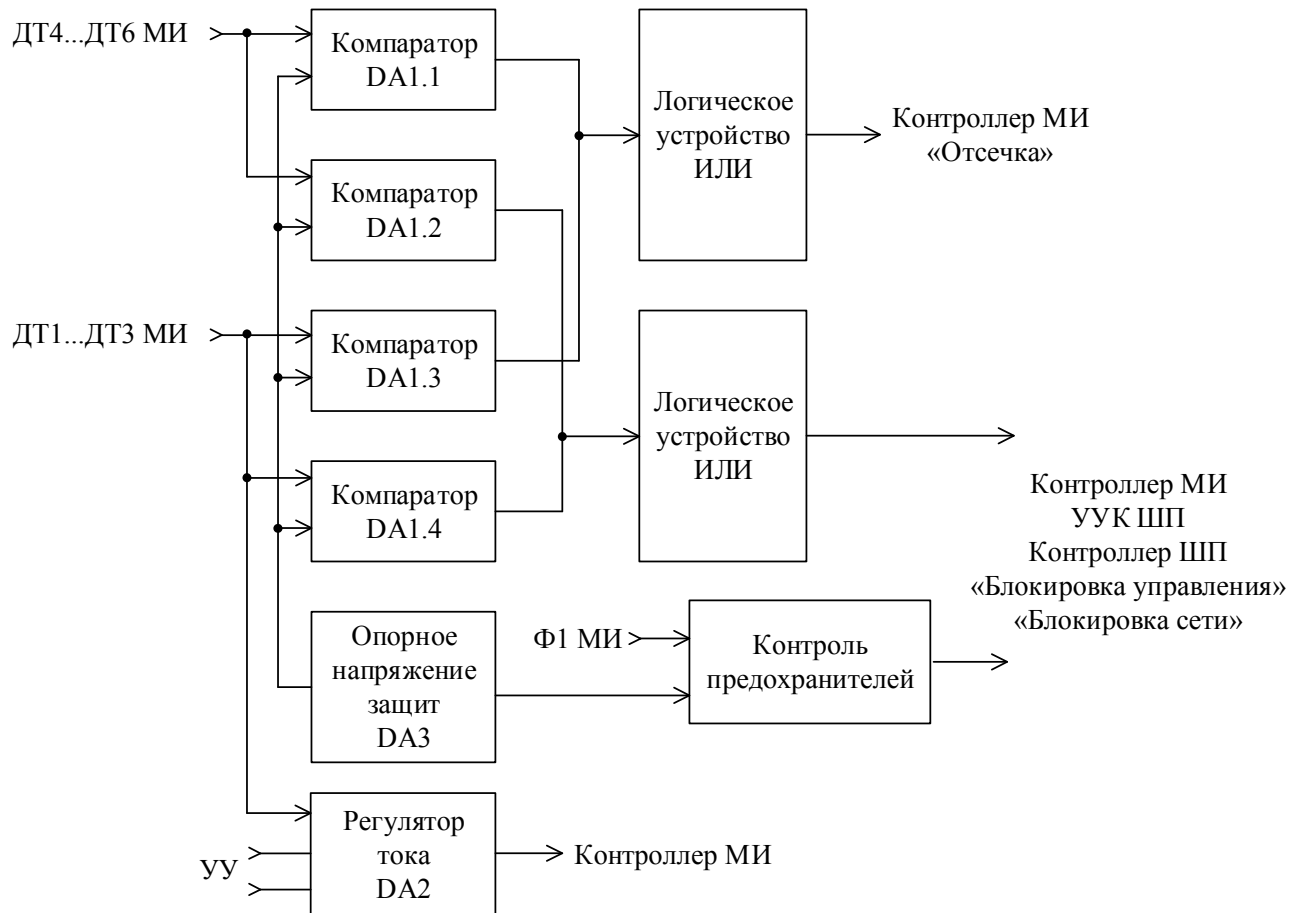


Рисунок 6.5 – Структурная схема устройства управления и защиты модуля инвертора системы электропитания

Помимо вышеизложенного, УУиЗ включает дублирующие защиты, реализованные на третьем DD1.3 и четвертом DD1.4 компараторах. Данные компараторы подключены ко входным датчикам тока МИ.

Третий компаратор DD1.3 имеет пороговый уровень 36,1 А. Его выход по схеме ИЛИ соединен с выходом компаратора «отсечки» DD1.1 и реализует аналогичную функцию.

Четвертый компаратор DD1.4 имеет пороговый уровень 50,5 А. Его выход также по схеме ИЛИ соединен с выходом компаратора защиты по максимальному току DD1.2 и реализует аналогичную функцию.

При помощи регулятора тока DA2 обеспечивается функция токоограничения силовым транзисторам МИ, что позволяет использовать параллельное соединение модулей инверторов для увеличения мощности СЭП. В переходных режимах максимальный ток токоограничения, поддерживаемый регулятором, составляет 36 А, в то же время при номинальной нагрузке инвертора величина токоограничения не более $0,75I_{\text{вх ин max}} = 27 \text{ А}$, т. е. меньше уровня «отсечки» 36 А. Таким образом, в переходных режимах при кратковременных перегрузках «отсечка» отключается путем снижения тока вступившим в работу регулятором тока за время, определяемое постоянной интегрирования.

При сгорании предохранителей в фильтре Ф1 МИ происходят блокировки управления ключами инвертора и подключения сети.

Блоки компенсации

В связи с тем что трехфазный кабель-трос обладает значительной распределенной емкостью, во избежание больших реактивных токов в кабель-тросе эта емкость компенсируется эквивалентной индуктивностью повышающего трансформатора БП, причем индуктивная компенсация стационарна и рассчитана на номинальную длину кабель-троса.

В случае использования кабель-троса меньшей длины, т.е. с меньшей эквивалентной емкостью, он имеет индуктивный характер, что при том же выходном напряжении БЧ СЭП ведет к ухудшению энергопередачи. Это устраняется введением блоков компенсации: БК0,033 с эквивалентной фазной емкостью 0,033 мкФ; БК0,733 – 0,733 мкФ; БК0,1567 – 0,1567 мкФ; БК0,667 – 0,667 мкФ.

Для подключения БК используются специальные высоковольтные разъемы (заглушки) [256, 257].

Выбор величины компенсирующей емкости и сочетания подключенных заглушек осуществляется контроллером ШП исходя из данных кабель-троса, введенных оператором.

Блок вентиляторов

Блок вентиляторов (БВ) содержит три осевых вентилятора. Питание вентиляторов осуществляется постоянным напряжением 24 В, управляет их включением контроллер ШП по сигналу превышения температурой любого МИ БП уровня 70 °С.

Устройство управления

Основной частью УУ (рисунок 6.6) является 32-разрядный контроллер DD1, обеспечивающий следующие функции.

1. Поддержку протокола обмена с контроллером РС-104 шкафа питания по интерфейсу RS-485 через преобразователь интерфейса DD2.

2. Опрос аварийных и информационных дискретных квитанций и передачу этой информации в контроллер РС-104.

3. Перезапись кода уставки $U_{\text{вых БЧ}}$ (значения линейного междуфазного выходного напряжения бортовой части СЭП ТНПА на холостом ходу) от РС-104 в ЦАП DD3.

4. Перезапись кода уставки коэффициента глубины компенсации сопротивления линии ($K_{\text{пос}}$) от РС-104 в ЦАП DD4.

5. Управление и съем информации с АЦП DD8, реализующего функцию амперметра эффективного значения фазного выходного тока БЧ СЭП.

6. Управление и съем информации с АЦП DD9, реализующего функцию вольтметра эффективного значения линейного выходного напряжения БЧ СЭП.

Программируемая логическая интегральная схема (ПЛИС) DD7, входящая в состав УУ, обеспечивает формирование:

- импульсов синхронизации для модулей инвертора;
- ШИМ-сигнала для регулятора плавного пуска DA5;
- импульсов управления устройствами выборки-хранения (УВХ) DA7, DA8.

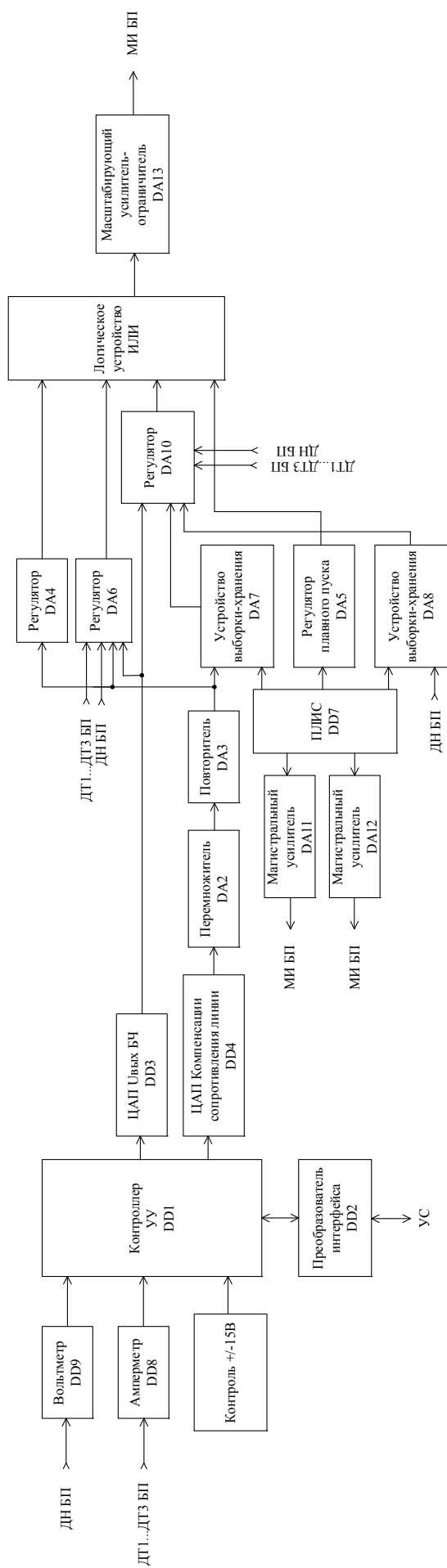


Рисунок 6.6 – Структурная схема устройства управления блоком преобразователя системы электропитания

Сигналы синхронизации, сформированные ПЛИС DD7, через магистральные драйверы DA11, DA12 передаются в МИ.

В УУ осуществляется контроль напряжения питания, потребляемого для собственных нужд. В случае исчезновения или снижения до критического уровня одного из напряжений происходит блокировка управления МИ и отключение питающей сети.

Отрицательным сигналом обратной связи является пропорциональное выходное напряжение БЧ СЭП, регистрируемое при помощи датчиков напряжения в БП. Данное напряжение поступает на регулятор DA6, где сравнивается с напряжением уставки по выходному напряжению БЧ СЭП, поступающим с ЦАП DD3. В качестве положительной обратной связи в этом же регуляторе для компенсации падения напряжения в линии используется напряжение, пропорциональное выходному току БЧ СЭП. Регулятор на базе DA6 выполняет роль динамического звена при стабилизации линейного напряжения на входе ПЧ СЭП.

Регулятор на базе DA10, выполняющий аналогичную функцию и включенный параллельно DA6, является более медленным с порогом уставки напряжения на входе СЭП ПЧ несколько ниже, чем у DA6.

Ветвь токоограничения вольт-амперной характеристики СЭП БЧ формирует регулятор DA4.

После включения СЭП до окончания интервала задержки пуска силовые ключи МИ заперты нулем по шине «Блокировка управления», а ПЛИС DD7 нулем удерживает регулятор DA5 в состоянии нулевого коэффициента модуляции K_m . По окончании задержки пуска блокировка управления снимается, ПЛИС начинает формировать плавный разворот ширины импульсов. Уставка выходного напряжения нарастает плавно в течение 10 с с целью устранения выбросов напряжения на выходе СЭП, возникающих в результате перерегулирования.

Все четыре вышеперечисленных устройства подключены через логическое устройство ИЛИ к масштабирующему усилителю-ограничителю DA13. Выходное

напряжение усилителя DA13 в свою очередь является задающим для контроллера МИ и пропорционально коэффициенту модуляции K_m .

Устройство питания и защиты

Питание драйверов усилителей мощности МИ БП с целью снижения проходной паразитной емкости осуществляется от высокочастотного источника через специальные секционированные трансформаторы. Этим источником (рисунок 6.7) является полумостовой инвертор, синхронизируемый драйвером с внутренним задающим генератором с частотой 30 кГц. Питающее инвертор напряжение 48 В поступает из УП ШП.

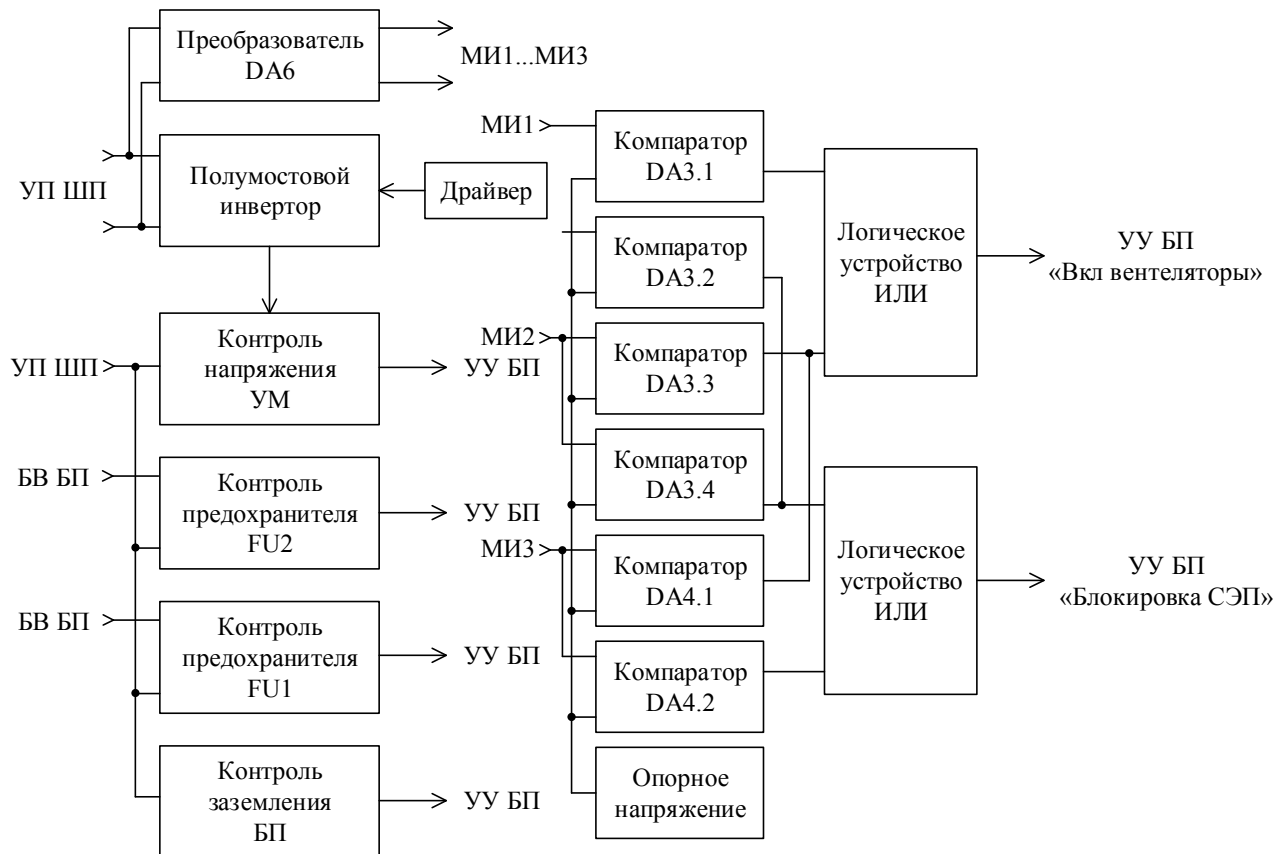


Рисунок 6.7 – Структурная схема устройства питания и защиты блока преобразователя системы электропитания

При сгорании предохранителя полумостового инвертора либо другой причине снижения напряжения в диагонали моста аварийно блокируется СЭП, а в контроллер УУ уходит квитанция «СН УМ».

При сгорании предохранителя FU2 в цепи питания вентилятора стойки БП работа СЭП блокируется, а в контроллер УУ поступает квитанция «FUвент.БП».

При сгорании предохранителя FU1 в цепи питания вентиляторов МИ работа СЭП блокируется, а в контроллер УУ поступает объединенная для двух защит квитанция «FUвент.БП».

При нарушении целостности заземления блокируется СЭП с одновременной отправкой квитанции в контроллер УУ.

С выхода преобразователя DA6 напряжением 15 В запитаны три датчика температуры, расположенные в трех МИ БП. Компараторы DA3.1, DA3.3 и DA4.1 при температуре выше 50 °С выдают в контроллер УУ команду на включение вентиляторов СЭП, а при температуре ниже 40 °С вентиляторы отключаются. Компараторы DA3.2, DA3.4 и DA4.2 при температуре радиаторов МИ БП выше 70 °С блокируют работу преобразователей СЭП и отключают сетевые контакторы с выдачей квитанции в контроллер УУ. Опорное напряжение для компараторов равно 2,5 В.

Блок коммутации

Блок коммутации предназначен для подключения БЧ СЭП ТНПА к основной или резервной вьюшке и передачи энергии в ПЧ СЭП ТНПА.

Пульт дистанционного управления предназначен для реализации режима дистанционного управления СЭП ТНПА из аппаратуры пользователя СЭП.

6.2 Краткое описание и основные технические характеристики подводной части системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии переменного тока по кабель-тросу

Система электропитания гаража-заглубителя

СЭП, расположенная на гараже-заглубителе (рисунок 6.8), состоит из блока трансформатора; входных фильтров Ф1 и Ф2; двух трехфазных диодных модулей В1, В2; устройств измерения напряжения и сопротивления УИНС1, УИНС2; выходных фильтров Ф3 и Ф4; устройств питания УП1, УП2 [249].

На входные клеммы «А», «В», «С» СЭП ГЗ ТНПА подается трехфазное напряжение с выхода кабель-троса, к этим клеммам подключена первичная обмотка понижающего трехфазного блока трансформатора. С выхода блока трансформатора через входной фильтр Ф1 пониженное напряжение поступает на трехфазные диодные модули выпрямителей В1, В2 и устройства питания УП1, УП2.

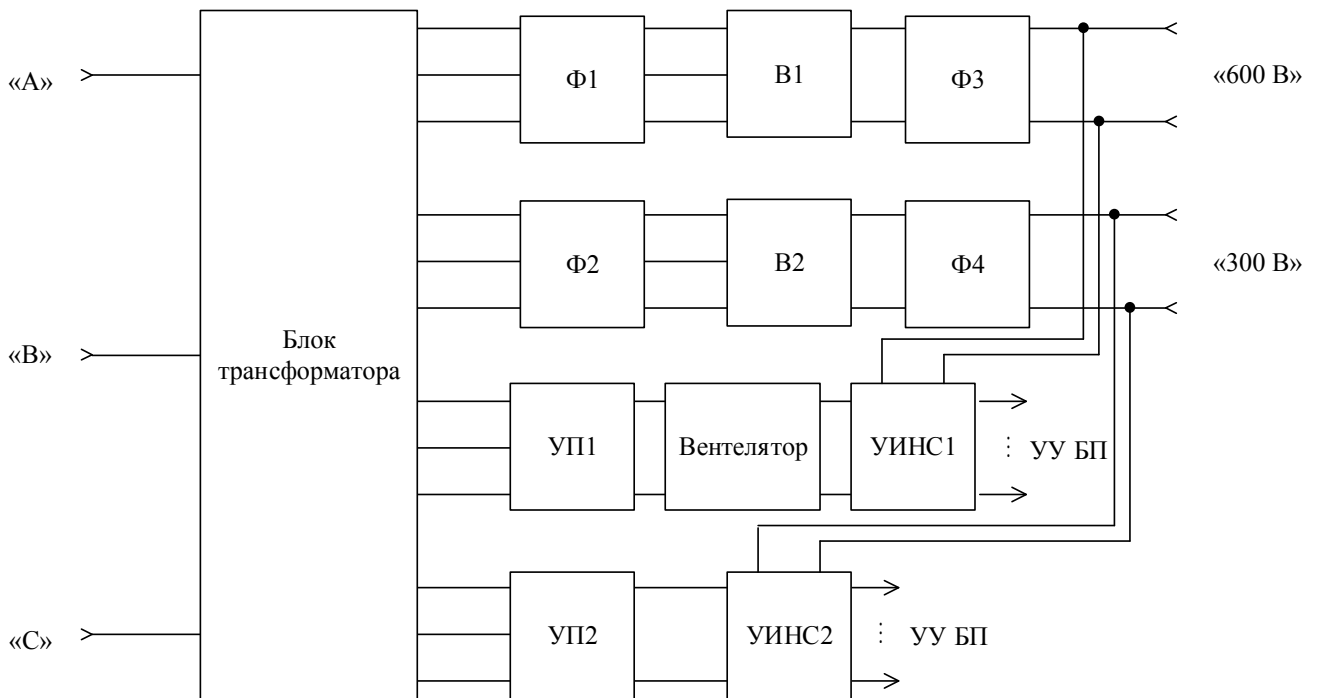


Рисунок 6.8 – Функциональная схема системы электропитания гаража-заглубителя

Выпрямленные напряжения 600 В и 300 В с выхода диодных модулей В1, В2 через сглаживающие *LC*-фильтры Ф3 и Ф4 подаются потребителям энергии гаража-заглубителя, а именно на лебедку для плавучего кабеля и системы видеонаблюдения и захвата.

УП формируют напряжения постоянного тока 24 В для вентилятора охлаждения и плат УИНС. Платы УИНС осуществляют измерение выходного напряжения СЭП ГЗ, сопротивления изоляции и температуры внутрибюксового пространства СЭП ГЗ.

Устройство измерения напряжения и сопротивления

УИНС предназначено для измерения выходного напряжения СЭП, сопротивления изоляции и температуры внутрибоксового пространства.

Структурная схема канала измерения выходного напряжения, сопротивления изоляции и температуры внутрибоксового пространства ПЧ СЭП представлена на рисунке 6.9.

Измерение выходного напряжения СЭП ГЗ осуществляется путем его подачи на высокоомные делители с коэффициентом деления $k = 300$ для напряжения 600 В и $k = 150$ для напряжения 300 В. Выходное напряжение с делителя поступает на повторитель для согласования цепи измерения и на АЦП. Преобразованный сигнал через четырехканальный цифровой изолятор поступает в контроллер, где осуществляется измерение выходного сигнала СЭП ГЗ.

Измерение сопротивления изоляции выполняется методом трех вольтметров, а именно:

- 1) измеряется выходное напряжение СЭП ГЗ;
- 2) измеряется напряжение между корпусом и положительной шиной СЭП ГЗ;
- 3) измеряется напряжение между корпусом и отрицательной шиной СЭП ГЗ.

Напряжение измеряется поочередно. Полученные значения поступают в контроллер, далее сопротивление изоляции вычисляют по формулам [258, 259]:

$$R_+ = R_v \left(\frac{U - U_+}{U_-} - 1 \right) \quad \text{и} \quad R_- = R_v \left(\frac{U - U_-}{U_+} - 1 \right),$$

где R_+ – сопротивление изоляции относительно положительной шины; R_- – сопротивление изоляции относительно отрицательной шины; U – выходное напряжение СЭП ГЗ; U_+ – напряжение между положительной шиной и корпусом; U_- – напряжение между отрицательной шиной и корпусом.

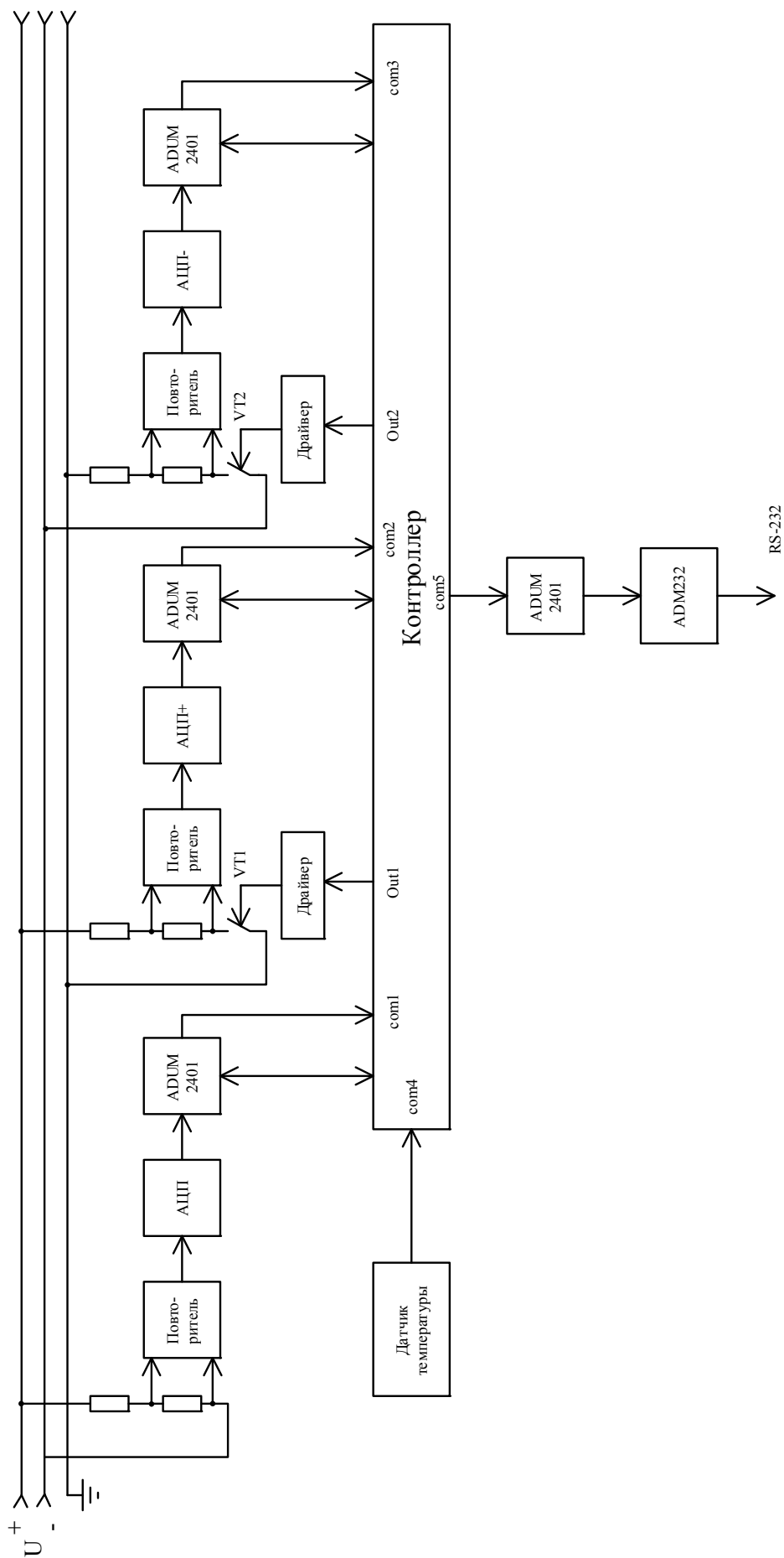


Рисунок 6.9 – Структурная схема канала измерения напряжения, сопротивления изоляции и температуры внутриблочного пространства

Схема измерения температуры внутрибуксового пространства построена на базе датчика температуры DS18B20S [260]. Информация об измеренной температуре поступает в контроллер.

Контроллер обеспечивает сбор всей информации по измеренным значениям сопротивления изоляции, выходного напряжения и температуры внутрибуксового пространства и формирование общего пакета данных для передачи в УУ БП СЭП по интерфейсу RS-232 – оптоволокно – Ethernet.

Система электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата

Структура системы электропитания ТНПА аналогична структуре СЭП ГЗ (см. рисунок 6.8) и также включает в себя блок трансформатора; два трехфазных диодных модуля В1, В2; устройства измерения напряжения и сопротивления УИНС1, УИНС2; входные фильтры Ф1 и Ф2; выходные фильтры Ф3 и Ф4; устройства питания УП1, УП2 [249].

6.3 Вариант технической реализации бортовой части системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии по кабель-тросу на постоянном токе

Техническая реализация СЭП ТНПА с передачей энергии по кабель-тросу на постоянном токе концептуально аналогична представленной ранее СЭП ТНПА на переменном токе и разделена на две основные части: бортовую и подводную.

Функциональная схема СЭП ТНПА с передачей энергии по кабель-тросу на постоянном токе представлена на рисунке 6.10.

БЧ СЭП состоит из шкафа питания (ШП), блока преобразователя (БП), пульта дистанционного управления (ПДУ).

Энергоснабжение СЭП ТНПА осуществляется от основной или резервной бортовой сети трехфазного напряжения 380 В частотой 50 Гц.

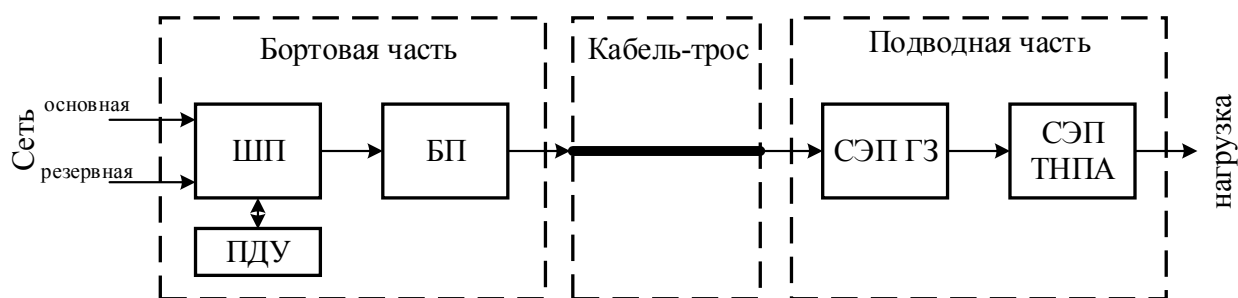


Рисунок 6.10 – Функциональная схема СЭП ТНПА с передачей энергии по кабель-тросу на постоянном токе

БЧ СЭП обеспечивает на выходе напряжение постоянного тока для подачи в кабель-трос, не превышающее 2100 В при максимальной нагрузке в ПЧ, равной 47 кВт, и стабилизацию напряжения на входе в ПЧ в пределах $\pm 5\%$ от номинального значения; регулировку системы компенсации потерь в кабель-тросе при изменении длины и, соответственно, сопротивления токопроводящей жилы в пределах от 2,0 до 23,3 Ом; управление и информационный обмен в режиме дистанционного управления от пульта дистанционного управления; контроль выходного напряжения и сопротивления изоляции с индикацией и протоколированием данных.

Шкаф питания

Функционально ШП СЭП ТНПА с передачей энергии на постоянном токе полностью идентичен ШП СЭП ТНПА на переменном токе. ШП состоит из стойки с блоком контакторов (БК); устройства контроля изоляции (УКИ); устройства питания (УП); устройства управления (УУ); устройства защиты и сопряжения (УЗиС); устройства управления контакторами (УУК); устройства сопряжения (УС). В стойке ШП, кроме перечисленных блоков, расположены сетевые контакторы QF1, QF2, KM1, KM2; трансформаторы питания для собственных нужд; предохранители FU; фильтр радиопомех ФРП; датчики тока ДТ1–ДТ3; токоограничитель KM3; сетевой выпрямитель В1 с LC-фильтром Ф1; разъемы дистанционного управления и силовой связи с БП; интерфейсные разъемы; силовые клеммы подключения основной и резервной сети; клеммы

заземления и контроля заземления; AC/DC-преобразователи; сенсорный монитор, органы сигнализации и аварийного отключения; автоматические выключатели основной и резервной сети.

Полное описание ШП и составных блоков представлено в подразд. 6.1.

Блок преобразователей

Постоянное сглаженное напряжение 500 В с выхода ШП поступает в стойку блока преобразователей (БП) и дополнительно сглаживается низкочастотным фильтром Ф1 (рисунок 6.11). Сглаженное напряжение подается на три параллельно включенных модуля инвертора МИ. Преобразованное трехфазное напряжение повышенной частоты через повышающий трансформатор поступает в выпрямительный блок В1. Сформированное постоянное напряжение через выходной фильтр Ф2 поступает на выходные клеммы для подачи напряжения в кабель-трос.

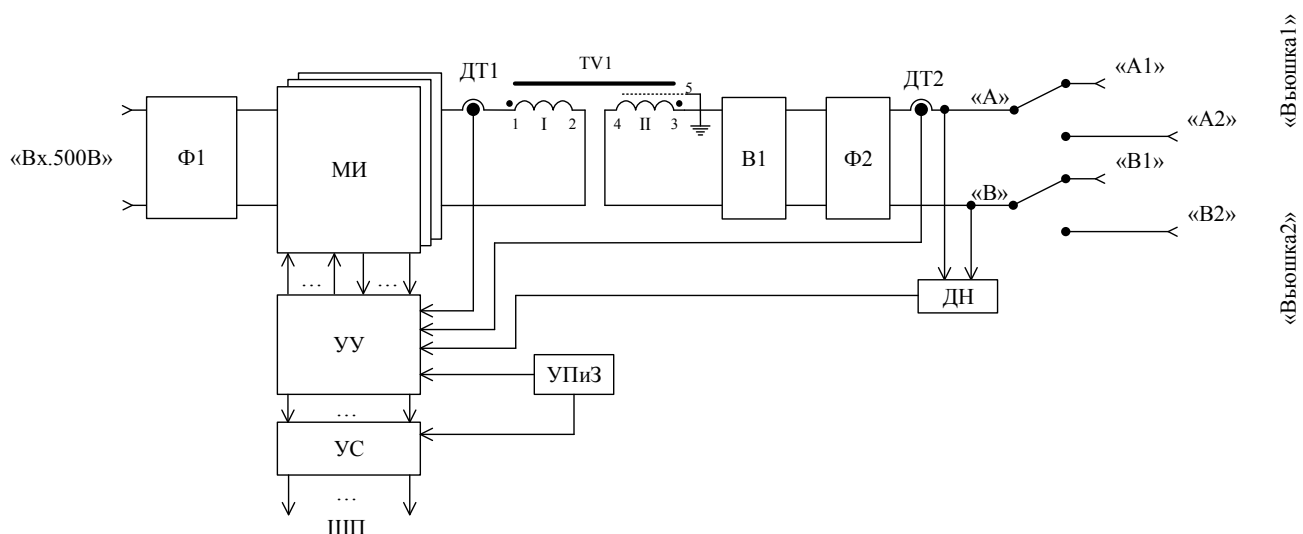


Рисунок 6.11 – Структурная схема блока преобразователя бортовой части системы электропитания

БП предназначен для преобразования постоянного выпрямленного напряжения ШП в постоянное выходное напряжение до 2100 В. БП включает в себя силовой выходной повышающий трансформатор TV1; модуль инвертора

МИ; выпрямительный модуль В1; устройство управления УУ; устройство сопряжения УС; устройство питания и защиты УПиЗ.

В стойке БП, кроме вышеуказанных устройств, расположены разъемы и клеммы внешних подключений; входной фильтр Ф1; выходной фильтр Ф2; датчики тока ДТ1, ДТ2, выходные сигналы которых используются в качестве обратной связи по выходному току БЧ СЭП для компенсации падения напряжения в кабель-тресе, для измерения выходного тока БЧ СЭП, а также для формирования токоограничения СЭП при перегрузках; датчик напряжения ДН, который используется для измерения напряжения, кроме того, его сигналы служат в качестве обратной связи по выходному напряжению БЧ СЭП.

Модуль инвертора

МИ (рисунок 6.12) конструктивно содержит инвертор; усилитель мощности УМ; контроллер инвертора; токоограничивающий дроссель; устройство управления и защиты УУиЗ; входной и выходной фильтры; датчики тока. Задача МИ заключается в преобразовании входного постоянного напряжения 500 В в переменное напряжение частотой 1000 Гц.

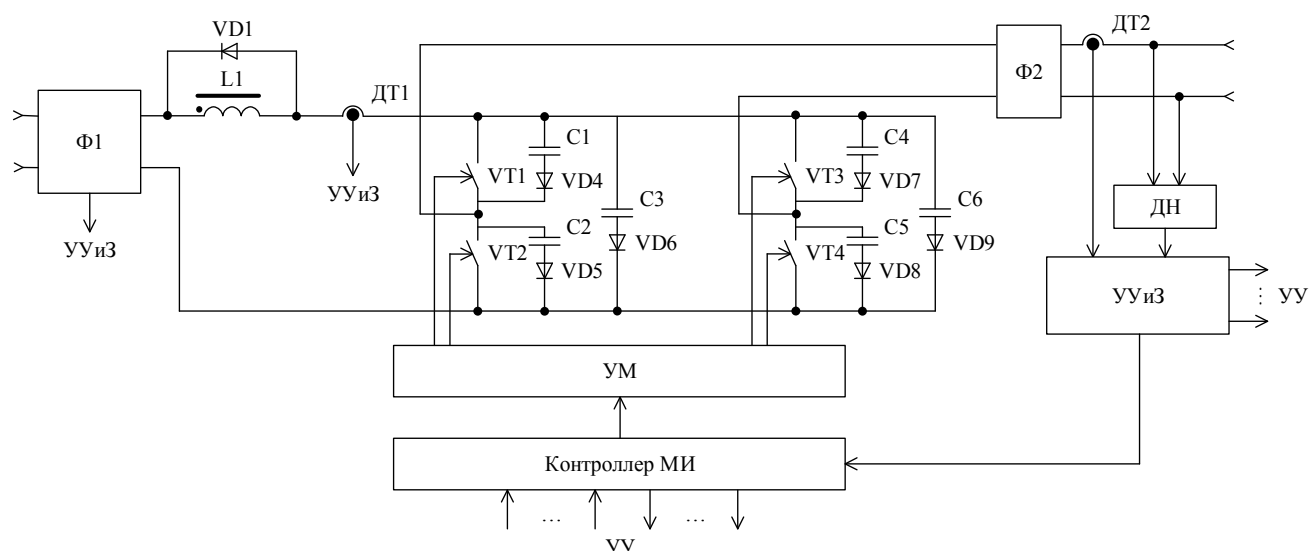


Рисунок 6.12 – Структурная схема модуля инвертора системы электропитания

Силовое питание инвертора 500 В поступает от ШП через входной фильтр. В цепь силового питания МИ включены входные предохранители, которые расположены во входном фильтре. Целостность предохранителей контролируется УУиЗ.

Инвертор

Каждая транзисторная стойка инвертора (см. рисунок 6.12) запитана от входного фильтра через дроссель токоограничения L1, шунтированный обратным диодом VD1. После дросселя, а также после выходного фильтра Ф2 включены датчики тока ДТ1, ДТ2, выходы которых заведены в устройство управления и защиты УУиЗ. УУиЗ формирует трехуровневую защиту силовых ключей инвертора.

Каждый ключ и каждая транзисторная стойка инвертора снабжены RCD-цепью, формирующей безопасную траекторию выключения силовых ключей.

Управление силовыми транзисторами моста осуществляется от усилителей мощности УМ, импульсы управления для которых формирует контроллер модуля инвертора.

Синхронизация для контроллера модуля инвертора поступает из УУ.

Усилитель мощности

УМ включает в себя два независимых канала управления силовыми транзисторными ключами. Каждый канал содержит инвертор с высокопороговым КМОП-входом, который управляет драйверами с опторазвязкой. Выходы драйверов подключены к цепям управления соответствующих силовых ключей инвертора.

Контроллер модуля инвертора

С выхода УУиЗ на аналоговый вход контроллера подается эквивалентное напряжение ошибки. Напряжение ошибки преобразуется аналого-цифровым преобразователем контроллера в двоичный код сигнала обратной связи по

выходным напряжениям инвертора. Цифровой регулятор, используя сигнал обратной связи, в режиме реального времени формирует коэффициент модуляции K_m по амплитуде автономного инвертора напряжения. Управление АИН основано на классической ШИМ.

Устройство управления и защиты

УУиЗ функционально и структурно идентично УУиЗ СЭП ТНПА с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе (см. подразд. 6.1).

Устройство управления

Основной частью УУ (рисунок 6.13) является 32-разрядный контроллер DD1, обеспечивающий следующие функции.

1. Поддержку протокола обмена с контроллером РС-104 шкафа питания по интерфейсу RS-485 через преобразователь интерфейса DD2.
2. Опрос аварийных и информационных дискретных квитанций и передачу этой информации в контроллер РС-104.
3. Перезапись кода уставки $U_{\text{вых БЧч}}$ от РС-104 в регуляторы DD6, DD11.
4. Управление и съем информации с АЦП DD12, реализующего функцию амперметра выходного тока БЧ СЭП.
5. Управление и съем информации с АЦП DD13, реализующего функцию вольтметра выходного напряжения БЧ СЭП.

Программируемая логическая интегральная схема DD7, входящая в состав УУ, обеспечивает формирование:

- импульсов синхронизации для модулей инвертора;
- ШИМ-сигнала для регулятора плавного пуска DD9;
- импульсов управления устройствами выборки-хранения DD8, DD10.

Сигналы синхронизации, сформированные ПЛИС DD7, через магистральные драйверы DA1, DA2 передаются в МИ.

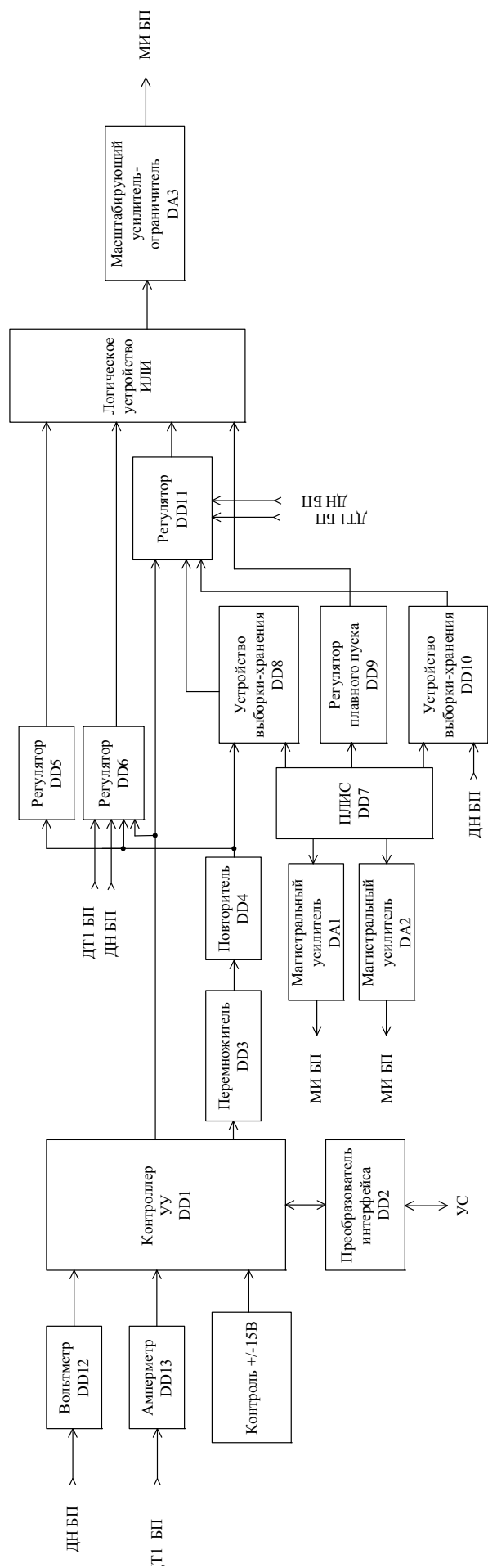


Рисунок 6.13 – Структурная схема устройства управления блоком преобразователя

В УУ осуществляется контроль напряжения питания для собственных нужд. В случае исчезновения или снижения до критического уровня одного из напряжений происходит блокировка управления МИ и отключение питающей сети.

Отрицательным сигналом обратной связи является пропорциональное выходное напряжение БЧ СЭП, регистрируемое при помощи датчиков напряжения в БП. Данное напряжение поступает на регулятор DD6, где сравнивается с напряжением уставки по выходному напряжению БЧ СЭП, поступающим с контроллера DD1. В качестве положительной обратной связи в этом же регуляторе для компенсации падения напряжения в линии используется напряжение, пропорциональное выходному току БЧ СЭП.

Регулятор DD6 выполняет роль динамического звена при стабилизации напряжения на выходе БЧ СЭП.

Регулятор DD11, выполняющий аналогичную функцию и включенный параллельно DD6, является более медленным с порогом уставки напряжения на входе СЭП ПЧ несколько ниже, чем у DD6.

Ветвь токоограничения вольт-амперной характеристики СЭП БЧ формирует регулятор DD5.

После включения СЭП до окончания интервала задержки пуска силовые ключи МИ заперты нулем по шине «Блокировка управления», а ПЛИС DD7 нулем удерживает регулятор DD9 в состоянии нулевого коэффициента модуляции K_m . По окончании задержки пуска блокировка управления снимается, ПЛИС начинает формировать плавный разворот ширины импульсов. Уставка выходного напряжения нарастает плавно с целью устранения выбросов напряжения на выходе СЭП, возникающих в результате перерегулирования.

Все четыре вышеперечисленных устройства подключены через логическое устройство ИЛИ к масштабирующему усилителю-ограничителю DA3. Выходное напряжение усилителя DA13 в свою очередь является задающим для контроллера МИ и пропорционально коэффициенту модуляции K_m .

Устройство питания и защиты

Блок УПиЗ функционально и структурно повторяет УПиЗ СЭП ТНПА с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе (см. подразд. 6.1).

Блок коммутации

Блок коммутации предназначен для подключения БЧ СЭП ТНПА к основной или резервной вьюшке и передачи энергии в ПЧ СЭП ТНПА.

Пульт дистанционного управления

ПДУ предназначен для реализации режима дистанционного управления СЭП ТНПА.

6.4 Вариант технической реализации подводной части системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии по кабель-тросу на постоянном токе

Система электропитания гаража-заглубителя

В гараже-заглубителе СЭП (рисунок 6.14) расположены симметрирующее устройство СУ; вентилятор; устройства измерения напряжения и сопротивления УИНС1, УИНС2; выходной фильтр Ф1; устройства питания УП1, УП2 [44].

На входные клеммы «А», «В» бокса СЭП ГЗ подается постоянное напряжение с выхода кабель-троса, к этим же клеммам подключены симметрирующее устройство СУ и устройства питания УП1, УП2. С выхода симметрирующего устройства СУ формируются два выходных канала, с которых напряжение поступает на выходные клеммы СЭП ГЗ через выходной фильтр Ф1. Подключение СЭП ТНПА осуществляется через плавучий кабель к выходным клеммам, выведенным после фильтра Ф1.

УП формируют напряжения постоянного тока для вентилятора и плат УИНС. Платы УИНС осуществляют измерение выходного напряжения СЭП,

сопротивления изоляции и температуры внутрибюксового пространства СЭП гаража-заглубителя.

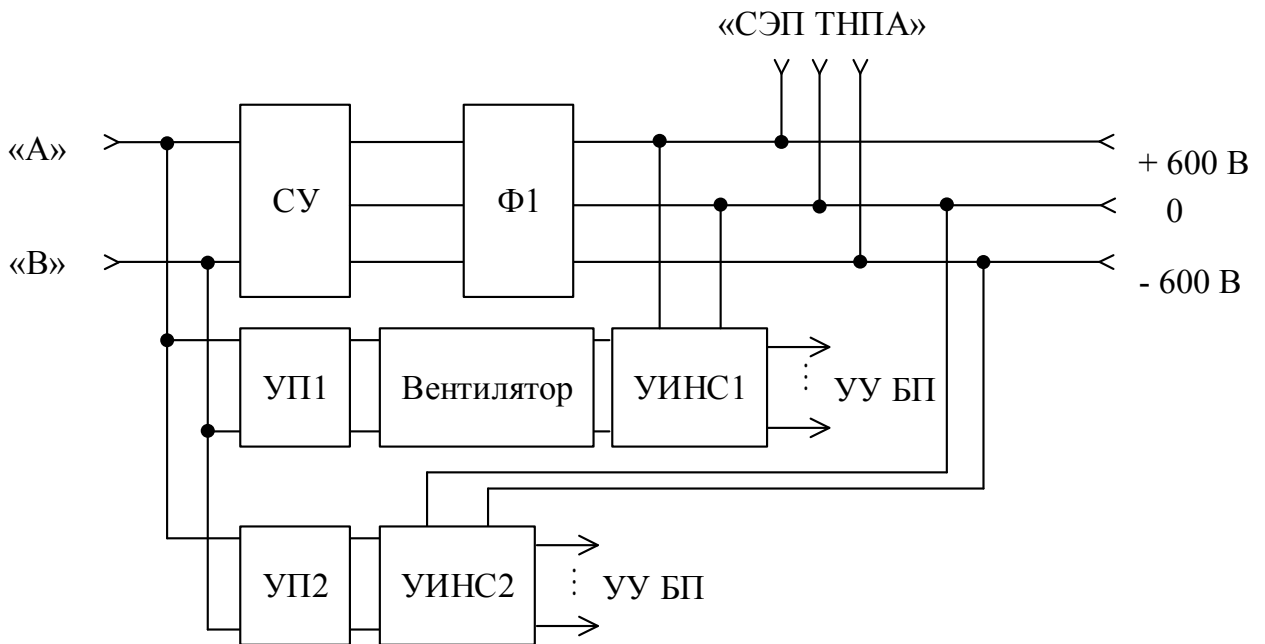


Рисунок 6.14 – Система электропитания гаража-заглубителя

Устройство измерения напряжения и сопротивления

УИНС выполнено так же, как и в СЭП ТНПА с передачей энергии переменного тока по кабель-тросу и подробно представлено в подразд. 6.2.

Система электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата

Структура СЭП ТНПА (рисунок 6.15) содержит устройства измерения напряжения и сопротивления УИНС1, УИНС2; выходной фильтр Ф1; вентилятор; устройства питания УП1, УП2.

На входные клеммы «СЭП ТНПА» бокса СЭП ТНПА подаются постоянные напряжения с выхода плавучего кабеля, к этим же клеммам подключены потребители энергии через выходные клеммы. Также к входным клеммам подключены устройства питания УП1, УП2.

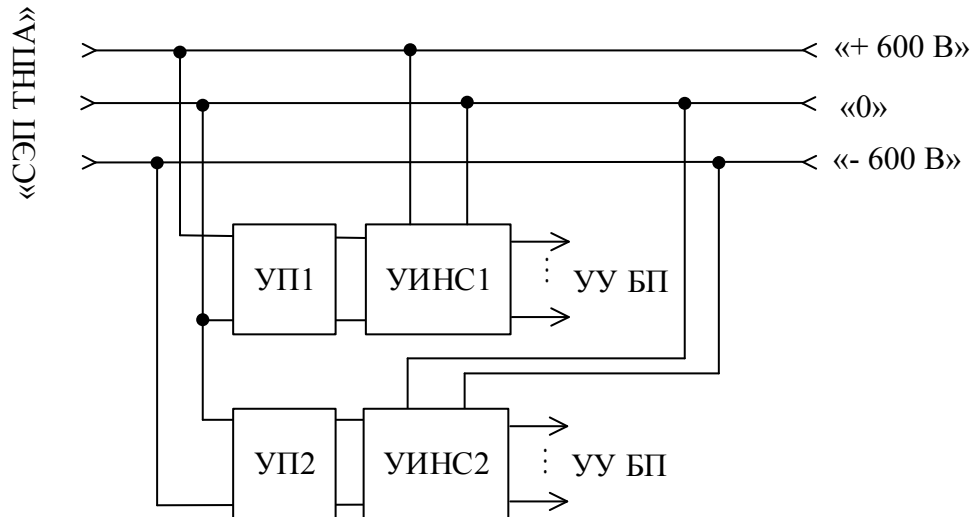


Рисунок 6.15 – Система электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата

УП формируют напряжения постоянного тока для УИНС. УИНС осуществляет измерение выходного напряжения СЭП, сопротивления изоляции и температуры внутрибюксового пространства СЭП гаража-заглубителя.

Выводы по главе 6

1. СЭП ТНПА с передачей энергии по кабель-тросу на переменном и постоянном токе реализована по модульному принципу и позволяет обеспечить необходимую мощность от 10 до 47 кВт путем подключения унифицированных модулей.

2. В системе электропитания телеуправляемого подводного аппарата используется принцип дублирования и автоматического перехода с основной сети питания на резервную, осуществляется диагностика основных электрических параметров системы (перенапряжение, короткое замыкание, контроль заземления, аварийное срабатывание контакторов и т.д.) с протоколированием и выводом данных на экран монитора, реализован автономный и дистанционный режим работы.

3. В СЭП ТНПА с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе за счет сосредоточения компенсирующих индуктивностей в трансформаторах

бортовой части и подводной части удалось улучшить удельные характеристики в 1,5–2 раза по сравнению с использованием отдельных индукторов и трансформаторов.

4. Построение системы стабилизации напряжения в бортовой части СЭП ТНПА позволило обеспечить удельные характеристики системы электропитания подводной части подводного аппарата не менее 2,5 Вт/кг, что сопоставимо с мировыми показателями.

7 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ТЕЛЕУПРАВЛЯЕМОГО ПОДВОДНОГО АППАРАТА

7.1 Описание экспериментальной установки системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии на переменном токе

Важным этапом при разработке и проектировании СЭП ТНПА являются экспериментальные исследования, для которых был разработан макетный образец системы электропитания телеуправляемого подводного аппарата мощностью 47 кВт [249], позволяющий снимать временные характеристики выходных электрических параметров при изменении нагрузки от холостого хода до номинального значения.

СЭП, как отмечалось ранее, предназначена для энергообеспечения телеуправляемого необитаемого подводного аппарата по кабелю длиной до 6000 м, а также для преобразования и распределения энергии внутри подводного аппарата и гаража-заглубителя по шинам питания 300 В и 600 В постоянного тока.

Функциональная схема экспериментальной установки СЭП ТНПА с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе для исследования выходных электрических параметров приведена на рисунке 7.1, а фотография установки представлена на рисунке 7.2.

Все экспериментальные исследования с целью упрощения экспериментальной установки проводились только по шине питания подводного аппарата напряжением 600 В и мощностью 42,5 кВт. Это также обусловлено тем, что мощность остальных выходных шин питания пренебрежимо мала и составляет менее 10 % от номинальной суммарной мощности. Таким образом, она не оказывает влияния на качество и достоверность полученных результатов.

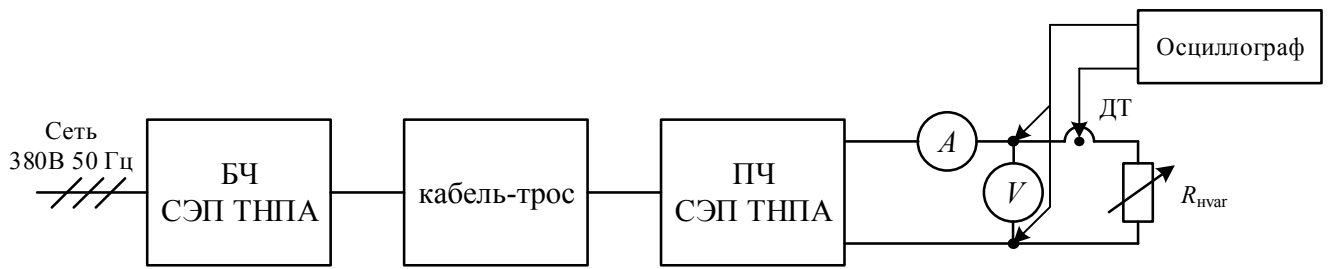
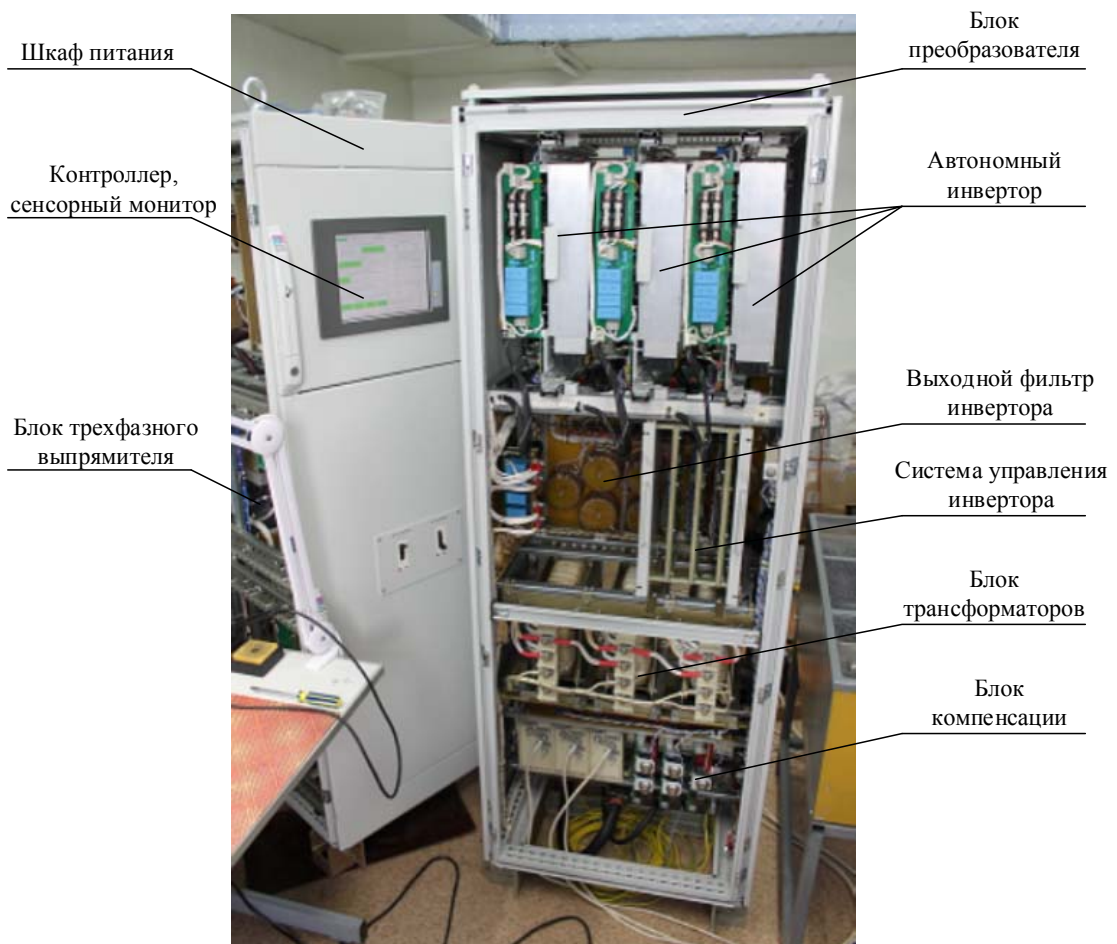


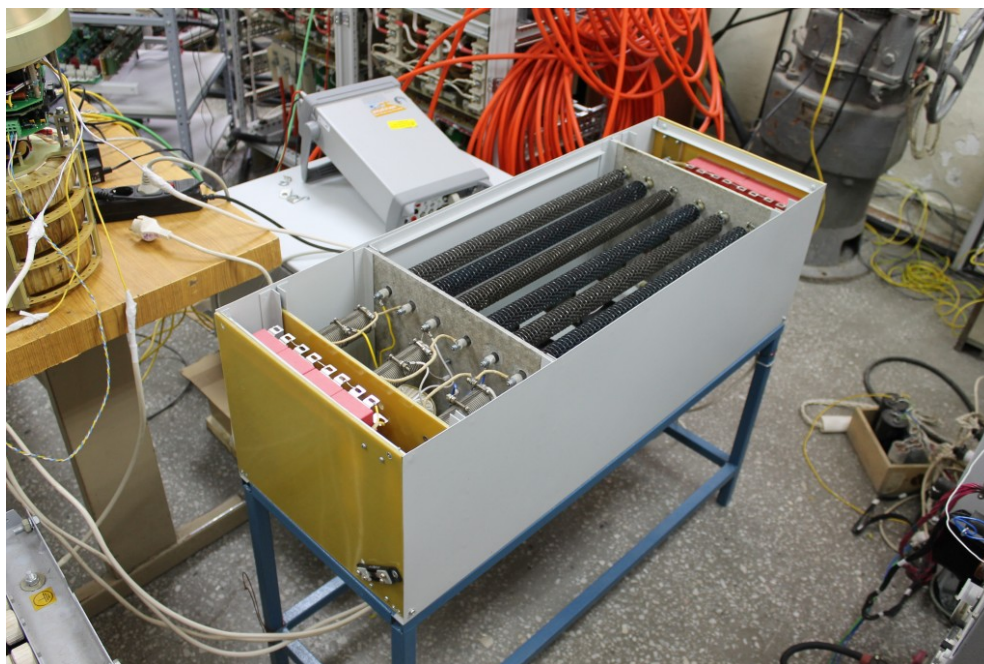
Рисунок 7.1 – Функциональная схема экспериментальной установки для исследования выходных электрических параметров СЭП ТНПА

Функциональная схема экспериментальной установки содержит силовую часть и систему измерения выходных электрических параметров СЭП ТНПА.



a

Рисунок 7.2 – Экспериментальная установка СЭП ТНПА с передачей энергии на переменном токе: *a* – бортовая часть СЭП ТНПА; *б* – имитатор кабель-троса; *в* – подводная часть СЭП ТНПА (начало, окончание см. на с. 273)



б



в

Рисунок 7.2 – Окончание (начало см. на с. 272)

Силовая часть экспериментальной установки (см. рисунок 7.1) состоит из бортовой части (БЧ) СЭП ТНПА, имитатора кабель-троса с изменяемой длиной 300 и 6000 м, подводной части (ПЧ) СЭП ТНПА, амперметра A (марка Ц4311, класс точности 0,5 на постоянном токе), вольтметра V (марка Agilent HP34401A,

погрешность 0,0015 %), переменной нагрузки $R_{\text{нвар}}$ и осциллографа (марка LeCroy J322A) с датчиком тока Д (марка PINTEK PA-622, погрешность 3 %).

Бортовая часть СЭП ТНПА обеспечивает преобразование трехфазной сети 380 В 50 Гц в трехфазное напряжение 1500 В частотой 1000 Гц. Полученное напряжение поступает в имитатор кабель-троса и с выхода кабель-троса подается в подводную часть СЭП ТНПА. К выходным клеммам 600 В подводной части СЭП ТНПА подключена переменная нагрузка $R_{\text{нвар}}$, при помощи которой меняется мощность нагрузки от номинального значения до холостого хода. Приборами A и V осуществляется измерение и контроль выходных параметров экспериментальной установки: тока и напряжения. Осциллограф предназначен для записи выходных параметров тока и напряжения при пуске, сбросе и набросе нагрузки от холостого хода до номинальной.

7.2 Программа и методика исследований системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии на переменном токе

Программа и методика исследований направлена на проверку соответствия макетного образца СЭП ТНПА требованиям технических характеристик, полноты и объективности контролируемых параметров [261, 262, 263, 264, 265].

Исследования проводились в нормальных климатических условиях:

- температура окружающей среды (25 ± 10) °С;
- относительная влажность от 45 до 75 %;
- атмосферное давление $(8,6 - 10,6) \cdot 10^4$ Па (645–795 мм рт. ст.).

Исследуемые режимы, характеризуемые значениями параметров воздействующих факторов и предельными отклонениями этих параметров, приведены в методике исследований настоящей программы.

Электрическое питание обеспечивает качество сети в соответствии с ГОСТ 32144-2013.

Метрологическое обеспечение исследований

Перечень средств измерения приведен в таблице 7.1. Применяемость средств измерений соответствует требованиям ГОСТ Р 8.674-2009.

Таблица 7.1 – Перечень средств измерения

Наименование средств измерения	Нормативно-технологическая характеристика	Рекомендуемый тип прибора
Мегомметр	Измерение электрического сопротивления изоляции ($> 100 \text{ МОм}$)	ЭС 0210/1
Амперметр	Измерение тока	Ц4311
Мультиметр	Измерение напряжения	Agilent HP34401A
Осциллограф	Измерение выходных параметров при пуске, сбросе и набросе нагрузки	LeCroy J322

Методика исследований СЭП ТНПА

Перед началом проведения исследований СЭП ТНПА осуществляется проверка электрического сопротивления изоляции [262]. Проверка электрического сопротивления изоляции выполняется в следующей последовательности:

- СЭП ТНПА отключается от питающей сети, внешних устройств и заземления;
- автоматические выключатели на шкафу питания переводятся в верхнее положение;
- мегомметром ЭСО210/1 измеряется сопротивление между корпусом и выходными контактами блоков устройства.

СЭП ТНПА считается пригодной для исследований, если по истечении времени успокоения прибора сопротивление изоляции составляет не менее 20 МОм.

Для проверки адекватности разработанных математических моделей исследования макетного образца СЭП ТНПА проводились для длины кабель-троса 300 м и 6000 м.

Исследование СЭП ТНПА при пуске на холостой ход

К выходным клеммам СЭП ТНПА +600 В и –600 В подключить мультиметр HP34401A Agilent Technologies (далее мультиметр), заранее переведя его в режим измерения напряжения постоянного тока, и осциллограф LeCroy J322A.

Нагрузку $R_{\text{нвг}}$ отключить от выхода СЭП ТНПА.

Установить соответствующий имитатор кабель-троса с длиной 300 м или 6000 м.

Подключить СЭП ТНПА к контуру защитного заземления, после чего подключить к питающей сети 380 В 50 Гц.

Перевести в верхнее положение автоматы включения основной и резервной сети на ШП. При этом должен гореть светодиод «5В контр.».

Примерно в течение 1,5 мин происходит загрузка контроллера СЭП ТНПА, после чего на экране дисплея должно появиться ГЛАВНОЕ ОКНО (приложение И) интерфейса пользователя с закрытым доступом к управлению, а также автоматически начинается процесс самодиагностики СЭП.

При отсутствии сигнала аварийной самодиагностики кнопка-транспарант ДИАГНОСТИКА (приложение К) остается окрашенной в серый цвет, в противном случае кнопка окрашивается в красный цвет.

В ГЛАВНОМ ОКНЕ транспаранты АВТОНОМ, СЕТЬ ОСНОВНАЯ и под общей надписью КОНТРОЛЬ СТЫКОВКИ = 500 В, БП1, БП2 и БК зеленого цвета.

Далее данную процедуру будем называть «Включить СЭП ТНПА».

Перейти в окно НАСТРОЙКА (приложение Л) и ввести параметры кабель-троса для нужной длины 300 м или 6000 м. Проверить соответствие подключенных компенсирующих конденсаторов для длины 300 м или 6000 м.

Нажать кнопку ВКЛ. в ГЛАВНОМ ОКНЕ СЭП ТНПА, измерить выходное напряжение на мультиметре, а на осциллографе записать зависимость выходного напряжения при пуске на холостом ходу.

Выполнить выключение СЭП ТНПА в следующей последовательности:

- в ГЛАВНОМ ОКНЕ нажать кнопку ОТКЛЮЧЕНИЕ;
- во всплывающем окне нажать кнопку ДА;
- в ГЛАВНОМ ОКНЕ нажать кнопку ВЫХОД;
- в окне ВЫХОД ИЗ ПРОГРАММЫ нажать кнопку ДА. После завершения работы программы выводится сообщение ПИТАНИЕ МОЖНО ОТКЛЮЧИТЬ;
- перевести автоматы в нижнее положение на ШП.

Далее данную процедуру будем называть «Выключить СЭП ТНПА».

Исследование СЭП ТНПА при пуске на номинальную нагрузку

К выходным клеммам СЭП ТНПА +600 В и –600 В подключить:

- мультиметр, заранее переведя его в режим измерения напряжения постоянного тока, и осциллограф LeCroy J322A;
- нагрузку $R_{\text{нvar}} = 7,66 \text{ Ом}$;
- амперметр Ц4311 последовательно с нагрузкой $R_{\text{нvar}}$.

Установить соответствующий имитатор кабель-троса с длиной 300 м или 6000 м.

Включить СЭП ТНПА.

Нажать кнопку ВКЛ. в ГЛАВНОМ ОКНЕ СЭП ТНПА, измерить выходное напряжение на мультиметре, а на осциллографе снять зависимость выходного напряжения при пуске на номинальную нагрузку $I_{\text{н}}=78,3\text{А}$.

Выключить СЭП ТНПА.

Исследование СЭП ТНПА в режиме наброса с холостого хода на номинальную нагрузку

К выходным клеммам СЭП ТНПА +600 В и –600 В подключить:

- мультиметр, заранее переведя его в режим измерения напряжения постоянного тока, и осциллограф LeCroy J322A;
- нагрузку $R_{\text{нvar}} = 7,66 \text{ Ом}$ с коммутатором, заранее переведя коммутатор в режим ОТКЛ.;
- амперметр Ц4311 последовательно с нагрузкой $R_{\text{нvar}}$.

Установить соответствующий имитатор кабель-троса с длиной 300 м или 6000 м.

Включить СЭП ТНПА.

Нажать кнопку ВКЛ. в ГЛАВНОМ ОКНЕ СЭП ТНПА, измерить выходное напряжение на мультиметре.

Перевести коммутатор в режим ВКЛ., а на осциллографе снять зависимость выходного напряжения и тока при набросе нагрузки от холостого хода до номинального значения $I_n = 78,3$ А.

Выключить СЭП ТНПА.

Исследование СЭП ТНПА в режиме сброса с номинальной нагрузки до холостого хода

К выходным клеммам СЭП ТНПА +600 В и –600 В подключить:

- мультиметр, заранее переведя его в режим измерения напряжения постоянного тока, и осциллограф LeCroy J322A;
- нагрузку $R_{\text{нvar}} = 7,66$ Ом с коммутатором, заранее переведя коммутатор в режим ВКЛ.;
- амперметр Ц4311 последовательно с нагрузкой $R_{\text{нvar}}$.

Установить соответствующий имитатор кабель-троса с длиной 300 м или 6000 м.

Включить СЭП ТНПА.

Нажать кнопку ВКЛ. в ГЛАВНОМ ОКНЕ СЭП ТНПА, измерить выходное напряжение на мультиметре.

Перевести коммутатор в режим ОТКЛ., а на осциллографе снять зависимость выходного напряжения и тока при сбросе нагрузки от номинального значения $I_n = 78,3$ А до холостого хода.

Выключить СЭП ТНПА.

Исследование СЭП ТНПА на жесткость внешней характеристики

К выходным клеммам СЭП ТНПА +600 В и – 600 В подключить:

- мультиметр, заранее переведя его в режим измерения напряжения постоянного тока, и осциллограф LeCroy J322A;

– переменную нагрузку $R_{\text{нвар}}$ от 7,66 до 76,6 Ом с коммутатором, заранее переведя коммутатор в режим ВКЛ.;

– амперметр Ц4311 последовательно с нагрузкой $R_{\text{нвар}}$.

Установить соответствующий имитатор кабель-троса с длиной 300 м или 6000 м.

Включить СЭП ТНПА.

Нажать кнопку ВКЛ. в ГЛАВНОМ ОКНЕ СЭП ТНПА, измерить выходное напряжение на мультиметре.

Осуществить последовательно переключение переменной нагрузки в значения 7,66 Ом, 25 Ом, 50 Ом, 76,6 Ом и измерить значения выходного напряжения и тока. Перевести коммутатор в режим ОТКЛ. и измерить значения выходного напряжения в режиме холостого хода.

Выключить СЭП ТНПА.

7.3 Описание алгоритма работы контроллера системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата

Программное обеспечение управления и работы контроллера СЭП ТНПА функционирует под управлением операционной системы Linux согласно алгоритму, представленному на рисунке 7.3.

Контроллер смонтирован на кросс-плате, в его состав входит процессорная плата MSM800SEV и адаптер дискретного ввода-вывода на 48 каналов ICOP-0101. Контроллер конструктивно расположен в шкафу питания бортовой части СЭП ТНПА. Передача данных осуществляется посредством пакетов (команды и телеметрия) с использованием измененного протокола WAKE.

Общий алгоритм работы контроллера СЭП ТНПА состоит из восьми последовательных алгоритмов функционирования системы, представленных на рисунках 7.4–7.12.

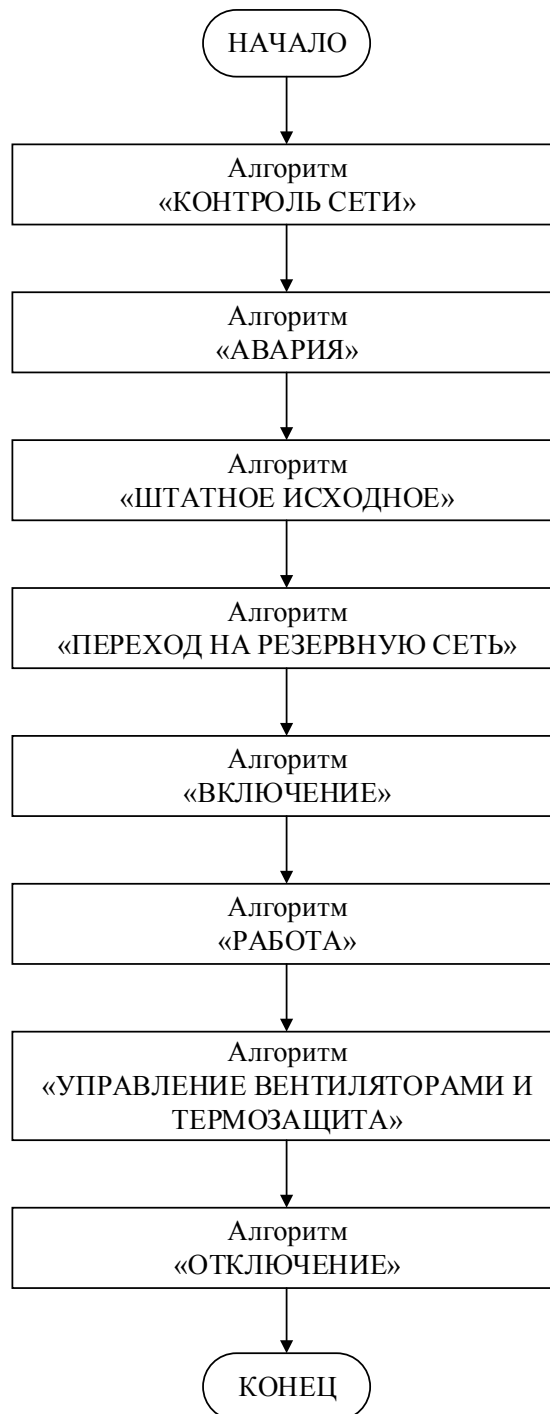


Рисунок 7.3 – Схема основного алгоритма работы контроллера СЭП ТПА

Алгоритм «Контроль сети» (см. рисунок 7.4) реализует функцию контроля включения входных силовых автоматов СЭП ТПА, а также проверку питающей трехфазной сети – обрыв фазы, уход частоты, превышение/уменьшение напряжения относительно номинального значения. При норме всех параметров в ГЛАВНОМ ОКНЕ сенсорного монитора подкрашивается в зеленый цвет транспарант «Сеть основная» и разблокируются кнопки включения сети.

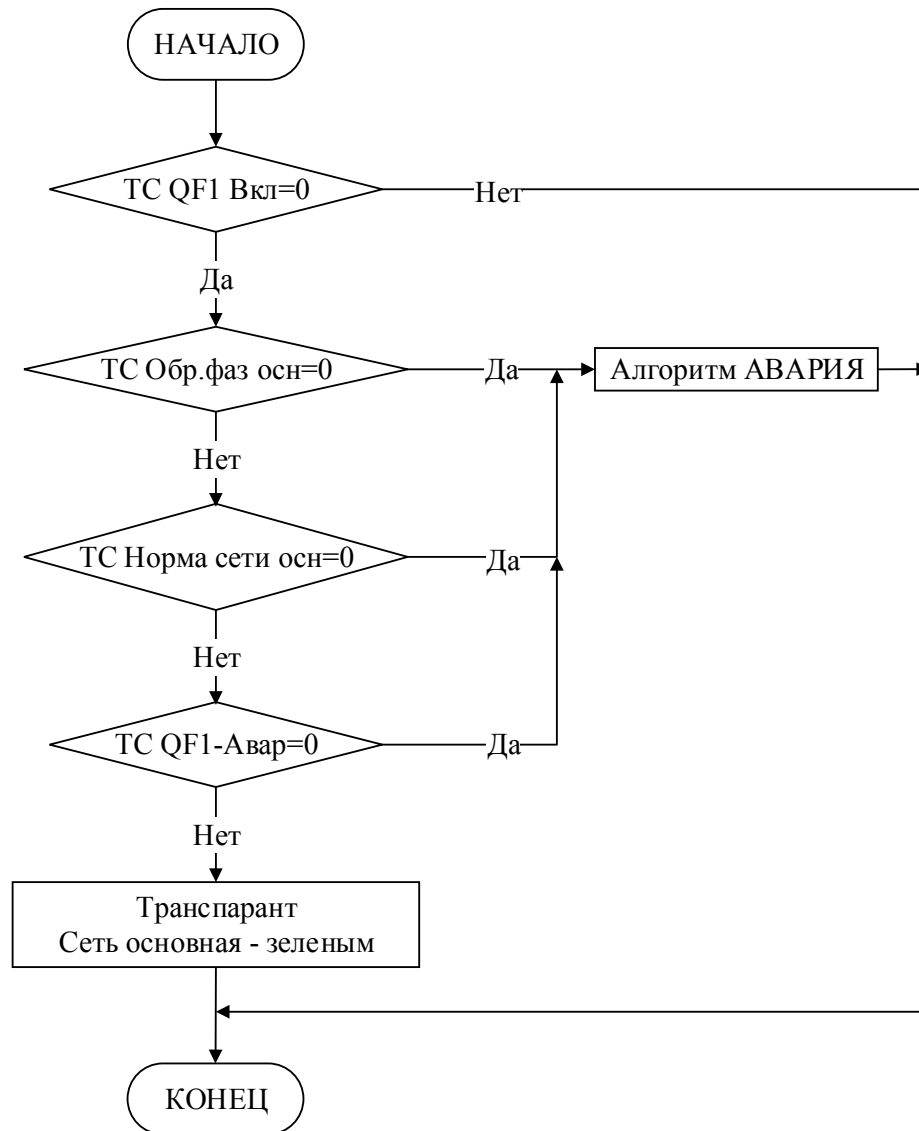


Рисунок 7.4 – Схема алгоритма «Контроль сети» СЭП ТНПА

В случае отклонения параметров питающей сети от значений по ГОСТ 32144-2013 или обрыва фазы осуществляется переход на алгоритм «Авария» с автоматической остановкой работы СЭП ТНПА и подкрашиванием в ГЛАВНОМ ОКНЕ сенсорного монитора соответствующего транспаранта в красный цвет, а также запись значения в протокол. Дальнейшая работа возможна только при полной перезагрузке всей системы.

Алгоритм «Авария» (см. рисунок 7.5) осуществляет автоматическую самопроверку СЭП ТНПА перед каждым включением, а также постоянный контроль (по прерыванию) данных телесигнализации от всех устройств системы.

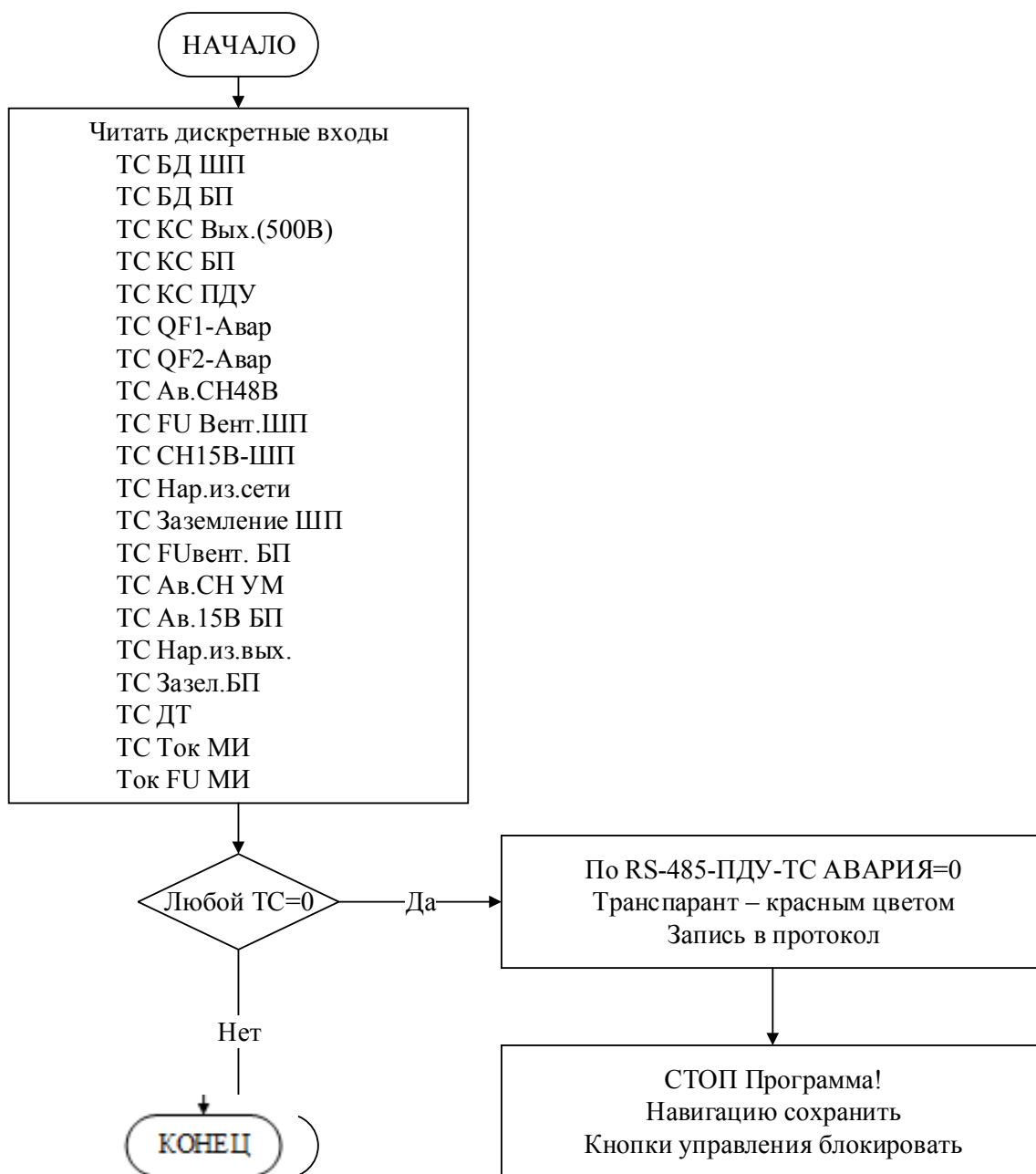


Рисунок 7.5 – Схема алгоритма «Авария» СЭП ТНПА

В случае получения аварийной квитанции контроллер отправляет по каналу связи RS-485 аварийный пакет на пульт дистанционного управления, в окне ДИАГНОСТИКА загорается красным цветом транспарант соответствующего параметра и далее данные записываются в протокол с одновременной блокировкой работы всей системы. Дальнейшая работа возможна только при полной перезагрузке всей системы.

На рисунке 7.6 представлена схема алгоритма «Штатное исходное». Данный алгоритм обеспечивает установку (изменение) и считывание исходных величин из

энергонезависимой памяти контроллера. В случае изменения типа кабель-троса или его длины, что влечет за собой изменение его технических параметров, таких как $R_{\text{петл.}}$ – петлевое сопротивление, $R_{\text{погон.}}$ – погонное сопротивление; l_k – длина кабеля, $C_{\text{погон.}}$ – погонная емкость, осуществляется переход на алгоритм «Настройка» (см. рисунок 7.7). В свою очередь алгоритм «Настройка» позволяет осуществить изменение и запись новых параметров системы, а также расчет компенсирующих емкостей для обеспечения компенсации реактивной составляющей кабель-троса.

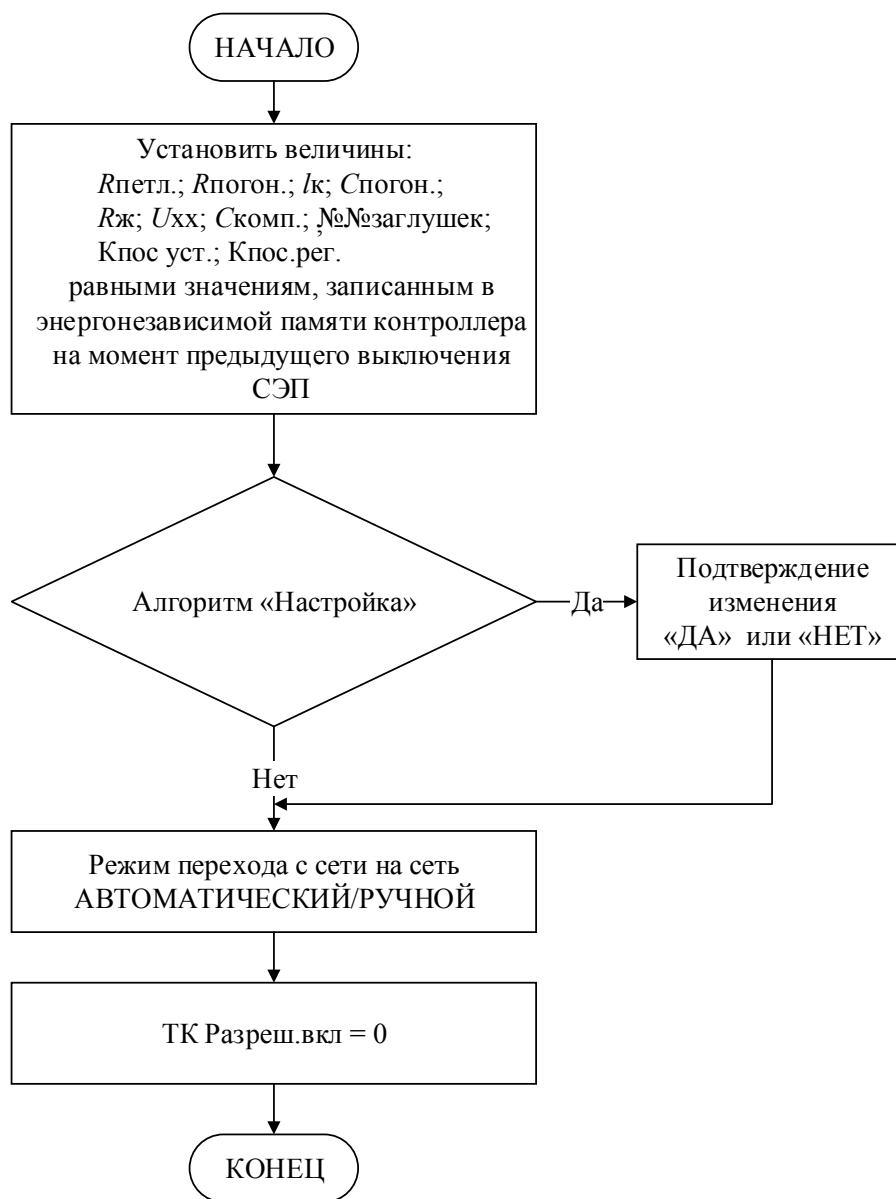


Рисунок 7.6 – Схема алгоритма «Штатное исходное» СЭП ТНПА

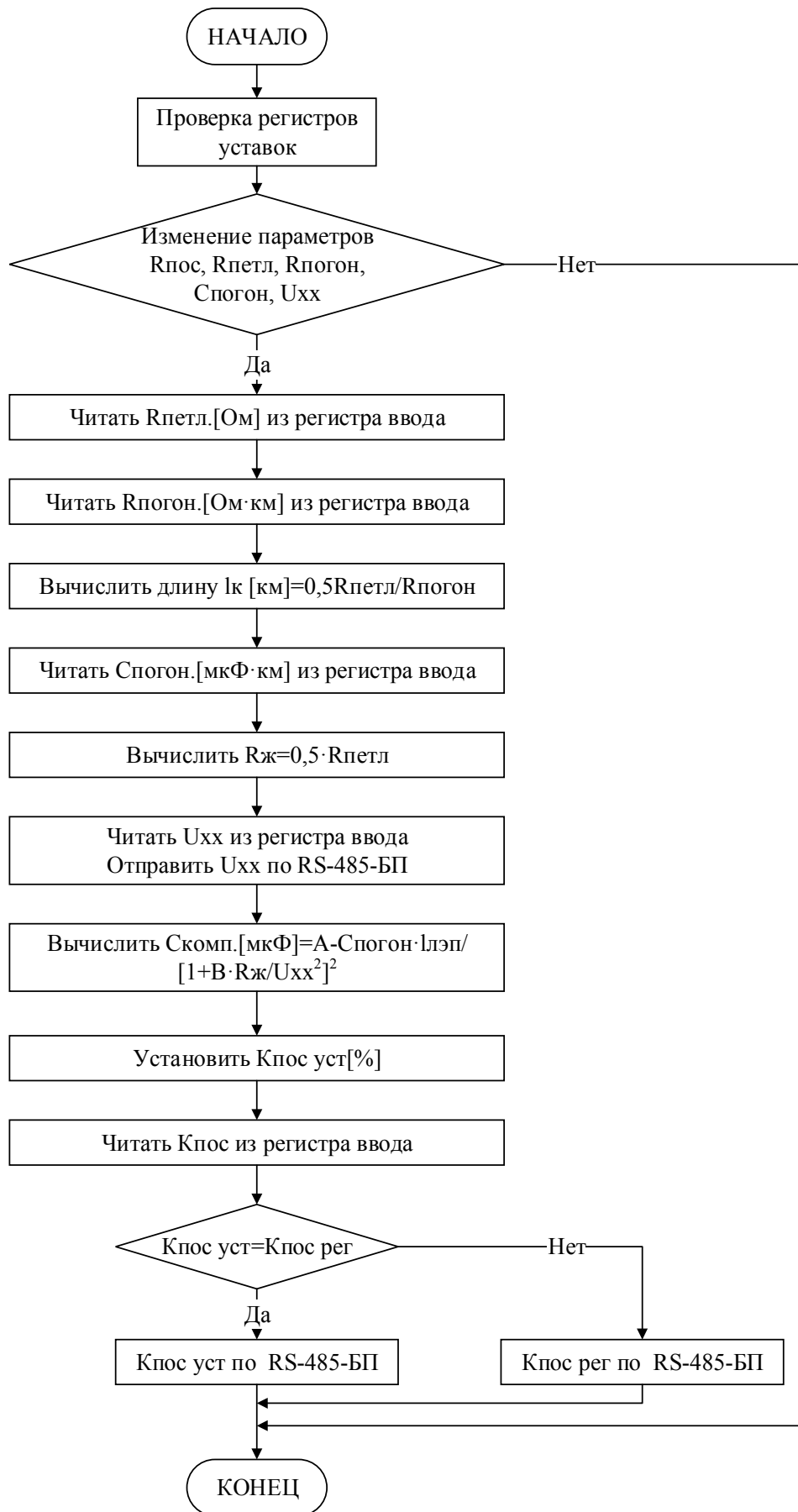


Рисунок 7.7 – Схема алгоритма «Настройка» СЭП ТНПА

На рисунке 7.8 представлен алгоритм «Переход на резервную сеть». Алгоритм обеспечивает автоматический либо ручной режим перехода работы СЭП ТНПА с основной питающей сети 380 В 50 Гц на резервную.

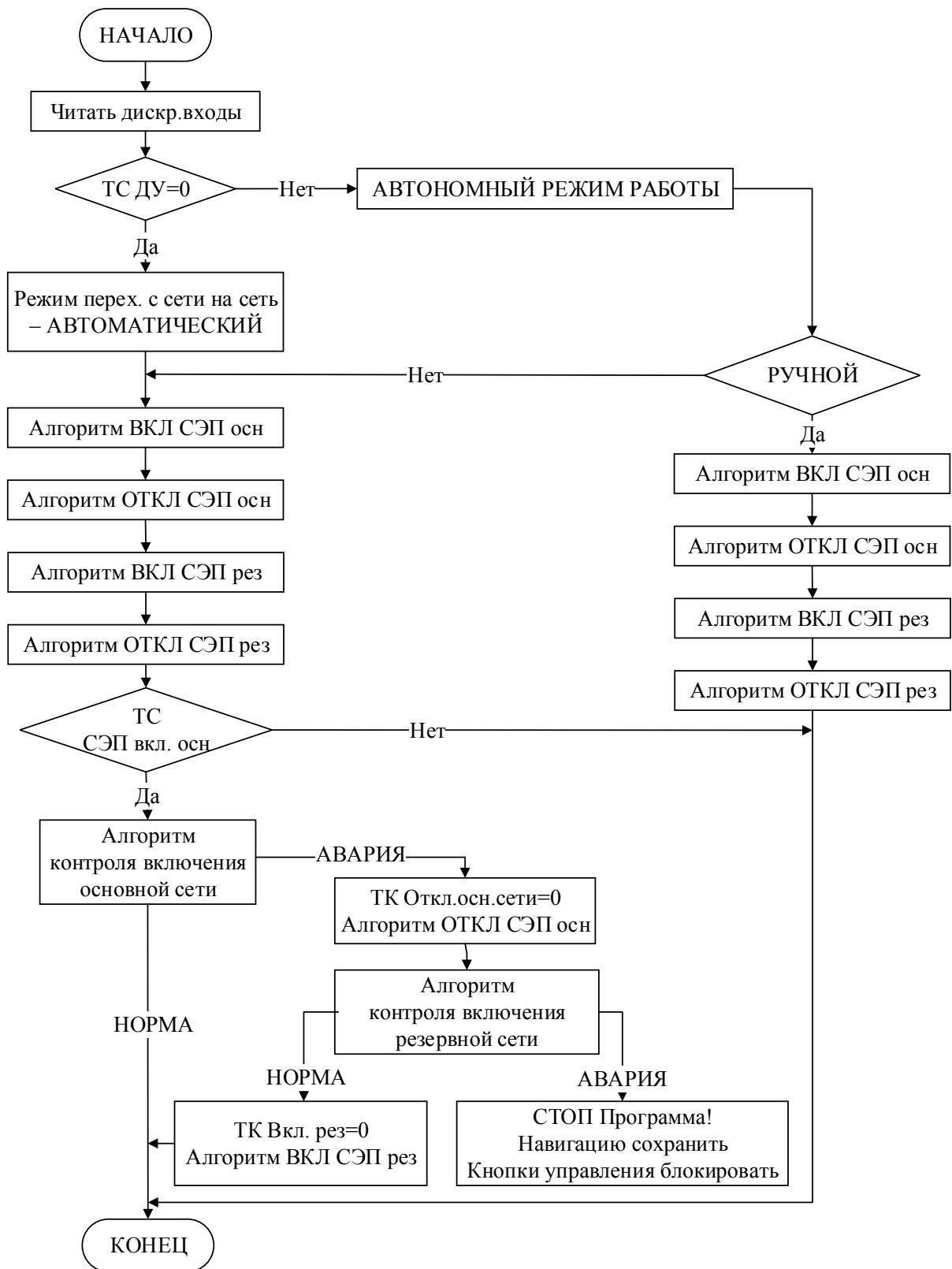


Рисунок 7.8 – Схема алгоритма «Переход на резервную сеть» СЭП ТНПА

На рисунке 7.9 представлен алгоритм «Включение» СЭП ТНПА. Работа алгоритма начинается с момента считывания информации ТС с дискретных входов микроконтроллера.

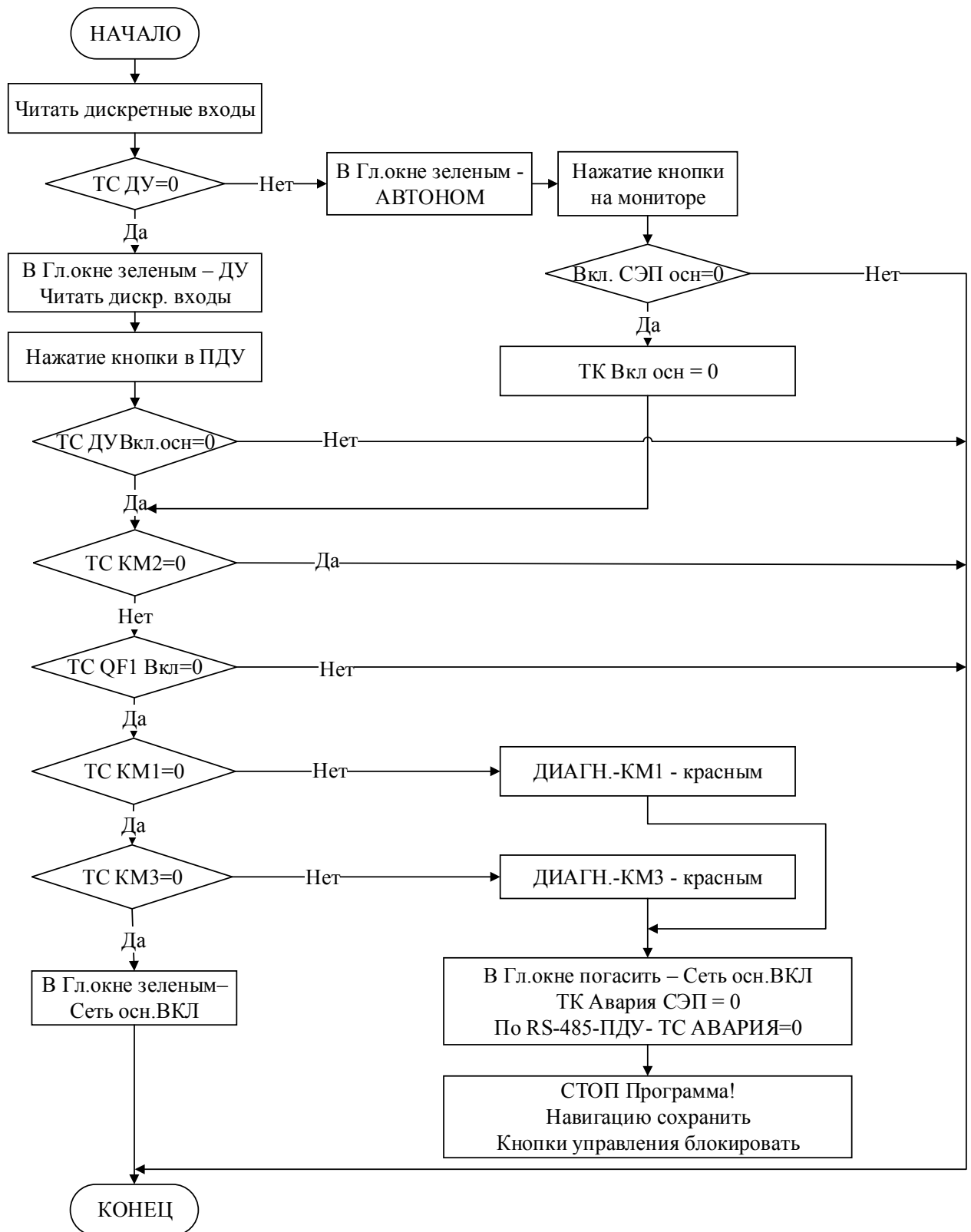


Рисунок 7.9 – Схема алгоритма «Включение» СЭП ТНПА

По ТС ДУ определяется режим работы СЭП ТНПА – автономный (АВТОНОМ.) или дистанционное управление (ДУ), при этом в ГЛАВНОМ ОКНЕ монитора подсвечивается зеленым цветом соответствующий транспарант. В режиме ДУ при нажатии кнопки включения основной сети «Вкл.осн.» в ПДУ происходит считывание ТС «ДУ Вкл.осн.» и ТС контактора КМ2, отвечающего за подключение резервной сети. Контактор КМ2 при работе от основной сети должен быть выключен, а вводной автомат QF1 включен, что обеспечит подачу команды на включение контакторов КМ1 и КМ3. При поступлении команды на включение в ГЛАВНОМ ОКНЕ монитора, подсвечивается зеленым цветом транспарант «Сеть осн. ВКЛ.». В случае несрабатывания контакторов КМ1 и КМ3 в окне «Диагностика» загорается красным цветом соответствующий транспарант, выдается команда «Авария СЭП» в ПДУ с записью в протокол.

В режиме АВТОНОМ. алгоритм включения СЭП идентичен режиму ДУ, кроме включения сети нажимаем кнопки «Вкл.» на главном окне монитора. По завершении алгоритма «Включение» СЭП ТНПА осуществляется переход к алгоритму «Работа» (см. рисунок 7.10). Алгоритм «Работа» СЭП ТНПА реализует следующие функции:

- обеспечение заданных выходных напряжений на нагрузках гаража заглубителя $U1G = 600 \text{ В}$ и $U2G = 300 \text{ В}$ и подводного аппарата $U1T = 600 \text{ В}$ и $U2T = 300 \text{ В}$;
- измерение сопротивления изоляции по двум шинам питания гаража-заглубителя $R1G$ и $R2G$ и подводного аппарата $R1T$ и $R2T$ в диапазоне от 80 до 400 кОм;
- измерение температуры внутрибوكсового пространства СЭП гаража-заглубителя TG и подводного аппарата TT в диапазоне от минус 10 до плюс 85 °С;
- передачу информации по каналу связи RS-485 и запись в протокол.

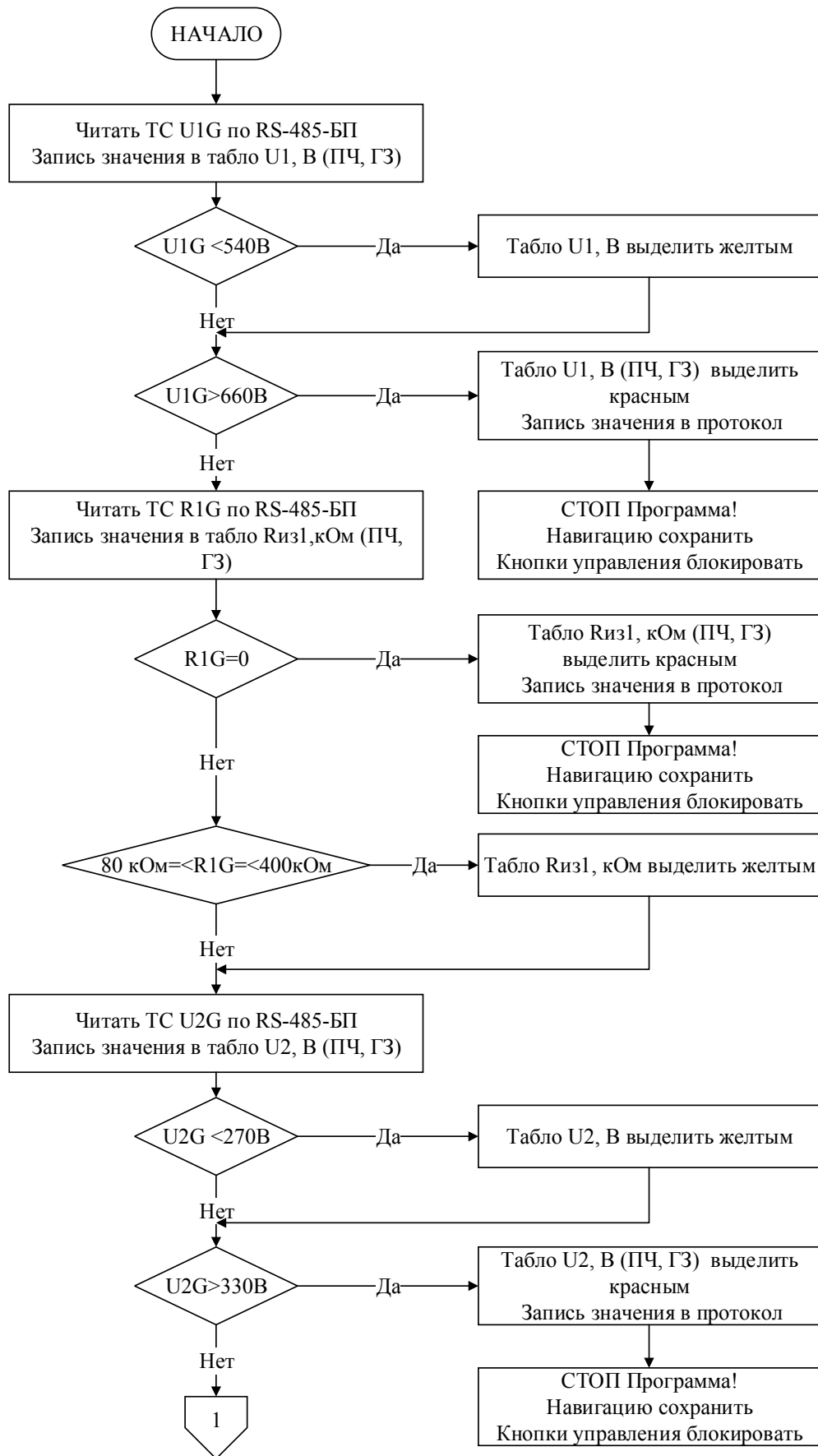


Рисунок 7.10 – Схема алгоритма «Работа» СЭП ТНПА
(начало, продолжение см. на с. 289, 290, 291)

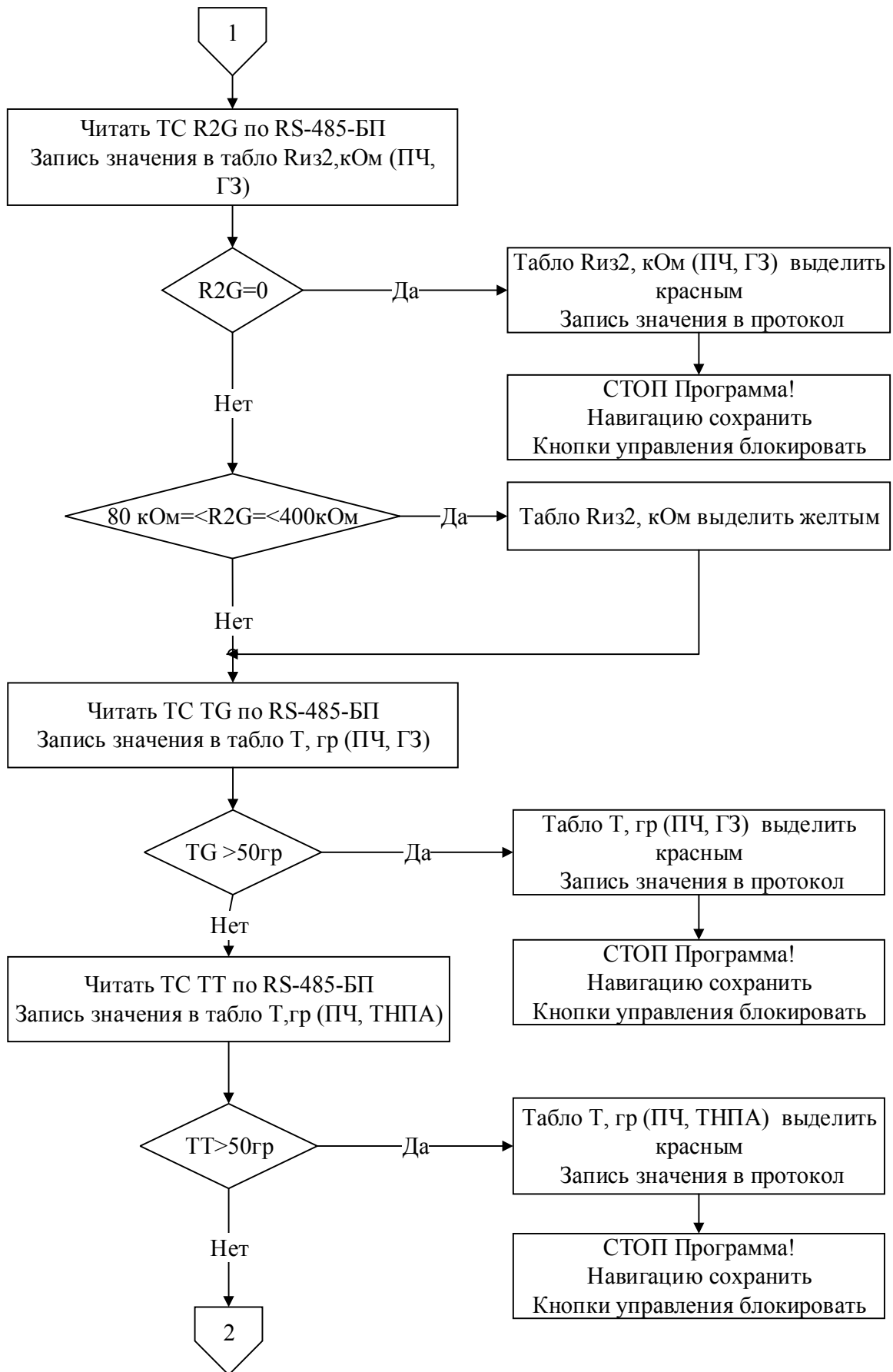


Рисунок 7.10 – Продолжение
(начало см. на с. 288, окончание на с. 291)

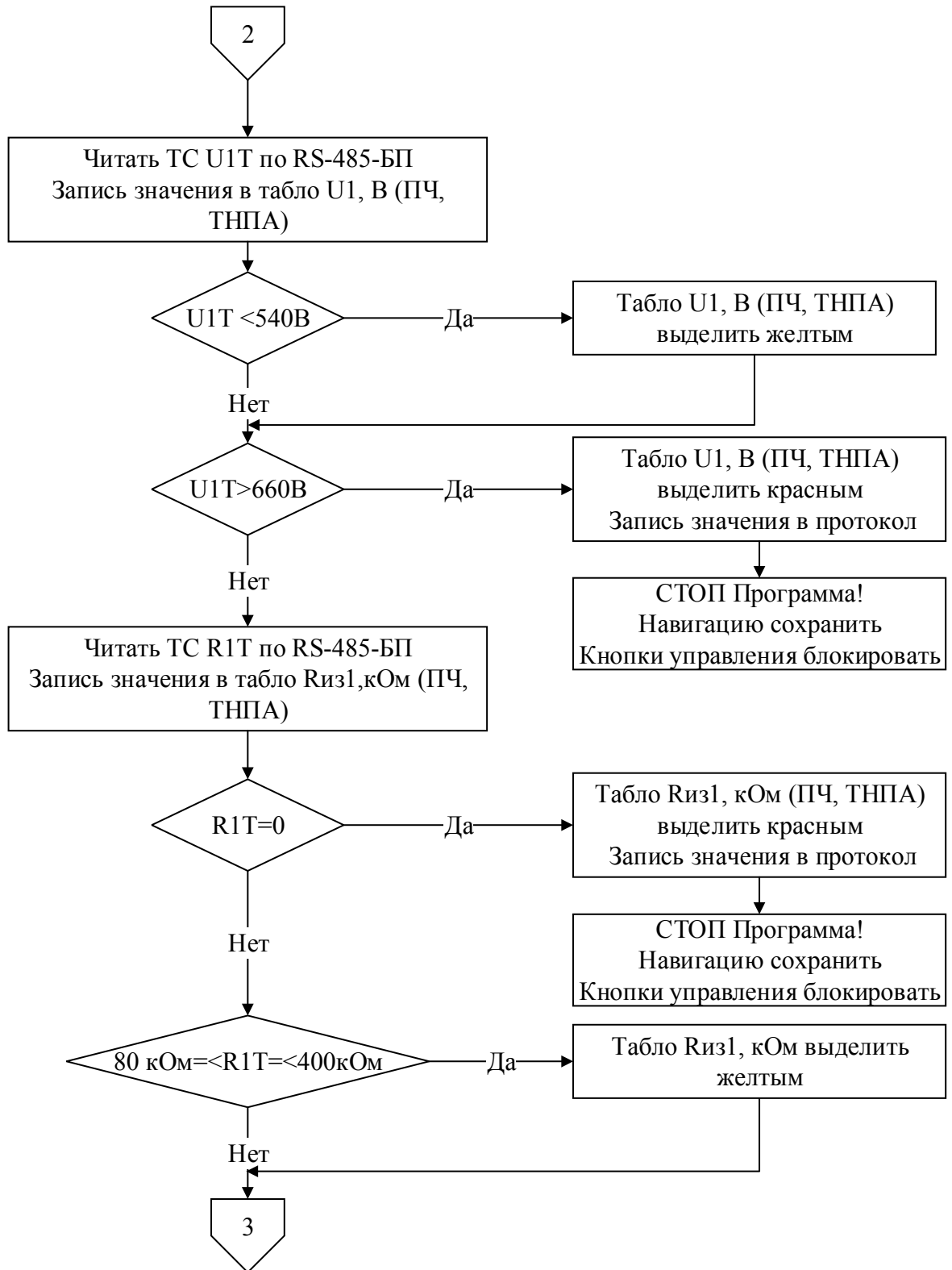


Рисунок 7.10 – Продолжение
(начало см. на с. 288, окончание на с. 291)

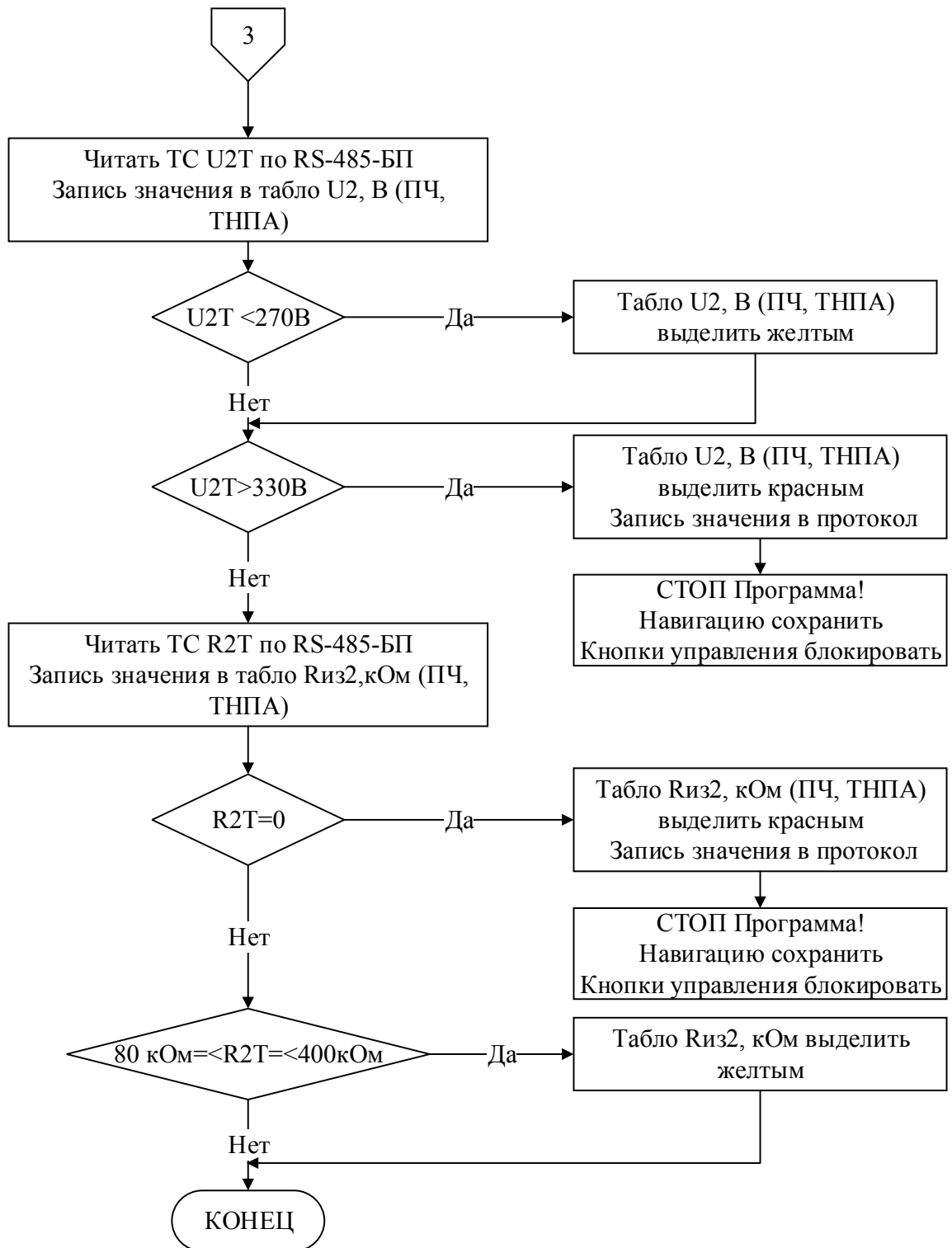


Рисунок 7.10 – Окончание
(начало см. на с. 288, продолжение на с. 289, 290)

В случае превышения выходного напряжения более 10 % относительно номинального значения, сопротивления изоляции ниже или равного 80 кОм и температуры внутрибоксового пространства более 50 °С осуществляется

автоматическая остановка работы СЭП ТНПА, при этом в ГЛАВНОМ ОКНЕ монитора соответствующий транспарант загорается красным цветом и происходит запись значения в протокол. Дальнейшая работа возможна только при полной перезагрузке всей системы.

При уменьшении выходного напряжения ниже 10 % относительно номинального значения и сопротивлении изоляции 80–400 кОм в ГЛАВНОМ ОКНЕ монитора соответствующий транспарант загорается желтым цветом, чтобы предупредить оператора о нештатном состоянии работы, при этом блокировка функционирования СЭП ТНПА и запись значения в протокол не осуществляется.

На рисунке 7.11 представлен алгоритм «Управление вентиляторами и термозащита».

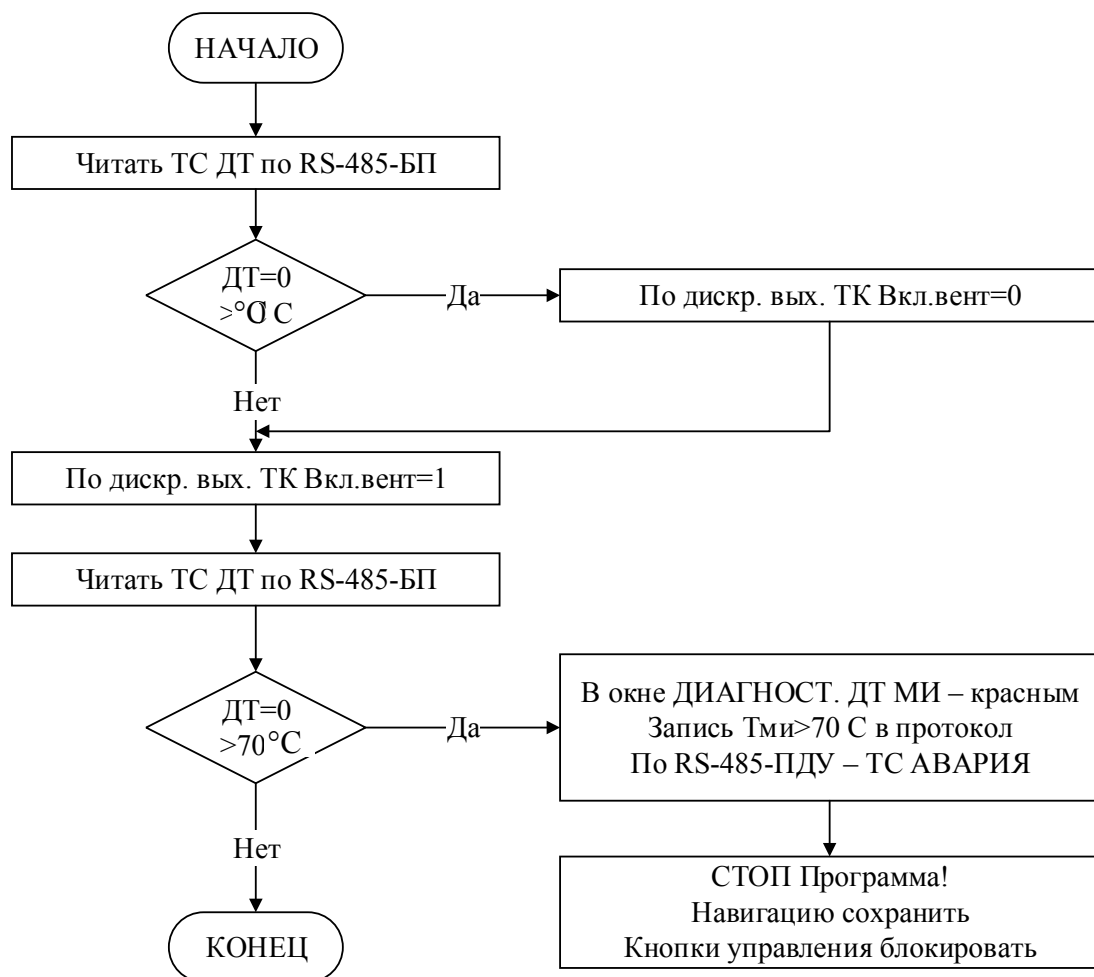


Рисунок 7.11 – Схема алгоритма «Управление вентиляторами и термозащита» СЭП ТНПА

Алгоритм обеспечивает своевременное включение вентиляторов охлаждения шести модулей инвертора, расположенных в блоках преобразователя бортовой части СЭП ТНПА, при превышении допустимой температуры более 50 °С.

В случае превышения температуры более 70 °С осуществляется автоматическая остановка работы СЭП ТНПА, в ГЛАВНОМ ОКНЕ монитора соответствующий транспарант загорается красным цветом и выполняется запись значения в протокол. Дальнейшая работа возможна только при полной перезагрузке всей системы.

Последним этапом в общем алгоритме работы СЭП ТНПА является алгоритм «Отключение» (см. рисунок 7.12). Алгоритм «Отключение» СЭП ТНПА реализует последовательное отключение системы от токопотребителей подводного аппарата и гаража-заглубителя, а также основной или резервной питающей сети с записью данных в протокол. Отключение СЭП ТНПА может происходить как в дистанционном режиме, так и в автономном от экрана монитора, расположенного на передней панели ШП, путем нажатия на кнопку «Выкл. сети» в ГЛАВНОМ ОКНЕ. После этого подается команда на отключение сети $TK_{\text{Откл.осн.}}$ или $TK_{\text{Откл.рез.}}$ со снятием управляющего сигнала в модулях инвертора и на сетевые контакторы КМ1 и КМ3 с подтверждением ТС о разомкнутом состоянии. В ГЛАВНОМ ОКНЕ гасится транспарант «Сеть осн. ВКЛ.».

Если не срабатывает любой из контакторов, в окне ДИАГНОСТИКА подсвечивается красным цветом соответствующий контактор и осуществляется запись данных в протокол, а система управления модулями инвертора автоматически переводит уставки в нулевое значение. Выключение СЭП ТНПА в таком режиме осуществляется путем установки вводного автомата в нижнее положение.

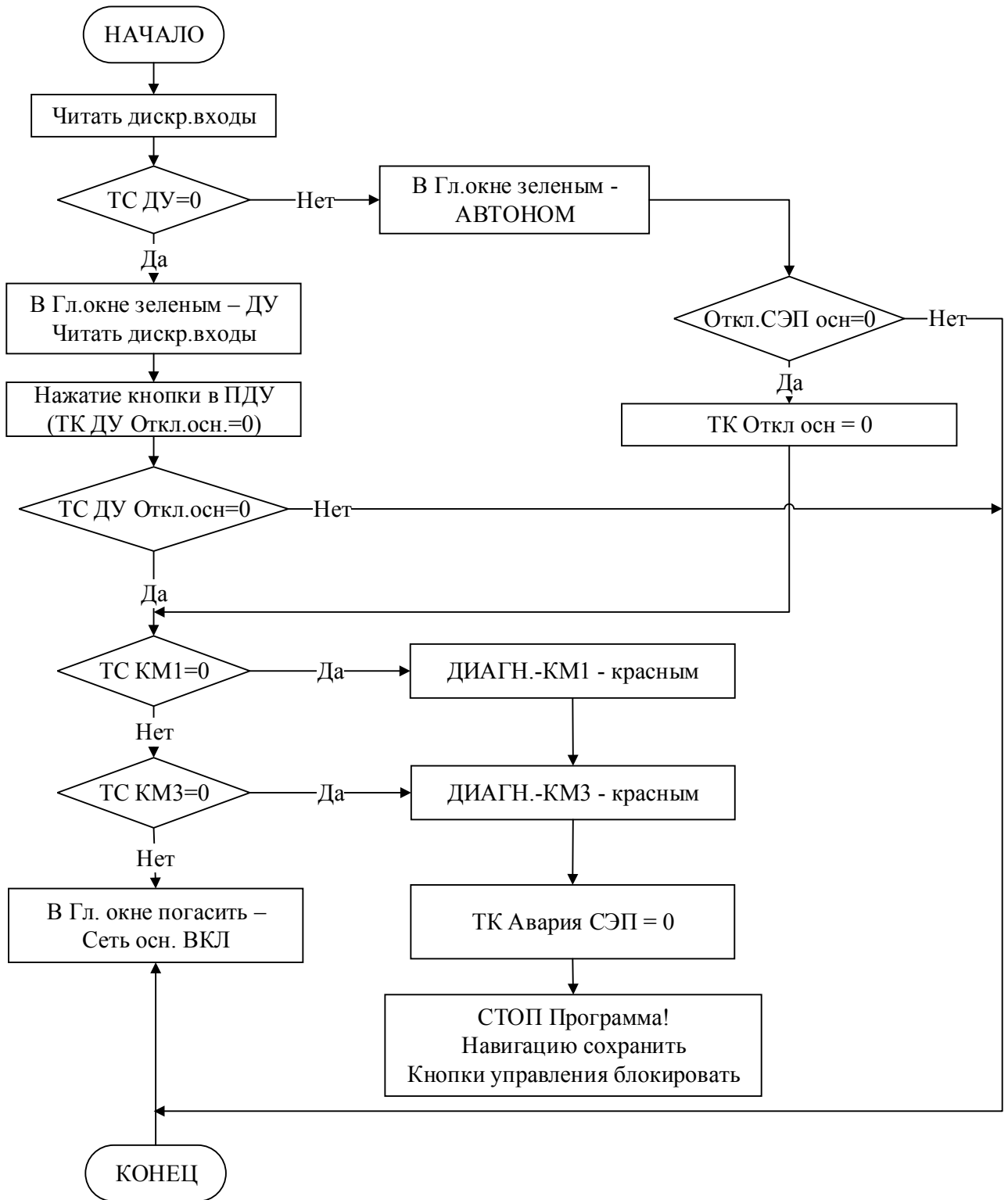


Рисунок 7.12 – Схема алгоритма «Отключение» СЭП ТПА

Таким образом, разработанный и реализованный алгоритм работы контроллера СЭП ТПА позволяет осуществить:

- управление, контроль и обмен данными по внутреннему интерфейсу RS-485 БП с устройством управления, расположенным в блоке преобразователей БП;
- управление, контроль состояния системы по каналам дискретного ввода-вывода;
- отображение информации на встроенном сенсорном мониторе;
- обработку сенсорного экрана;
- поддержку протокола обмена по внешнему интерфейсу ETHERNET с ПЭВМ, расположенного в пульте дистанционного управления;
- безопасную и надежную работу подводного аппарата.

7.4 Результаты экспериментальных исследований системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии на переменном токе

В результате экспериментальных исследований макетного образца СЭП ТНПА (см. рисунок 7.2) при длине кабель-троса 300 м и 6000 м получены ряд зависимостей изменения выходного напряжения на нагрузке $U_n(t)$ при пуске на холостом ходу и на номинальную нагрузку, при набросе нагрузки $I_n = 78$ А и сбросе, а также внешняя характеристика СЭП ТНПА.

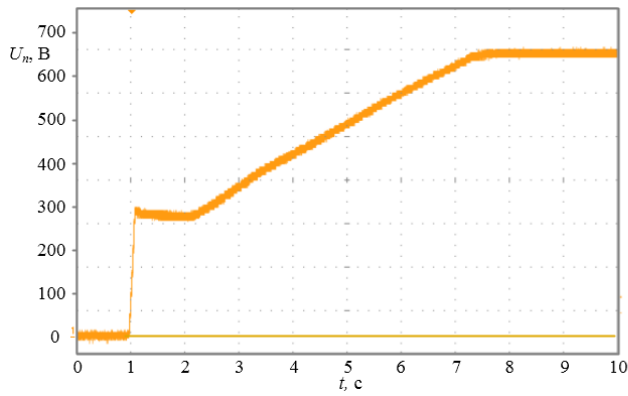
Экспериментальные исследования при длине кабель-троса 6000 м

На рисунке 7.13 представлены зависимости напряжения на нагрузке СЭП ТНПА от времени при пуске на холостом ходу.

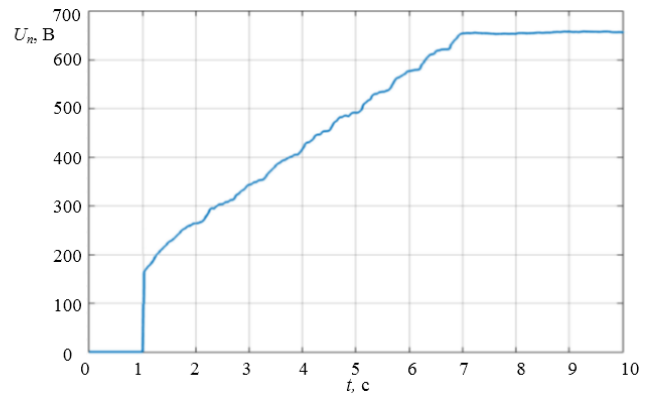
По виду характеристик (см. рисунок 7.13) определим качество переходного процесса, а именно перерегулирование σ , число колебаний n и время переходного процесса $t_{\text{пн}}$ (таблица 7.2).

Перерегулирование определяется по уравнению [113]:

$$\sigma = \frac{U_{n \max} - U_{n \text{уст}}}{U_{n \max}} 100; \quad (7.1)$$



а



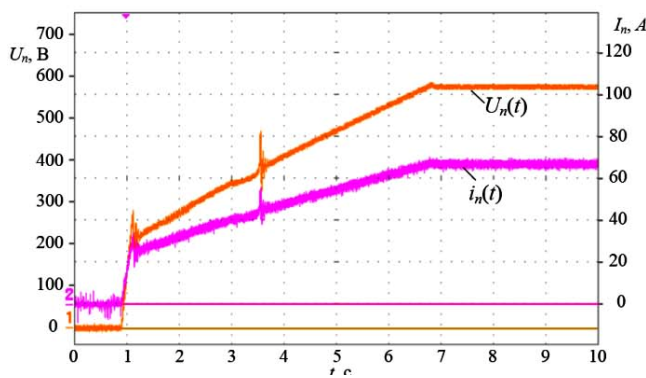
б

Рисунок 7.13 – Зависимости выходного напряжения СЭП ТНПА при пуске на холостом ходу: а – экспериментальная установка; б – имитационная модель

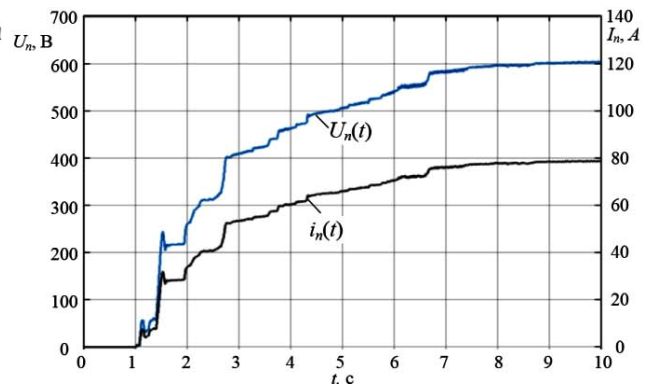
Таблица 7.2 – Параметры выходного напряжения СЭП ТНПА при пуске на холостом ходу

Параметр	$\sigma, \%$	n	$t_{пп}, \text{с}$
Экспериментальная установка	1,62	1	6,5
Имитационная модель	1,87	1	6,8

На рисунке 7.14 представлены зависимости напряжения на нагрузке СЭП ТНПА от времени при пуске на номинальную нагрузку, а в таблице 7.3 приведены его параметры.



а



б

Рисунок 7.14 – Зависимости выходного напряжения СЭП ТНПА при пуске на номинальную нагрузку: а – экспериментальная установка; б – имитационная модель

Таблица 7.3 – Параметры выходного напряжения СЭП ТНПА при пуске на номинальную нагрузку

Параметр	$\sigma, \%$	n	$t_{пп}, \text{с}$
Экспериментальная установка	1,2	1	5,8
Имитационная модель	1,1	1	6,5

На рисунке 7.15 представлена зависимость напряжения на нагрузке СЭП ТНПА при набросе тока нагрузки от нуля до номинального значения, а в таблице 7.4 приведены его параметры.

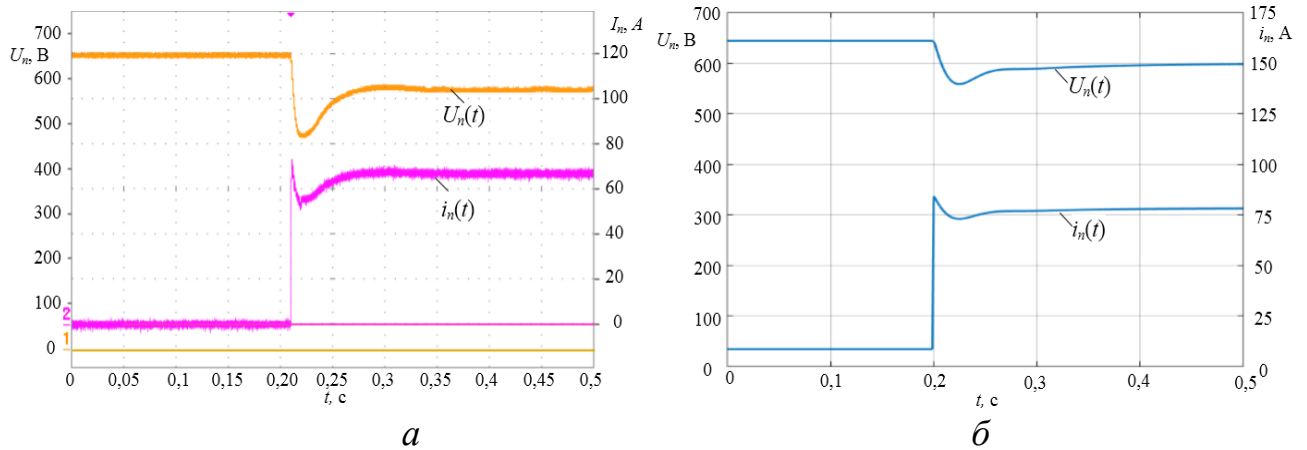


Рисунок 7.15 – Осциллограмма $U_n = f(t)$ при набросе тока нагрузки:

a – экспериментальная установка; b – имитационная модель

Таблица 7.4 – Параметры выходного напряжения СЭП ТНПА при набросе тока нагрузки

Параметр	$\sigma, \%$	n	$t_{пп}, \text{с}$
Экспериментальная установка	13,7	1	0,15
Имитационная модель	7,8	1	0,18

На рисунке 7.16 представлена зависимость напряжения на нагрузке СЭП ТНПА при сбросе тока нагрузки от номинального значения до нуля, а в таблице 7.5 приведены его параметры.

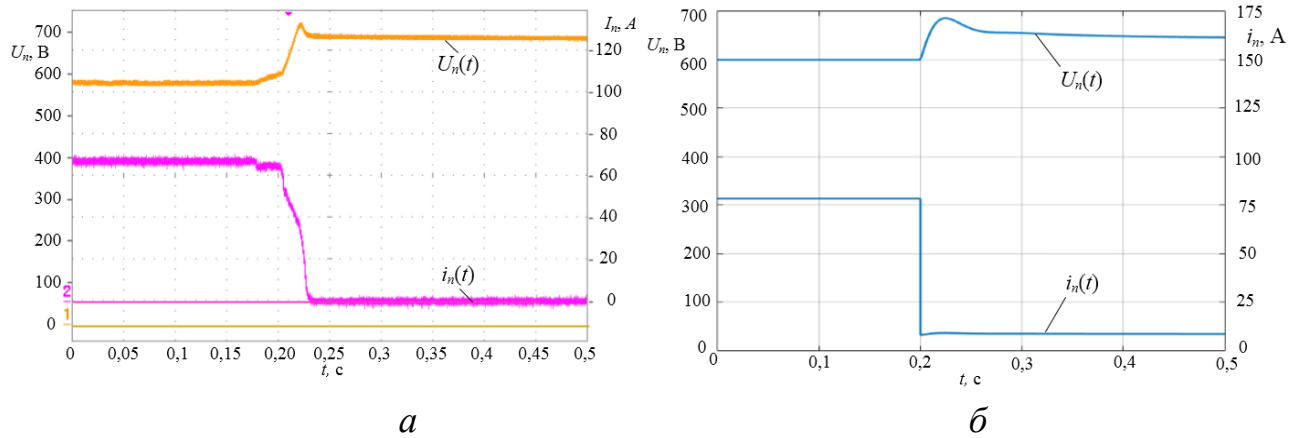


Рисунок 7.16 – Осциллограмма $U_n = f(t)$ при сбросе тока нагрузки:
a – экспериментальная установка; *б* – имитационная модель

Таблица 7.5 – Параметры выходного напряжения СЭП ТНПА при сбросе тока нагрузки

Параметр	$\sigma, \%$	n	$t_{\text{пп}}, \text{с}$
Экспериментальная установка	7,1	1	0,08
Имитационная модель	7,8	1	0,07

На рисунке 7.17 представлена внешняя характеристика разработанного макетного образца СЭП ТНПА и имитационной модели. По виду внешней характеристики макетного образца (рисунок 7.17,*a*) можно заключить, что она обладает достаточной жесткостью во всем диапазоне нагрузок – от холостого хода до номинального значения $\Delta U_n = 12,1 \%$.

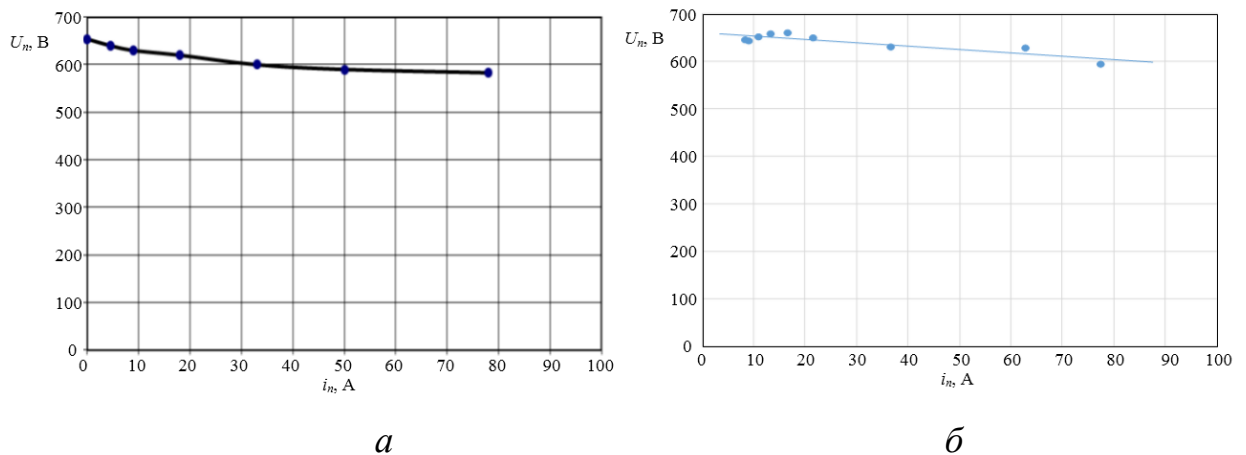


Рисунок 7.17 – Внешняя характеристика макетного образца СЭП ТНПА:
a – эксперимент; *б* – имитационная модель

Экспериментальные исследования при длине кабель-троса 300 м

На рисунке 7.18 представлены зависимости напряжения на нагрузке СЭП ТНПА от времени при пуске на холостом ходу.

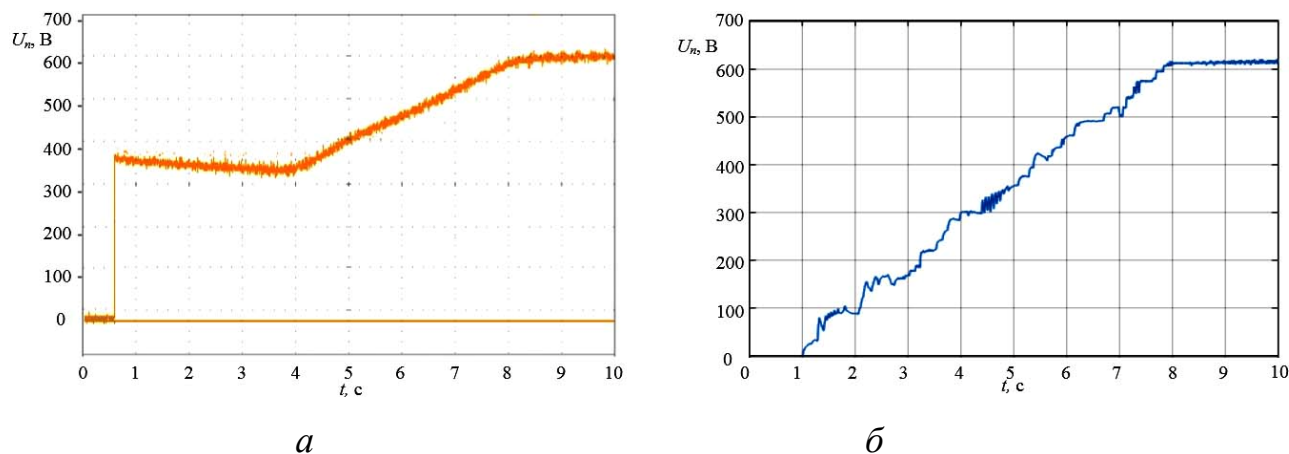


Рисунок 7.18 – Зависимости выходного напряжения СЭП ТНПА при пуске на холостом ходу: *а* – экспериментальная установка; *б* – имитационная модель

По виду характеристик определим перерегулирование, число колебаний и время переходного процесса (таблица 7.6).

Таблица 7.6 – Параметры выходного напряжения СЭП ТНПА при пуске на холостом ходу

Параметр	$\sigma, \%$	n	$t_{\text{пн}}, \text{с}$
Экспериментальная установка	1	1	7,3
Имитационная модель	1	1	7,0

На рисунке 7.19 представлены зависимости напряжения на нагрузке СЭП ТНПА от времени при пуске на номинальную нагрузку, а в таблице 7.7 приведены его параметры.

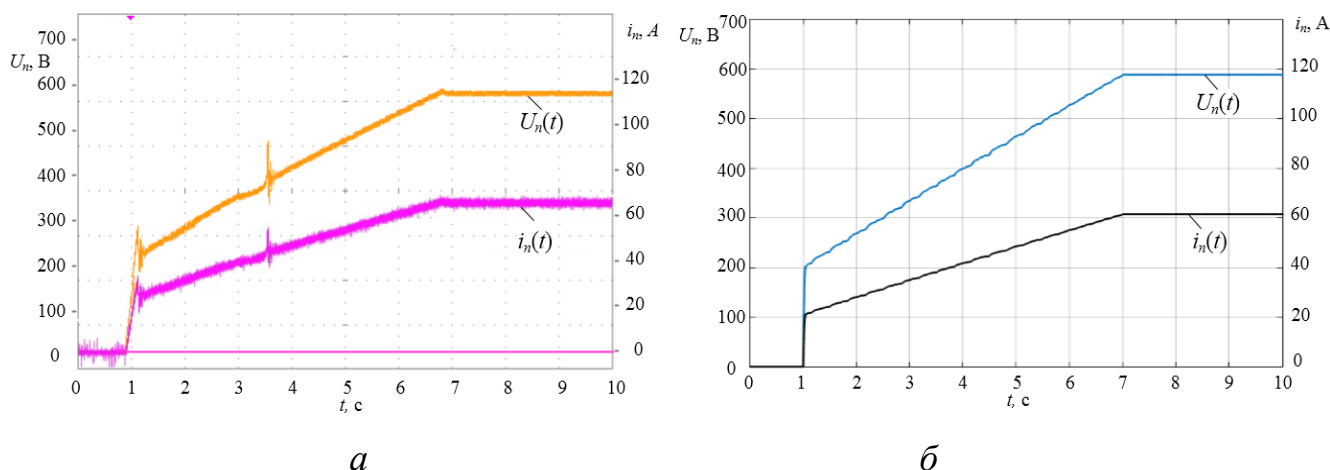


Рисунок 7.19 – Зависимости выходного напряжения СЭП ТНПА при пуске на номинальную нагрузку: *а* – экспериментальная установка; *б* – имитационная модель

Таблица 7.7 – Параметры выходного напряжения СЭП ТНПА при пуске на номинальную нагрузку

Параметр	$\sigma, \%$	n	$t_{пп}, c$
Экспериментальная установка	1,5	1	5,7
Имитационная модель	1,2	1	5,9

На рисунке 7.20 представлена зависимость напряжения на нагрузке СЭП ТНПА при набросе тока нагрузки от нуля до номинального значения, а в таблице 7.8 приведены его параметры.

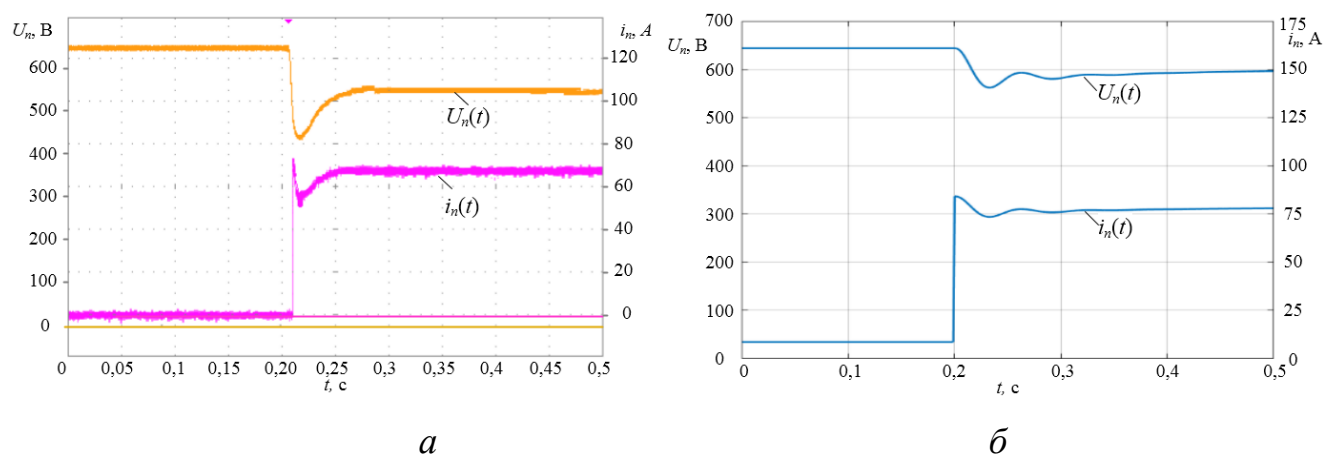


Рисунок 7.20 – Осциллограмма $U_H = f(t)$ при набросе тока нагрузки: *а* – экспериментальная установка; *б* – имитационная модель

Таблица 7.8 – Параметры выходного напряжения СЭП ТНПА при набросе тока нагрузки

Параметр	σ , %	n	$t_{пп}$, с
Экспериментальная установка	14,5	1	0,1
Имитационная модель	7,7	1	0,12

На рисунке 7.21 представлена зависимость напряжения на нагрузке СЭП ТНПА при сбросе тока нагрузки от номинального значения до нуля, а в таблице 7.9 приведены его параметры.

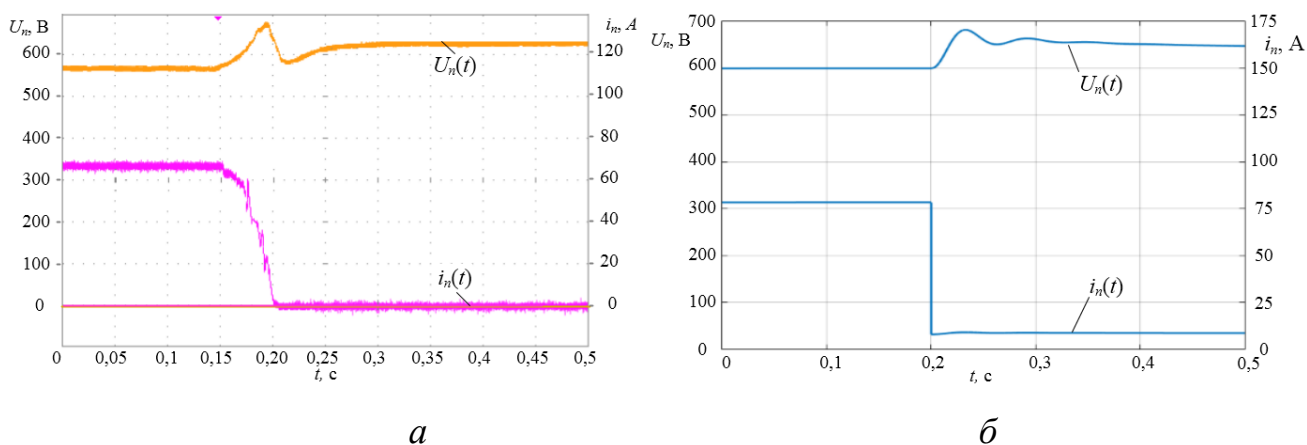


Рисунок 7.21 – Осциллограмма $U_n = f(t)$ при сбросе тока нагрузки:

a – экспериментальная установка; *б* – имитационная модель

Таблица 7.9 – Параметры выходного напряжения СЭП ТНПА при сбросе тока нагрузки

Параметр	σ , %	n	$t_{пп}$, с
Экспериментальная установка	6,0	1	0,15
Имитационная модель	7,0	1	0,15

На рисунке 7.22 представлена внешняя характеристика разработанного макетного образца СЭП ТНПА и имитационной модели. По виду внешней характеристики макетного образца (рисунок 7.22,*a*) можно сделать вывод, что она обладает достаточной жесткостью во всем диапазоне нагрузок – от холостого хода до номинального значения $\Delta U_n = 9,3$ %.

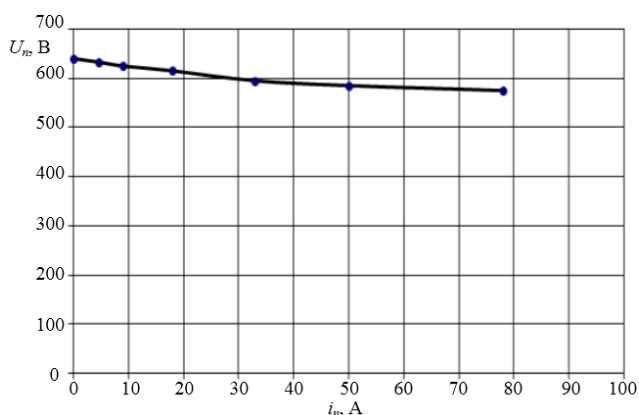
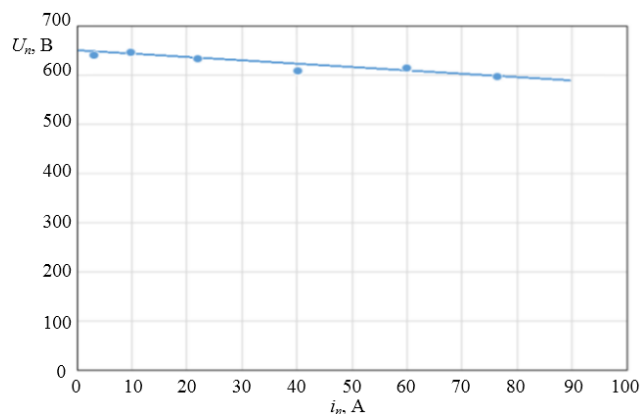
*a**б*

Рисунок 7.22 – Внешняя характеристика макетного образца СЭП ТНПА:
a – эксперимент; *б* – имитационная модель

Выводы по главе 7

1. Разработанная экспериментальная установка и методика исследований СЭП ТНПА позволяет воспроизводить основные режимы работы системы и получить зависимости выходных параметров напряжений и токов при пуске на холостом ходу, под нагрузкой, сбросе и набросе нагрузки.

2. Предложенные алгоритмы работы системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата обеспечивают согласованное функционирование всех элементов системы как в автономном, так и дистанционном режимах работы.

3. Результаты экспериментальных исследований подтверждают адекватность имитационной модели замкнутой СЭП ТНПА и подтвердили ее практическую применимость, так как расхождение между расчетными и измеренными параметрами выходного напряжения на нагрузке находится в пределах 13,7 %.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертации разработаны принципы и подходы к проектированию, оптимизации и технической реализации системы электропитания со звеном повышенной частоты и передачей энергии по кабель-тросу для подводной части телеуправляемого необитаемого подводного аппарата. Выполненные научные исследования представлены следующими новыми результатами:

1. Предложенная структура СЭП ТНПА со звеном повышенной частоты и передачей энергии по кабель-тросу (до 8000 м) на переменном токе позволяет обеспечить требуемое качество напряжения на подводном аппарате, высокие энергоэффективность и массогабаритные показатели системы.

2. Разработанные математические модели СЭП ТНПА позволяют исследовать с достаточной точностью статические и динамические процессы в системе с учетом реактивной составляющей тока кабель-троса при передаче энергии на переменном токе.

3. Синтезированные оптимальные регуляторы позволяют обеспечить требуемое качество напряжения в СЭП при изменении параметров кабель-троса и электрической нагрузки технологического оборудования ТНПА. Определены наиболее эффективные варианты структур оптимальных регуляторов при измерении напряжения на выходе бортовой части СЭП, позволяющие обеспечить стабильное напряжение на подводном аппарате.

4. Разработана методика и получены математические соотношения СЭП ТНПА, которые дают возможность обоснованно подойти к выбору величины напряжения и частоты при передаче энергии по кабель-тросу на переменном токе с учетом его собственной емкости.

5. Теоретически и экспериментально обосновано, что совмещение функций компенсирующих индуктивностей с функциями силовых трансформаторов (с учетом их индуктивностей рассеяния) обеспечивает улучшение массогабаритных показателей подводных частей систем электропитания

телеуправляемых необитаемых подводных аппаратов в 1,5–2 раза по сравнению с применением отдельных компенсирующих дросселей.

6. Предложена и экспериментально проверена методика теплового расчета погружных тороидальных трансформаторов (охлаждающая среда морская вода) с масляной заливкой. Погрешность между расчетными и измеренными значениями температурами не превышает 14 %.

7. Экспериментальные исследования на опытном образце СЭП ТНПА мощностью 47 кВт подтвердили правильность принятых допущений при разработке имитационной модели системы, расхождение результатов теоретических и экспериментальных данных не превышает 13,7 %.

8. За счет размещения системы управления и стабилизации в бортовой части СЭП ТНПА получены удельные характеристики системы электропитания подводной части не менее 2,5 кВт/кг, что сопоставимо с мировыми показателями.

9. Результаты теоретических и экспериментальных исследований, а также предложенные технические решения построения СЭП ТНПА по модульному принципу, позволяют повысить качество проектирования и эффективность таких систем, обеспечить необходимую мощность от 10 до 60 кВт путем соединения унифицированных модулей и сократить затраты на проведение опытно-конструкторских работ и натурных испытаний.

10. Разработанные и изготовленные в НИИ АЭМ ТУСУР промышленные образцы: СЭП УМБК; СЭП КМТС; СЭП ТНПК; СЭП Магеллан-1, внедрены и эксплуатируются на научно-исследовательских и специальных морских судах Российской Федерации.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

- АИН – автономный инвертор напряжения
- АКОР – аналитическое конструирование оптимальных регуляторов
- АНПА – автономный необитаемый подводный аппарат
- АЦП – аналого-цифровой преобразователь
- АЧХ – амплитудно-частотная характеристика
- БВ – блок вентиляторов
- БК – блок компенсации
- БП – блок питания
- БЧ – бортовая часть
- В – выпрямитель
- ВАХ – вольт-амперная характеристика
- ГЗ – гараж-заглубитель
- ДН – датчик напряжения
- ДТ – датчик тока
- ДУ – дистанционное управление
- ЕК – естественная конвекция
- ИП – источник питания
- К – коммутатор
- КМОП – комплементарная логика на транзисторах металл-оксид-полупроводник
- Кон. – конвертор
- КПД – коэффициент полезного действия
- КТ – кабель-трос
- ЛАЧХ – логарифмическая амплитудно-частотная характеристика
- МИ – модуль инвертора
- МНК – метод наименьших квадратов
- Н – нагрузка
- НПА – необитаемый подводный аппарат

П	– пропорциональный
ПДУ	– пульт дистанционного управления
ПИ	– пропорционально-интегральный
ПИД	– пропорционально-интегрально-дифференциальный
ПЛИС	– программируемая логическая интегральная схема
ПНПА	– полуавтономный необитаемый подводный аппарат
ПТФЭ	– политетрафторэтилен
ПТр	– погружной трансформатор
ПУ	– переключающее устройство;
ПХВ	– полихлорвинил
ПФ	– передаточная функция
ПЧ	– подводная часть
ПЭ	– полиэтилен
ПЭВМ	– персональная электронно-вычислительная машина
ПЭТФ	– полиэтилентерефталат
Р	– регулятор
РЭА	– радиоэлектронная аппаратура
СК	– синхронный компенсатор
СТК	– статический тиристорный компенсатор
СУ	– система управления
СЧ	– судовая часть
СЭП	– система электропитания
ТНПА	– телеуправляемый необитаемый подводный аппарат
Тр	– трансформатор
УВ	– управляемый выпрямитель
УВХ	– устройство выборки хранения
УЗиС	– устройство защиты и сопряжения
УИНС	– устройство измерения напряжения и сопротивления
УКИ	– устройство контроля изоляции
УКИ ВН	– устройство контроля изоляции высокого напряжения

УМ	– усилитель мощности
УП	– устройство питания
УПиЗ	– устройство питания и защиты
УС	– устройство сопряжения
УУ	– устройство управления
УУК	– устройство управления контакторами
Ф	– фильтр
ФРП	– фильтр радиопомех
ЦАП	– цифроаналоговый преобразователь
ШИМ	– широтно-импульсная модуляция
ШП	– шкаф питания
ЭДС	– электродвижущая сила
ЭТС	– эквивалентная тепловая схема

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Подводные аппараты для геологических исследований / под. ред. А. М. Игнатова. – Геленджик: ПО «Южморгеология», 1990. – 92 с.
2. Привязные подводные системы: Прикладные задачи статики и динамики / Н. И. Виноградов [и др.]. – СПб.: СПбГУ, 2000. – 313 с.
3. Войтов, Д. В. Телеуправляемые необитаемые подводные аппараты / Д. В. Войтов. – М: МОРКНИГА, 2012. – 506 с.
4. Подводные робототехнические комплексы: системы, технологии, применение / А. В. Инзарцев [и др.]. – Владивосток: ФГБУН Ин-т проблем морских технологий ДВО РАН, 2018. – 368 с.
5. Зарубежные самоходные необитаемые морские аппараты / А. А. Тарасенко [и др.]. – СПб.: АО «Санкт-Петербургское морское бюро машиностроения «Малахит», 2016. – 300 с.
6. Ястребов, В. С. Системы управления подводных аппаратов роботов / В. С. Ястребов, А. М. Филатов. – М.: Наука, 1984. – 85 с.
7. Ястребов, В. С. Телеуправляемые подводные аппараты / В. С. Ястребов. – Л.: Судостроение, 1985. – 232 с.
8. Электроэнергетические установки подводных аппаратов / В. С. Ястребов [и др.]. – Л.: Судостроение, 1987. – 123 с.
9. Егоров, В. И. Подводные буксируемые системы / В. И. Егоров. – Л.: Судостроение, 1981. – 304 с.
10. Научно-исследовательский институт специального машиностроения НУК СМ МГТУ им. Н.Э. Баумана: Отдел СМ4-2 Подводные системы [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://niism.bmstu.ru/otdelyi-nii-sm/sm4-2> (дата обращения: 25.03.2019).
11. Росгеология / Южморгеология [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://ymg.rosgeo.com/ru> (дата обращения: 25.03.2019).

12. ФГБУ науки Институт проблем морских технологий Дальневосточного отделения Российской академии наук [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.imtp.febras.ru> (дата обращения: 25.03.2019).
13. Государственный научный центр Российской Федерации АО «Концерн «Морское подводное оружие – Гидроприбор» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.gidropribor.ru> (дата обращения: 25.03.2019).
14. Центральное конструкторское бюро морской техники «Рубин» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.ckb-rubin.ru> (дата обращения: 25.03.2019).
15. Государственный научный центр РФ Центральный научно-исследовательский и опытно-конструкторский институт робототехники и технической кибернетики [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.rtc.ru> (дата обращения: 25.03.2019).
16. AC-CESS Remotely Operated Vision and Sense [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.ac-cess.com> (дата обращения: 25.03.2019).
17. NAVAL Technology [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.naval-technology.com> (дата обращения: 25.03.2019).
18. Energy Technologies [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.f-e-t.com> (дата обращения: 25.03.2019).
19. Ashtead Technology [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.ashtead-technology.com> (дата обращения: 25.03.2019).
20. Seamor Marine [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://seamor.com> (дата обращения: 25.03.2019).
21. Бочаров, Л. Н. Необитаемые подводные аппараты: состояние и общие тенденции развития. Ч. 1. / Л. Н. Бочаров // Электроника НТБ. – 2009. – № 7. – С. 62–69.
22. Бочаров, Л. Н. Необитаемые подводные аппараты: состояние и общие тенденции развития. Ч. 2. / Л. Н. Бочаров // Электроника НТБ. – 2009. – № 8. – С. 88–93.

23. Васильев, Б. Подводные технологии освоения арктического шельфа [Электронный ресурс] / Б. Васильев. – Режим доступа: <http://pro-arctic.ru/29/03/2016/technology/20833> (дата обращения: 21.03.2019).

24. Рулевский, В. М. Оптимизация электрического режима в системе электропитания телеуправляемого подводного аппарата с передачей энергии на переменном токе / В. М. Рулевский, Ю. Н. Дементьев, О. В. Бубнов // Современные техника и технологии: 12-я международная научно-практическая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых, г. Томск, 27 марта – 31 марта 2006 г.: труды в 2 т.: / Томский политехнический университет. – Томск: ТПУ, 2006. – Т. 1. – С. 285–287.

25. Рулевский, В. М. Система электропитания телеуправляемого подводного аппарата большой энерговооруженности: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.03 / Рулевский Виктор Михайлович. – Томск, 2006. – 196 с.

26. Российские технологии ROV [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://subboat.com/tnpa_gov.html (дата обращения: 21.03.2019).

27. Рулевский, В. М. Системы электропитания телеуправляемых подводных аппаратов / В. М. Рулевский, Ю. Н. Дементьев, О. В. Бубнов // Известия Томского политехнического университета. – 2004. – Т. 307. – № 5. – С. 120–123.

28. Рулевский, В. М. Массогабаритные характеристики системы электропитания в функции от рабочей глубины телеуправляемого подводного аппарата / В. М. Рулевский, Ю. Н. Дементьев, О. В. Бубнов // Известия Томского политехнического университета. – 2006. – Т. 309, № 1. – С. 163–167.

29. Разработка и моделирование подводных технических средств с передачей энергии по кабель-тросу / В.Н. Мишин [и др.] // Открытое образование. – 2011. – № 2–2. – С. 328–331.

30. Мишин, В. Н. Системы электропитания телеуправляемых подводных аппаратов переменного тока мощностью свыше 10 кВт / В. Н. Мишин, В. М. Рулевский, А. Г. Юдинцев // Известия Томского политехнического университета. – 2013. – Т. 322, № 4. – С. 107–110.

31. Мишин, В. Н. Система электропитания универсального многоканального телеуправляемого необитаемого буксируемого комплекса / В. Н. Мишин, В. М. Рулевский, А. А. Тарасенко // Электроника и электрооборудование транспорта. – 2014. – № 5. – С. 8–10.

32. Рулевский В.М. Техническая реализация и алгоритмическое обеспечение системы электропитания удаленного потребителя энергии / В.М. Рулевский // Доклады ТУСУР. – 2019. – Т. 22, № 2. – С. 128–134.

33. Рулевский В.М. Системы электропитания телеуправляемых подводных робототехнических комплексов / В.М. Рулевский, А.Г. Юдинцев, И.В. Целебровский, С.С. Баталов // Тезисы докладов всероссийской научно-практической конференции «Морское подводное оружие. Перспективы развития». СПб: ФГУП «Крыловский государственный научный центр». – 2015. – С. 78–82.

34. Рулевский В.М. Система энергоснабжения телеуправляемого подводного робототехнического комплекса / В.М. Рулевский // Тезисы докладов Одиннадцатой всероссийской научно-практической конференции «Перспективные системы и задачи управления»; Южный федеральный университет. – Ростов-на-Дону: Издательство Южного федерального университета, 2016. – С. 15–22.

35. Система электроснабжения телеуправляемого подводного аппарата с судна-носителя: пат. 46611 Рос. Федерация: МПК H01Q1/34; B60L9/00; B63N23/00 / В. Н. Мишин, О. В. Бубнов, В. М. Рулевский, Ю. Н. Дементьев, патентообладатель ТУСУР. – № 2005107228/22; заявл. 15.03.2005; опубл. 10.07.2005, Бюл. № 19. – 3 с.: ил.

36. Устройство для электроснабжения подводного аппарата с судна-носителя с компенсацией реактивной мощности в кабель-тросе: пат. 87581 Рос. Федерация: МПК H02J 3/18 / В. Н. Мишин, В. М. Рулевский, В. А. Пчельников, О. В. Бубнов, патентообладатель ТУСУР. – № 2008142707/22; заявл. 28.10.2008; опубл. 10.10.2009, Бюл. № 28. – 2 с.: ил.

37. Устройство для управления трехфазным автономным инвертором с помощью векторной ШИМ: пат. 117747 Рос. Федерация: МПК H02M 7/00 / В. Н. Мишин, В. А. Пчельников, В. М. Рулевский, А. Г. Юдинцев, В. Л. Иванов, патентообладатель ТУСУР. – № 2011152344/07; заявл. 21.12.2011; опубл. 27.06.2012, Бюл. № 18. – 15 с.: ил.

38. Система электроснабжения подводного телеуправляемого аппарата с судна-носителя (варианты): пат. 119905 Рос. Федерация: МПК G05F 1/54; H01Q 1/34 / В. Н. Мишин, В. А. Пчельников, В. М. Рулевский, А. Г. Юдинцев, патентообладатель ТУСУР. – № 2012117672/08; заявл. 27.04.2012; опубл. 27.08.2012, Бюл. № 24. – 4 с.: ил.

39. Система электроснабжения подводного аппарата с судна-носителя с компенсацией реактивной мощности в кабель-тросе (варианты): пат. 122530 Рос. Федерация: МПК H02J 3/18 / В. Н. Мишин, В. А. Пчельников, В. М. Рулевский, А. Г. Юдинцев, патентообладатель ТУСУР. – № 2012124602/07; заявл. 14.06.2012; опубл. 27.11.2012, Бюл. № 33. – 3 с.: ил.

40. Преобразователь напряжения с защитой от перегрузки: пат. 126220 Рос. Федерация: МПК H02H7/10; H02H 7/122; H02M 7/527 / В. Н. Мишин, В. А. Пчельников, В. М. Рулевский, А. Г. Юдинцев, Ю. А. Кремзуков, патентообладатель ТУСУР. – № 2012146695/07; заявл. 01.11.2012; опубл. 20.03.2013, Бюл. № 8. – 7 с.: ил.

41. Система электроснабжения подводного телеуправляемого аппарата: пат. 126217 Рос. Федерация: МПК H02G 9/02 / В. Н. Мишин, В. А. Пчельников, В. М. Рулевский, А. Г. Юдинцев, Н. Н. Цебенко, патентообладатель ТУСУР. – № 2012147664/07; заявл. 08.11.2012; опубл. 20.03.2013, Бюл. № 8. – 1 с.

42. Устройство для электроснабжения подводного аппарата с борта судна-носителя: пат. 156356 Рос. Федерация: МПК H02J 3/36 / В. Н. Мишин, В. М. Рулевский, В. А. Пчельников, А. Г. Юдинцев, патентообладатель ТУСУР. – № 2014141683/07; заявл. 15.10.2014; опубл. 10.11.2015, Бюл. № 31. – 5 с.: ил.

43. Устройство для электроснабжения телеуправляемого необитаемого аппарата с борта судна-носителя на постоянном токе: пат. 158319 Рос. Федерация:

МПК H02J 3/18 / В. Н. Мишин, В. М. Рулевский, В. А. Пчельников, А. Г. Юдинцев, А. А. Безрученко, патентообладатель ТУСУР. – № 2015109519/02; заявл. 18.03.2015; опубл. 27.12.2015, Бюл. № 36. – 2 с.

44. Устройство передачи мощности постоянного тока к телеуправляемому необитаемому подводному аппарату: пат. 163748 Рос. Федерация: МПК H02J 1/14 / В. Н. Мишин, В. М. Рулевский, А. Г. Юдинцев, В. Е. Бурцев, патентообладатель ТУСУР. – № 2015151299/07; заявл. 30.11.2015; опубл. 10.08.2016, Бюл. № 22. – 5 с.: ил.

45. Рулевский, В. М. Математическое моделирование системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе в пакете Matlab/Simulink [Электронный ресурс] / В. М. Рулевский, Д. Ю. Ляпунов // Современные проблемы науки и образования. – 2015. – №2. – С. 210. – Режим доступа: <http://science-education.ru/ru/article/view?id=20930> (дата обращения: 21.03.2019).

46. Rulevskiy, V. M. Autonomous inverters' PWM methods for remotely controlled unmanned underwater vehicles / V. M. Rulevskiy, A. A. Pravikova, D. Y. Lyapunov // 2016 2nd International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM): proceedings, Chelyabinsk, May 19-20, 2016. – Chelyabinsk: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2016. – P. 7911641.

47. Математическая модель системы электропитания телеуправляемого подводного аппарата с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе / А. А. Правикова, В. М. Рулевский, Д. Ю. Ляпунов, В. Г. Букреев // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2017. – Т. 20, № 1. – С. 131–135.

48. The power supply system model of the process submersible device with AC power transmission over the cable-rope / V. M. Rulevskiy [et. al.] // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. 10. International Conference on Mechanical Engineering, Automation and Control Systems 2016 (MEACS): proceedings, Tomsk,

October 27-29, 2017. – Tomsk: Institute of Physics Publishing, 2017. – Vol. 177 (1). – P. 012098.

49. Mathematical model for the power supply system of an autonomous object with an AC power transmission over a cable rope / V. M. Rulevskiy [et. al.] // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. 10. International Conference on Mechanical Engineering, Automation and Control Systems 2016 (MEACS): proceedings, Tomsk, October 27–29, 2017. – Tomsk: Institute of Physics Publishing, 2017. – Vol. 177 (1). – P. 012073.

50. Программа моделирования системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата с передачей электроэнергии по кабель-тросу на переменном токе / В. М. Рулевский, А. А. Правикова, Д. Ю. Ляпунов, В. Г. Букреев, Ю. А. Шурыгин, правообладатель ТУСУР. – Свидетельство ГР программы для ЭВМ № 2017618323, заявка № 2017612776 от 03.04.2017, зарег. в Реестре программ для ЭВМ 28.07.2017.

51. Рулевский, В. М. Синтез субоптимального регулятора напряжения в системе электропитания глубоководного аппарата / В. М. Рулевский, В. Г. Букреев, Е. Б. Шандарова // Электротехнические системы и комплексы. – 2018. – № 3 (40). – С. 47–54.

52. Букреев, В. Г. Многомерная модель системы электропитания погружного технологического оборудования / В. Г. Букреев, Е. Б. Шандарова, В. М. Рулевский // Известия Томского политехнического университета. Инжиниринг георесурсов. – 2018. – Т. 329, № 4. – С. 119–131.

53. Оптимизация регулятора напряжения в системе электропитания глубоководных аппаратов / В.М. Рулевский, В.Г. Букреев, Е.Б. Шандарова, В.А. Чех // Робототехника и техническая кибернетика. – СПб.: ЦНИИ РТК, 2019. – Т. 7, № 1. – С. 71–79.

54. Букреев, В. Г. Нелинейная модель системы электропитания погружных объектов с учетом изменения длины кабель-троса / В. М. Рулевский, Е. Б. Шандарова // Известия Томского политехнического университета. Инжиниринг георесурсов. – 2018. – Т. 329, № 11. – С. 114–123.

55. Рулевский, В. М. Аппроксимация нелинейной математической модели системы электропитания глубоководного аппарата / В. М. Рулевский, В. Г. Букреев, Е. Б. Шандарова // Доклады ТУСУР. – 2018. – Т. 23, № 3. – С. 85–92.
56. Bukreev, V. G. Power supply system model of remote processing equipment / Bukreev V. G., Shandarova E. B., Rulevskiy V. M. // Bulletin of the Tomsk Polytechnic University. Geo Assets Engineering. – 2018. – Vol. 329 (4). – P. 119–131.
57. Рулевский, В.М. Особенности проектирования и моделирования систем электропитания глубоководных робототехнических аппаратов / В.М. Рулевский, В.Г. Букреев, А.А. Правикова // 10-я Всероссийская мультиконференция по проблемам управления. – Геленджик, 2017. – С. 207–209.
58. Рулевский, В. М. Система электропитания телеуправляемого необитаемого подводного комплекса с компенсацией реактивной мощности / В. М. Рулевский // Морские интеллектуальные технологии. – 2014. – Т. 1, № 2 (24). – С. 17–21.
59. Рулевский В.М. Методы стабилизации напряжения тиристорных выпрямителей с высокоомной линией сети переменного тока / В.М. Рулевский // VIII Всероссийская научная конференция с международным участием «Решетневские чтения». Красноярск. – 2004. – С.68–69.
60. Рулевский В.М. Методика определения оптимального напряжения и частоты переменного тока в трехфазном кабель-тросе системы электропитания подводного аппарата / В.М. Рулевский // Доклады ТУСУР. – 2019. – Т. 22, № 2. – С. 121–127.
61. Рулевский, В. М. Особенности тепловых режимов работы погружных трансформаторов систем электропитания телеуправляемых необитаемых подводных аппаратов / В. М. Рулевский // Тепловые процессы в технике. – 2015. – Т. 7, № 1. – С. 43–48.
62. Система электропитания глубоководного аппарата с высоковольтной передачей энергии постоянного тока по кабель-тросу / В. М. Рулевский [и др.] // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2018. – № 1 (195). – С. 155–167.

63. Юдинцев, А. Г. Система управления трёхфазным автономным инвертором с векторной широтно-импульсной модуляцией / А. Г. Юдинцев, В. М. Рулевский // *Фундаментальные исследования*. – 2015. – № 5-1. – С. 168–173.

64. Программа управления автономным инвертором напряжения на базе широтно-импульсной модуляции с предмодуляцией третьей гармоникой / В. М. Рулевский, Д. Ю. Ляпунов, А. А. Правикова, правообладатель ТУСУР. – Свидетельство ГР программы для ЭВМ № 2016615977, заявка № 2016613477 от 11.04.2016, зарег. в Реестре программ для ЭВМ 20.07.2016.

65. Рулевский, В. М. НИИ автоматики и электромеханики – в области создания систем электропитания телеуправляемых необитаемых подводных аппаратов / В. М. Рулевский, В. А. Пчельников, Ю. А. Шурыгин // *Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники*. – 2017. – Т. 20, № 3. – С. 31–34.

66. Рулевский, В. М. Управление трехфазным автономным инвертором напряжения с предмодуляцией третьей гармоники в системе электропитания глубоководного аппарата / В. М. Рулевский, А. Г. Юдинцев, В. А. Чех // *Вестник государственного университета морского и речного флота им. адмирала С.О. Макарова*. – 2018. – Т. 10, № 5. – С. 1075–1086.

67. Voltage stabilizer in power supply of underwater / V. M. Rulevskiy [et. al.] // *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*. 10. International Conference on Mechanical Engineering, Automation and Control Systems 2017 – Simulation and Automation of Production Engineering (MEACS 2017): proceedings, Tomsk, December 4– 6. – Tomsk: Institute of Physics Publishing, 2018. – Vol. 327 (2). – P. 022018.

68. ГОСТ Р 56960-2016. Аппараты необитаемые подводные. Классификация [Электронный ресурс]. – М.: Стандартинформ, 2017. – Режим доступа: <http://docs.cntd.ru/document/1200136057> (дата обращения: 22.03.2019).

69. Герасимов, В. А. Структура системы электроснабжения автономного необитаемого подводного аппарата / В. А. Герасимов, А. Ю. Филоженко, П. И. Чепурин // *Известия ЮФУ. Технические науки*. – 2013. – № 2. – С. 24–32.

70. Автономные подводные роботы: системы и технологии / М. Д. Агеев [и др.] ; под общ. ред. М. Д. Агеева. – М.: Наука, 2005. – 398 с.
71. Дмитриев, А. Н. Проектирование подводных аппаратов / А. Н. Дмитриев. – Л.: Судостроение, 1978. – 235 с.
72. Волков, В. С. Электроника и электрооборудование транспортных и транспортно-технологических комплексов: учеб. для вузов / В. С. Волков. – М.: Академия, 2011. – 368 с.: ил. (Высшее профессиональное образование. Транспорт). – ISBN 978-5-7695-7128-2.
73. Максимов, Ю. И. Новые источники и преобразователи электронной энергии на судах / Ю. И. Максимов. – Л.: Судостроение, 1980. – 224 с.
74. Розанов, Ю. К. Силовая электроника: учебник / Ю. К. Розанов, М. В. Рябчицкий, А. А. Кваснюк. – М.: ИД «МЭИ», 2007. – 632 с.
75. Зиновьев, Г. С. Силовая электроника: учебное пособие / Г. С. Зиновьев. – 5-е изд., испр. и доп. – М.: Юрайт, 2015. – 667 с. – (Бакалавр. Углубленный курс).
76. Мыцк Г.С. Поисковое проектирование устройств силовой электроники: учебное пособие / Г.С. Мыцк, А.В. Бериллов, В.В. Михеев – М.: Издательский дом МЭИ, 2010. – 284 с.
77. Семёнов, Б. Ю. Силовая электроника: профессиональные решения / Б. Ю. Семёнов. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2011. – 416 с.
78. Петрович, В. П. Силовые преобразователи электрической энергии / В. П. Петрович, Н. А. Воронина, А. В. Глазычев. – Томск: Изд-во ТПУ, 2009. – 240 с.
79. Хоровиц, П. Искусство схемотехники : пер. с англ. / П. Хоровиц, У. Хилл. – 7-е изд., перераб. и доп. – М.: Мир, БИНОМ, 2011. – 704 с.
80. Howe, V. M. Power System Considerations for Undersea Observatories / V. M. Howe, H. Krikham // IEEE Journal of Oceanic Engineering. – 2002. – Vol. 27, No 2. – P. 267–274.

81. Дмитриков, В. Ф. Повышение эффективности преобразовательных и радиотехнических устройств / В. Ф. Дмитриков, В. В. Сергеев, И. Н. Самылин. – М.: Радио и связь, 2005. – 424 с.
82. Воронин, П. А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение / П. А. Воронин. – М.: ДОДЕКА, 2005. – 384 с.
83. Roberts, S. DC/DC Book of Knowledge Practical tips for the User / S. Roberts. – Gmunden: RECOM Engineering, 2014. – 234 p.
84. Блум, Х. Схемотехника и применение мощных импульсных устройств / Х. Блум. – М.: Додэка-XXI, 2008. – 352 с. (Силовая электроника). – ISBN 978-5-94120-191-4.
85. Каракаев, А.Б. Коммутационная контролепригодность судовых электроэнергетических систем и их элементов : монография / А. Б. Каракаев, А. В. Луканин. – Санкт-Петербург: Лема, 2014. – 184 с.
86. Мэк, Р. Импульсные источники питания. Теоретические основы проектирования и руководство по практическому применению / Р. Мэк. – М.: Додэка-XXI, 2008. – 272 с. (Силовая электроника). – ISBN 978-5-94120-172-3.
87. Герасимов, В. А. Управление ключами автономного инвертора и защита от перенапряжений / В. А. Герасимов, А. Ю. Филоженко, П. И. Чепурин // Перспективные системы и задачи управления: Материалы 9-й всероссийской научно-практической конференции. – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2014. – С. 300–314.
88. Mohan, N. Power electronics / N. Mohan. – 1995. – 802 p.
89. Колпаков, А. И. проблемы проектирования IGBT-инверторов: перенапряжения и снабберы // Компоненты и технологии. – 2008. – № 5. – С. 98–103.
90. Мелешин, В. И. Транзисторная преобразовательная техника / В. И. Мелешин. – М.: Техносфера, 2006. – 632 с.
91. Мелешин, В. И. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии / В.И. Мелешин, Д. А. Овчинников. – М.: Техносфера, 2011. – 576 с.

92. Попков, О. З. Основы преобразовательной техники: учеб. пособие для вузов / О. З. Попков. – 3-е изд., стер. – М.: ИД МЭИ, 2010. – 200 с.
93. Фомичев, Ю. М. Электроника. Элементная база, аналоговые и цифровые функциональные устройства: учеб. пособие / Ю. М. Фомичев, В. М. Сергеев; Томский политехнический университет. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2011. – 275 с.
94. Браун, М. Источники питания. Расчет и конструирование : пер. с англ. / М. Браун. – Киев: МК-Пресс, 2007. – 288 с.
95. Пупков, К. А. Методы классической и современной теории автоматического управления: учебник в 5 т.. – 2-е изд., перераб. и доп. – Т. 1: Математические модели, динамические характеристики и анализ систем автоматического управления / под. ред. К. А. Пупкова, Н. Д. Егупова. – М.: Издательство МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2004. – 656 с.
96. Сукер, К. Силовая электроника: руководство разработчика : пер. с англ. / К. Сукер. – М.: Додэка- XXI, 2007. – 252 с. – ISBN 978-5-94120-173-0.
97. Герман-Галкин, С. Г. Силовая электроника: лабораторные работы на ПК / С. Г. Герман-Галкин. – СПб.: Корона принт, 2002. – 304 с. – ISBN 5-7931-0087-3.
98. Штерн, М. И. Силовая электроника: расчеты и схемотехника / М. И. Штерн. – СПб.: Наука и техника, 2017. – 398 с. – ISBN 978-5-94387-870-1.
99. Пантелеев, В. И. Многоцелевая оптимизация и автоматизированное проектирование управления качеством электроснабжения в электроэнергетических системах: монография / Л. Ф. Поддубных, В. И. Пантелеев. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2009. – 194 с. ISBN 978-5-7638-1924-3.
100. Шадрин, Г. А. Транзисторные инверторы: учебное пособие / Г. А. Шадрин, В. П. Петрович; НИ ТПУ. – Томск: Изд-во ТПУ, 2012. – 113 с.
101. Гусев, В. Г. Электроника и микропроцессорная техника: учебник для вузов / В. Г. Гусев, Ю. М. Гусев. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 2004. – 790 с. – Библиогр.: с. 786–787. – ISBN 5-06-004271-5.

102. Прянишников, В. А. Электроника: полный курс лекций / В. А. Прянишников. – 6-е изд. – СПб.: Корона-Век, 2009. – 416 с. – ISBN 978-5-7931-0520-0.
103. Герасимов, В. Г. Электротехника и электроника: учебник для вузов: в 3 кн. / под ред. В. Г. Герасимова. – 2-е изд., стер. – М.: АРИС, 2010. – ISBN 978-5-904673-07-9.
104. Подкин, Ю. Г. Электротехника и электроника: учебное пособие: в 2 т. / Ю. Г. Подкин, Т. Г. Чикуров, Ю. В. Данилов. – М.: Академия, 2011. – ISBN 978-5-7695-7148-0.
105. Лачин, В. И. Электроника: учебное пособие для вузов / В. И. Лачин, Н. С. Савёлов. – 3-е изд., перераб. и доп. – Ростов н/Д: Феникс, 2002. – 576 с. – ISBN 5-222-02718-X.
106. Электротехника и электроника: учебник / Б. И. Петленко [и др.] ; под ред. Б. И. Петленко. – 2-е изд., стер. – М.: Академия, 2004. – 320 с. – ISBN 5-7695-1913-4.
107. Марков, Э. Т. Судовые электрические аппараты / Э. Т. Марков. – Л.: Изд-во «Судостроение», 1981. – 267 с.
108. Разработка и исследование статических преобразователей с промежуточным звеном повышенной частоты: науч.-техн. отчет НИИ АЭМ при ТУСУРе. – № 79045440. – Томск, 1996. – 247 с.
109. Тараторкин, Б. С. Электронные устройства судовой автоматики / Б. С. Тараторкин. – Л.: Изд-во «Судостроение», 1981. – 248 с.
110. Хорьков, К. А. Электромеханические системы. Элементы канала управления / К. А. Хорьков, А. К. Хорьков. – Томск: Изд-во ТГУ, 2001. – 396 с.
111. Электрические и электронные аппараты / под ред. Ю. К. Розанова. – М.: Энергоатомиздат, 1998. – 752 с.
112. Ловчаков, В. И. Оптимальное управление электротехническими объектами / В. И. Ловчаков, Б. В. Сухинин, В. В. Сурков. – Тула: Изд-во ТулГУ, 2004. – 149 с.

113. Солодовников, В. В. Теория автоматического управления техническими системами: учебное пособие / В. В. Солодовников, В. Н. Плотников, А. В. Яковлев. – М.: Изд-во МГТУ, 1993. – 492 с.
114. Ким, Д. П. Теория автоматического управления / Д. П. Ким. – Т. 2. Многомерные, нелинейные, оптимальные и адаптивные системы. – 2-е изд., испр. и доп. – М.: Физматлит, 2007. – 440 с.
115. Валеев, К. Г. Построение функций Ляпунова / К. Г. Валеев, Г. С. Финин. – Киев: Наукова думка, 1981. – 412 с.
116. Справочник по теории автоматического управления / под ред. А. А. Красовского. – М.: Наука, 1987. – 712 с.
117. Беллман, Р. Динамическое программирование / Р. Беллман. – М.: Изд-во иностр. литературы, 1960. – 400 с.
118. Беллман, Р. Математическое программирование и современная теория управления / Р. Беллман, Р. Калаба. – М.: Наука, 1969. – 118 с.
119. Болтянский, В. Г. Математические методы оптимального управления / В. Г. Болтянский. – М.: Наука, 1966. – 308 с.
120. Брайсон, А. Прикладная теория оптимального управления / А. Брайсон, Хо Ю-Ши. – М.: Мир, 1972. – 544 с.
121. Габасов, Р. Ф. Качественная теория оптимальных процессов / Р. Ф. Габасов, Ф. М. Кириллова. – М.: Наука, 1971. – 508 с.
122. Зубов, В. И. Лекции по теории управления / В. И. Зубов. – М.: Наука, 1975. – 496 с.
123. Кротов, В. Ф. Методы и задачи оптимального управления / В. Ф. Кротов, В. И. Гмурман. – М.: Наука, 1973. – 448 с.
124. Поляк, Б. Т. Введение в оптимизацию / Б. Т. Поляк. – М.: Наука, 1983.
125. Математическая теория оптимальных процессов / Л. С. Понтрягин [и др.]. – М.: Наука, 1961. – 392 с.
126. Субботин, А. И. Минимаксные неравенства и уравнения Гамильтона-Якоби / А. И. Субботин. – М.: Наука, 1991. – 216 с.

127. Флеминг, У. Оптимальное управление детерминированными и стохастическими системами / У. Флеминг, Р. Ришел. – М.: Мир, 1978. – 316 с.
128. Янг, Л. Лекции по вариационному исчислению и теории оптимального управления / Л. Янг. – М.: Мир, 1974. – 488 с.
129. Ким, Д. П. Теория автоматического управления. Т. 1. Линейные системы / Д. П. Ким. – М.: Физматлит, 2003. – 288 с.
130. Шрейнер, Р. Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты / Р. Т. Шрейнер. – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.
131. Кулик, В. Д. Силовая электроника. Автономные инверторы, активные преобразователи / В. Д. Кулик. – СПб.: СПбГТУРП, 2010. – 90 с.
132. Чаплыгин, Е. Е. Спектральное моделирование преобразователей с широтно-импульсной модуляцией: учебное пособие / Е. Е. Чаплыгин. – М.: Изд-во МЭИ, 2009. – 56 с.
133. Обухов, С. Г. Широтно-импульсная модуляция в трехфазных инверторах напряжения / С. Г. Обухов, Е. Е. Чаплыгин, Д. Е. Кондратьев // Электричество. – 2008. – № 8. – С. 23–31.
134. Нелинейная динамика полупроводниковых преобразователей / А. В. Кобзев [и др.]. – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – 224 с.
135. Стабилизаторы переменного напряжения с высокочастотным широтно-импульсным регулированием / А. В. Кобзев [и др.]. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 152 с.
136. Основы теории цепей: учебник для вузов / Г. В. Зевеке [и др.]. – М.: Энергия, 1975. – 752 с.
137. Судовые полупроводниковые преобразователи: учебник по курсу «Полупроводниковые преобразователи» / Б. Ф. Дмитриев [и др.]. – СПб.: Изд-во СПбГМТУ, 2011. – 526 с.
138. Рулевский, В. М. Математическое моделирование систем электропитания телеуправляемых подводных робототехнических комплексов

/ В.М. Рулевский, А. А. Правикова, Д. Ю. Ляпунов // Технические проблемы освоения Мирового океана. – 2017. – Т. 7. – С. 347–350.

139. Черных, И. В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SimPowerSystems и Simulink / И.В. Черных. – М.: ДМК Пресс, 2007. – 288 с.

140. Герман-Галкин, С. Г. Matlab & Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК / С. Г. Герман-Галкин. – СПб.: Корона-Век, 2008. – 368 с.

141. Малышенко, А. М. Математические основы теории систем: учебник для вузов / А. М. Малышенко. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2008. – 364 с.: ил.

142. Дьяконов, В. П. Simulink 5/6/7: Самоучитель / В. П. Дьяконов. – М.: ДМК-Пресс, 2008. – 784 с.: ил.

143. Система электропитания глубоководного аппарата с высоковольтной передачей энергии постоянного тока по кабель-тросу / В. М. Рулевский [и др.] // Перспективные системы и задачи управления. – 2018. – № 1. – С. 155–168.

144. Чех, В. А. Система электропитания телеуправляемых необитаемых подводных аппаратов постоянного тока [Электронный ресурс] / В. А. Чех, Д. Ю. Ляпунов // Научная сессия ТУСУР. – Т. 2. – Томск: В-Спектр, 2017. – С. 240–244. – Режим доступа: https://storage.tusur.ru/files/61046/2017_2.pdf (дата обращения: 02.03.2018).

145. Ротач, В. Я. Теория автоматического управления теплоэнергетическими процессами: учебник для вузов / В. Я. Ротач. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 296 с.

146. Денисенко, В. В. ПИД – регуляторы: принципы построения и модификации. Ч. 1. / В. В. Денисенко // Современные технологии автоматизации (СТА). – 2006. – № 4. – С. 66–74.

147. Денисенко, В. В. ПИД-регуляторы: принципы построения и модификации. Ч. 2 / В. В. Денисенко // Современные технологии автоматизации (СТА) – 2007. – № 1. – С. 78–88.

148. Денисенко, В. В. Разновидности ПИД-регуляторов / В. В. Денисенко // Автоматизация в промышленности. – 2007. – № 6. – С. 45–50.
149. Денисенко, В. В. ПИД-регуляторы: вопросы реализации. Ч. 1. / В. В. Денисенко // СТА. – 2007. – № 4. – С. 86–97.
150. Денисенко, В. В. ПИД-регуляторы: вопросы реализации. Ч. 2. / В. В. Денисенко // СТА. – 2008. – № 1. – С. 86–99.
151. Круг, Е. К. Электрические регуляторы промышленной автоматики / Е. К. Круг, О. М. Минина. – М.: Госэнергоиздат, 1962. – 335 с.
152. Андреев, Ю. Н. Управление конечномерными линейными объектами / Ю. Н. Андреев. – М.: Наука, 1976. – 424 с.
153. Халил, Х. К. Нелинейные системы / Х.К. Халил. – М.–Ижевск: НИЦ «Регулярная и хаотическая динамика», Институт компьютерных исследований, 2009. – 832 с.
154. Самарский, А. А. Математическое моделирование. Идеи. Методы. Примеры / А. А. Самарский, А. П. Михайлов. – М.: Физматлит, 2005. – 320 с.
155. Мирошник, И. В. Теория автоматического управления. Линейные системы / И. В. Мирошник. – СПб.: Питер, 2005. – 336 с.
156. Фафурин, В. А. Автоматизация технологических процессов и производств: лабораторный практикум / В. А. Фафурин, И. Н. Терюшов. – Казань: Изд-во Казан. гос. технолог. ун-та, 2008. – 552 с.
157. Рутковский, А. Л. Оптимизация коэффициентов передаточной функции, полученной модифицированным методом Симою по экспериментально снятой переходной характеристике / А. Л. Рутковский, Л. И. Матвеева, Г. В. Козачек // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2010. – Т. 6, №3. – С. 138–141.
158. Макаров, И. М. Линейные автоматические системы (элементы теории, методы расчета и справочный материал) / И. М. Макаров, Б. М. Менский. – М.: Машиностроение, 1982. – 504 с.
159. Айвазян, С. А. Методы эконометрики / С.А. Айвазян. – М.: Магистр, 2010. – 512 с.

160. Демиденко, Е. И. Оптимизация и регрессия / Е. И. Демиденко. – М.: Наука, 1989. – 296 с.
161. Александров, И. А. Синтез регуляторов систем автоматического управления объектами с распределенными параметрами и оценивание погрешностей решения / И. А. Александров, В. И. Гончаров, Ф. Д. Нгуен // Проблемы информатики. – 2011. – № 2(10). – С. 59–67.
162. Вещественный интерполяционный метод в задачах автоматического управления: учебное пособие / А. С. Алексеев [и др.]. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2009. – 219 с.
163. Черепанов, О. И. Основы теории идентификации систем: учебное пособие / О. И. Черепанов, Р. О. Черепанов. – Томск: Изд-во ТУСУРа, 2013. – 288 с.
164. Алексеев, А. А. Идентификация и диагностика систем / А. А. Алексеев, Ю. А. Кораблев, М. Ю. Шестопапов. – М.: Академия, 2009. – 351 с.
165. Анисимов, Д. Н. Идентификация линейных динамических объектов методом экспоненциальной модуляции / Д. Н. Анисимов // Вестник МЭИ. – 1994. – № 2. – С. 68–72.
166. Лукас, В. А. Теория автоматического управления / В. А. Лукас. – М.: Недра, 1990. – 416 с.
167. Егупов, Н. Д. Методы классической и современной теории автоматического управления. Т.1 / Н. Д. Егупов. – М.: Изд-во МГТУ им. Баумана, 2000. – 748 с.
168. Ким, Д.П. Теория автоматического управления. Т.2. Многомерные, нелинейные, оптимальные и адаптивные системы / Д.П. Ким. – М.: Физматлит, 2004. – 464 с.
169. Красовский, А. А. Основы автоматики и технической кибернетики / А. А. Красовский, Г. С. Поспелов. – М.: ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, 1961. – 723 с.

170. Кузовков, Н. Т. Модальное управление и наблюдающие устройства / Н. Т. Кузовков. – М.: Машиностроение, 1976. – 184 с.
171. Синтез систем автоматического управления методом модального управления / В. В. Григорьев [и др.]. – СПб: СПбГУ ИТМО, 2007. – 108 с.
172. Johnson, M. A. PID control: new identification and design methods / M. A. Johnson, M. H. Moradi. – L.: Springer-Verlag London Ltd, 2005. – 543 s.
173. Kömürçügil, H. Optimal control for single-phase UPS inverters based on linear quadratic regulator approach / H. Kömürçügil, O. Kükrer, A. Doğanalp // International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion. – 2006. – № 1649939. – P. 1137–1142.
174. Adaptive control of uninterruptible power supply based on AC/AC Power Converter / M. Kissaoui [et. al.] // International Conference on Multimedia Computing and Systems –Proceedings. – 2014. – № 6911208. – P. 1557–1562.
175. Salimi, M. Cascade nonlinear control of DC-DC buck/boost converter using exact feedback linearization / M. Salimi, S. Siami // 4th International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems, EPECS. – 2015. – № 7368525. – P. 1–7.
176. Liu, H. Mathematical Modeling and Control of a Cost Effective AC Voltage Stabilizer / H. Liu, J. Wang, O. Kiselychnyk // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2016. – Vol. 31 (11). – № 7370804. – P. 8007–8016.
177. Shuai, D. Optimal control of Buck converter by state feedback linearization / D. Shuai, Y. Xie, X. Wang // Proceedings of the World Congress on Intelligent Control and Automation (WCICA). – 2008. – № 4593275. – P. 2265–2270.
178. Salimi, M. Closed-Loop control of DC-DC buck converters based on exact feedback linearization / M. Salimi, S. Siami // 4th International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems, EPECS. – 2015. – № 7368537.
179. Андриевский, Б. Р. Избранные главы теории автоматического управления с примерами на языке MATLAB / Б. Р. Андриевский, А. Л. Фрадков. – СПб.: Наука, 1999. – 467 с.

180. Вадутов, О. С. Настройка типовых регуляторов по методу Циглера-Никольса: Методические указания к выполнению лабораторной работы. – Томск, 2014. – С. 5–6.

181. Бессонов, Л. А. Теоретические основы электротехники / Л. А. Бессонов. – М.: Высшая школа, 1973. – 752 с.

182. Белоруссов, Н. И. Электрические кабели, провода и шнуры: Справочник / Н. И. Белоруссов, А. Е. Саакян, А. И. Яковлева. – М.: Энергоиздат, 1988. – 536 с.

183. Гроднев, И. И. Коаксиальные кабели связи / И. И. Гроднев, П. А. Фролов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 2009. – 208 с.

184. Исследование и выбор оптимальной структуры системы электропитания переменного тока большой мощности для глубоководных телеуправляемых подводных: науч.-техн. отчет НИИ АЭМ при ТУСУРе. № 79045950. – Томск, 2002. – 32 с.

185. Ларина, Э. Т. Силовые кабели и высоковольтные кабельные линии / Э. Т. Ларина. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 451 с.

186. Geospace Technologies Corporation [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.geospace.com> (дата обращения: 18.02.2019).

187. LEM [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.lem.ru> (дата обращения: 18.02.2019).

188. Китаенко, Г. И. Справочник судового электрика. Т. 2. Судовое электрооборудование / Г. И. Китаенко. – 2-е изд, перераб и доп. – Л.: Судостроение, 1980. – 624 с.: ил.

189. Роджеро, Н. И. Справочник судового электромеханика и электрика / Н. И. Роджеро. – 2-е изд., перераб. и доп. – М: Транспорт, 1986. – 319 с.

190. Лапин, Б. А. Оптимизация электрического режима в системе дистанционного электропитания буксируемого аппарата с передачей энергии на переменном токе. Подводные аппараты для геологических исследований / Б. А. Лапин. – Геленджик: ПО «Южморгеология», 1992. – 223 с.

191. Катханов, М. Н. Корабельная электроэнергетика и автоматика / М. Н. Катханов. – Л.: Изд-во «Судостроение», 1986. – 144 с.
192. Китаенко, Г. И. Справочник судового электрика. Т. 1. Судовые электроэнергетические системы и устройства / Г. И. Китаенко. – 2-е изд, перераб. и доп. – Л.: Судостроение, 1980. – 528 с.: ил.
193. Ананичева, С. С. Передача электроэнергии на дальние расстояния: Учебное пособие / С. С. Ананичева, П. И. Бартоломей, А. Л. Мызин. – Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 1993. – 80 с.
194. Ананичева, С. С. Методы расчета параметров электрических сетей и систем: методическое пособие / С. С. Ананичева, А. Л. Мызин. – Екатеринбург, 2002. – 56 с.
195. Азаров, В. С. Передача и распределение электроэнергии в примерах и решениях: учебное пособие / В. С. Азаров. – М.: МГОУ, 2005. – 213 с.
196. Александров, Г. Н. Передача электрической энергии / Г. Н. Александров. – 2-е изд. – СПб.: Изд-во политехнического ун-та, 2009. – 412 с.
197. Обрусник, В. П. Магнитные элементы электронных устройств: учебное пособие / В. П. Обрусник. – Томск, 2012. – 125 с.
198. Ферромагнитные материалы Гаммамет PCI [Электронный ресурс] – Режим доступа: http://gammamet.ru/misc/table2_DS.xls (дата обращения: 08.06.2018).
199. Гаммамет. Магнитные свойства кольцевых магнитопроводов из анизотропной электротехнической стали [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://gammamet.ru/ru/electro_d.htm (дата обращения: 08.06.2018).
200. Patent US 2006/0096953 Installation for transmission of electric power/ Per Halvrsson, Claes Bengtsson, David Larsson, Johan Karlstrand. – 2006. – 7 p.
201. Wu, B. High-Power Converters and AC Drives / B. Wu. – IEEE-Wiley Press, 2006.

202. Liao, J. Cascaded H-bridge multilevel inverters - a reexamination / J. Liao, K. Wan, M. Ferdowsi // Proc. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conf., Arlington, TX, Sep. 2007.
203. Lu, S. Power Electronics and Motion Control Conference / S. Lu, K. A. Corzine // CES/IEEE 5th International. –2006. – Vol. 1. – P. 1–5.
204. Skvarenina, T. L. The Power Electronics Handbook: Industrial Electronics Series / T. L. Skvarenina. – New York: CRC Press, 2002. – 602 p.
205. Ang, S. S. Power-Switching Converters / S. S. Ang, M. Dekker. – New York, USA, 1995. – 495 p.
206. Liao J. Cascaded H-bridge multilevel inverters – a reexamination / J. Liao, K. Wan, M. Ferdowsi // Proc. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conf., Arlington, TX, Sep. 2007. – P. 1124–1127.
207. Control of Cascaded Multilevel Converters with Unequal Voltage Sources for HEVs / M. Leon [et. al.]. // IEEE Electronics Society, Annual Conference of the IEEE, 2002. – P. 1762–1767.
208. Patent US 2006/0096953. Installation for transmission of electric power / Per Halvrsson, Claes Bengtsson, David Larsson, Johan Karlstrand. – 2006. – 7 p.
209. Бальян, Р. Х. Трансформаторы для радиоэлектроники / Р. Х. Бальян. – М.: Советское радио, 1971. – 720 с.
210. Белополюский, И. И. Расчет трансформаторов и дросселей малой мощности / И. И. Белополюский, Е. И. Карешникова, Л. Г. Пикалова. – М.: Энергия, 1973. – 399 с.
211. Тихомиров, П. М. Расчет трансформаторов / П. М. Тихомиров. – М.: Энергия, 1986. – 527 с.
212. Шпеннерберг, Х. Электрические машины. 1000 понятий для практиков: справочник / Х. Шпеннерберг. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 256 с.
213. Бамдас, А. М. Дроссели переменного тока радиоэлектронной аппаратуры / А. М. Бамдас, Ю. А. Савиновский. – М.: Советское радио, 1969. – 248 с.

214. Крейт, Ф. Основы теплопередачи / Ф. Крейт, У. Блэк. – М.: Мир, 1983. – 372 с.
215. Михеев, М. А. Основы теплопередачи / М. А. Михеев. – М.: Госэнергоиздат, 1976. – 356 с.
216. Михеев, М. А. Основы теплопередачи / М. А. Михеев, И. М. Михеева. – М.: Энергия, 1983. – 319 с.
217. Шорин, С.Н. Теплопередача / С. Н. Шорин. – М.: Высшая школа, 1964. – 481 с.
218. Норденберг, Г. М. Трансформаторы для радиоэлектронной аппаратуры / Г. М. Норденберг. – М.: Энергия, 1970. – 240 с.
219. Ермолин, Н. П. Как рассчитать маломощный силовой трансформатор / Н. П. Ермолин. – М.: Госэнергоиздат, 1961. – 52 с.
220. Ермолин, Н. П. Расчет трансформаторов малой мощности / Н. П. Ермолин. – М.: Энергия, 1969. – 192 с.
221. Эккерт, Э. Р. Теория теплообмена и массообмена / Э. Р. Эккерт, Р. М. Дрейк. – М.: Госэнергоиздат, 1961. – 680 с.
222. Дульнев, Г. Н. Теплообмен в радиоэлектронных устройствах / Г. Н. Дульнев. – М.: Госэнергоиздат, 1963. – 288 с.
223. Черкасов, В. Н. Метод теплового расчета трансформаторов малой мощности / В. Н. Черкасов // Известия вузов. Сер. Приборостроение. – 1963. – № 3. – Т. VI. – С. 133–141.
224. Черкасов, В. Н. Теория теплового режима трансформаторов малой мощности / В. Н. Черкасов // Известия вузов. Сер. Приборостроение. – 1963. – № 3, Т. VI. – С. 124-133.
225. Аскеров, Д. С. Исследование и расчет тороидальных трансформаторов малой мощности : автореф. дис. ... канд. техн. наук / Д. С. Аскеров. – Баку: АЗИнефтехим, 1968. – 22 с.
226. Каретникова, Е. И. Трансформаторы питания и дроссели фильтров для радиоэлектронной аппаратуры / Е. И. Каретникова, Т. А. Рычина, А. Ермаков. – М.: Советское радио, 1973. – 180 с.

227. Найвельт, Г. С. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры: справочник / Г. С. Найвельт. – М.: Радио и связь, 1986. – 576 с.
228. Наседкин, Л. П. Исследование теплового режима теплостойких маломощных трансформаторов / Л. П. Наседкин // Известия вузов. Электромеханика. – 1963. – № 5. – С. 557–561.
229. Русин, Ю. С. Определение температуры перегрева трансформаторов и дросселей / Ю. С. Русин // Известия вузов. Электромеханика. – 1965. – № 12. – С. 1365–1371.
230. Бертинов, А. И. Тороидальные трансформаторы статических преобразователей / А. И. Бертинов, Д. В. Кофман. – М.: Энергия, 1970. – 96 с.
231. Борисенко, А. И., Аэродинамика и теплопередача в электрических машинах / А. И. Борисенко, В. Г. Данько, А. И. Яковлев. – М.: Энергия, 1974. – 560 с.
232. Борисенко, А. И. Охлаждение промышленных электрических машин / А. И. Борисенко, О. Н. Костиков, А. И. Яковлев. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 296 с.
233. Дульнев, Г. Н. Теплообмен в радиоэлектронных аппаратах / Г. Н. Дульнев, Э. М. Семешкин. – Л.: Энергия, 1968. – 360 с.
234. Андреев, В. А. Теплообменные аппараты для вязких жидкостей / В. А. Андреев. – Л.: Энергия, 1971. – 151 с.
235. Приведенцев, В. А. Теплопроводность изоляции обмоточных проводов / В. А. Приведенцев, Э. Т. Ларина // Электротехника. – 1965. – № 4. – С. 63–64.
236. Инзель, В. В. Стационарный тепловой расчет герметичных радиоэлектронных аппаратов с неравномерным температурным полем корпуса в условиях естественной конвекции : автореф. дис. ... канд. техн. наук / В. В. Инзель. – Томск: ТПИ, 1973. – 27 с.
237. Кобленц, М. Г. Определение перегревов катушек контакторов постоянного тока по приведенной удельной мощности / М. Г. Кобленц // Вестник электропромышленности. – 1987. – № 7. – С. 21–23.

238. Порто, Д. Н. Тепловые свойства и критерий оценки конструкций маломощных силовых трансформаторов / Д.Н. Порто, Г. Н. Назарова // Вестник электропромышленности. – 1960. – № 6. – С. 43–47.

239. Порто, Д. Н. К вопросу о тепловом режиме маломощных трансформаторов / Д. Н. Порто // Вестник электропромышленности. – 1978. – № 2. – С. 11–14.

240. Туник, А. Т. Охлаждение РЭА жидкими диэлектриками / А. Т. Туник. – М.: Советское радио, 1973. – 247 с.

241. Шилин, Г. Ф. Рабочие процессы систем с внутренними тепловыделениями / Г. Ф. Шилин, С. И. Барсуков. – Омск.: Западно-Сибирское книжное изд-во, 1973. – 151 с.

242. Шницер, Л. М. Тепловой процесс в сухом трансформаторе / Л. М. Шницер // Электричество. – 1988. – № 4. – С. 11–13.

243. Эккерт, Э. Р. Теория теплообмена и массообмена / Э. Р. Эккерт, Р. М. Дрейк. – М.: Госэнергоиздат, 1961. – 680 с.

244. Бородин, С. М. Обеспечение тепловых режимов в конструкциях радиоэлектронных средств: методические указания к лабораторным работам по дисциплине «Проектирование РЭС» для студентов, обучающихся по специальности 21020165 направления 200800 «Проектирование и технология электронных средств» / С. М. Бородин. – Ульяновск: УлГТУ, 2008. – 52 с.

245. Стародубцев, Ю. Н. Теория и расчет трансформаторов малой мощности / Ю. Н. Стародубцев. – М.: РадиоСофт, 2005. – 320 с.: ил.

246. Ткаченко, Л. А. Теория теплообмена: учебное пособие / Л. А. Ткаченко, А. В. Репина ; под ред. Н. Ф. Кашапова. – Казань: Изд-во Казан. ун-та, 2017. – 151 с.

247. Бухмиров, В. В. Тепломассообмен: учеб. пособие / В. В. Бахмиров, ФГБОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет им. В.И. Ленина». – Иваново, 2014. – 360 с.

248. Дульнев, Г. Н. Теория тепло- и массообмена / Г. Н. Дульнев. – СПб.: НИУ ИТМО, 2012. – 195 с.

249. ГБНК.565314.003 РЭ. Система электропитания телеуправляемого необитаемого подводного комплекса «ТНПК-Ф-НИИ АЭМ»: руководство по эксплуатации. – Томск: НИИ АЭМ ТУСУР, 2011. – 100 с.

250. ГБНК.565314.001 РЭ. Система электропитания универсального многоканального буксируемого комплекса «УМБК-Ф-НИИ АЭМ»: руководство по эксплуатации. – Томск: НИИ АЭМ ТУСУР, 2011. – 96 с.

251. ГБНК.565314.005 РЭ. Система электропитания комплекса многофункциональных технических средств «Фуникулер-КМТС»: руководство по эксплуатации. – Томск: НИИ АЭМ ТУСУР, 2011. – 90 с.

252. Акишин, Л. Изделия РС/104 родом из Швейцарии / Л. Акишин, А. Ковалев // Современная электроника. – 2010. – № 9. – С. 36–41.

253. Пятницкий, А. РС/104 – стандарт для жестких условий эксплуатации / А. Пятницкий. – М.: СТА, 2011. – № 1. – С. 22–28.

254. Traco ElectronicAG [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.tracopower.com> (дата обращения: 25.03.2019).

255. Мордвинов, Ю. А. Расчет статических преобразователей с промежуточным звеном повышенной частоты / Ю. А. Мордвинов // Электронные и полупроводниковые преобразователи энергии. – Томск, 1989. – С. 18–19.

256. ОСТ 5.6136-78. Судовые электрические системы. Методы выбора кабелей силовых и осветительных сетей. – М, 1980. – 78 с.

257. Ищенко, В. Ф. Судовая электротехнология: учебное пособие / В. Ф. Ищенко. – Северодвинск: Севмашвтуз, 2007. – 171 с.

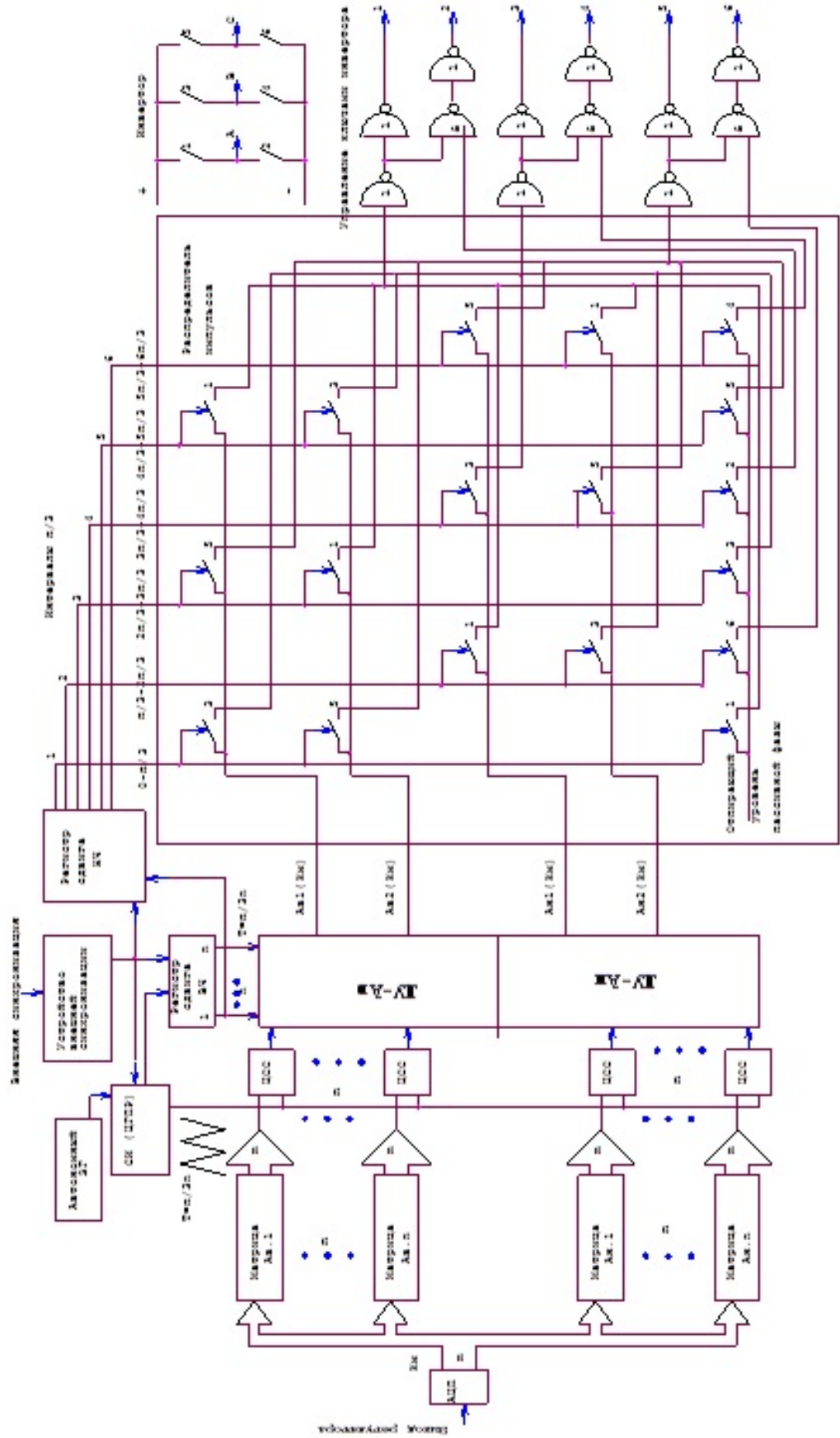
258. Измерения в электронике: справочник / В. А. Кузнецов [и др.]. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 512 с.

259. Круг, К. А. Основы электротехники. Теория переменных токов. – М., Л.: Государственное энергетическое издательство, 1946. – 635 с.

260. DS18B20 Programmable Resolution 1-Wire Digital Thermometr [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://lib.chipdip.ru/179/DOC000179787.pdf> (дата обращения: 25.03.2019).

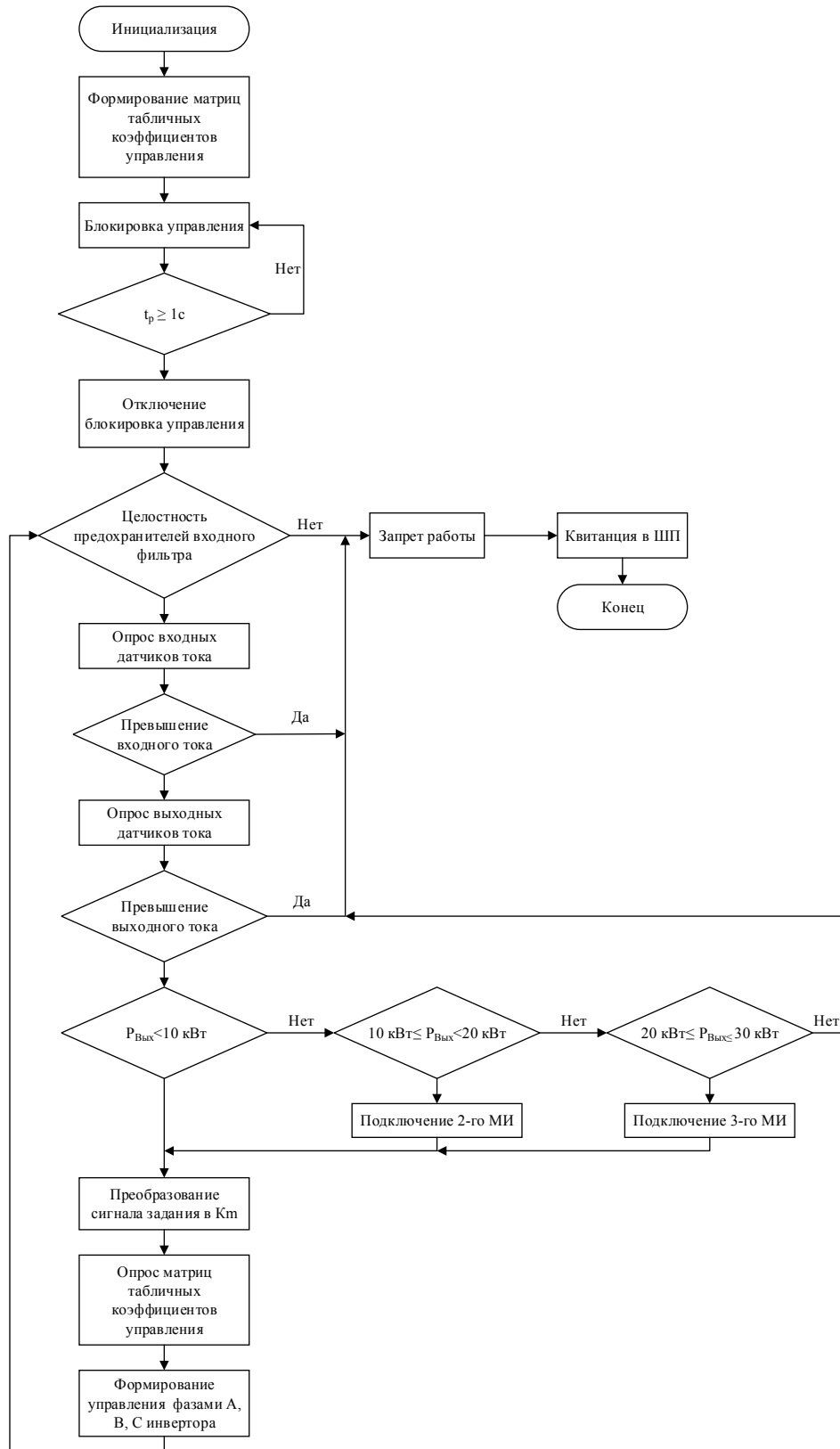
261. Теоретические основы испытаний и экспериментальная отработка сложных технических систем: учебное пособие / Л. Н. Александровская [и др.]. – М.: Логос, 2003. – 736 с.: ил.
262. Захаров, О. Г. Испытания электротехнических изделий / О. Г. Захаров. – М.: Высшая школа, 1987. – 247 с.
263. ГОСТ Р 50779.30-95. Статистические методы. Приемочный контроль качества. Общие требования. – М.: ФГУП «Стандартинформ», 1996. – 28 с.
264. Жаднов, В. В. Управление качеством при проектировании теплонагруженных радиоэлектронных средств / В. В. Жаднов. – М.: СОЛОН-Пресс, 2004. – 464 с.: ил.
265. Маликов, И. М. Надежность судовой электронной аппаратуры и систем автоматического управления / И. М. Маликов. – Л.: Изд-во «Судостроение», 1967. – 315 с.

Приложение А
(справочное)
Структурная схема контроллера инвертора

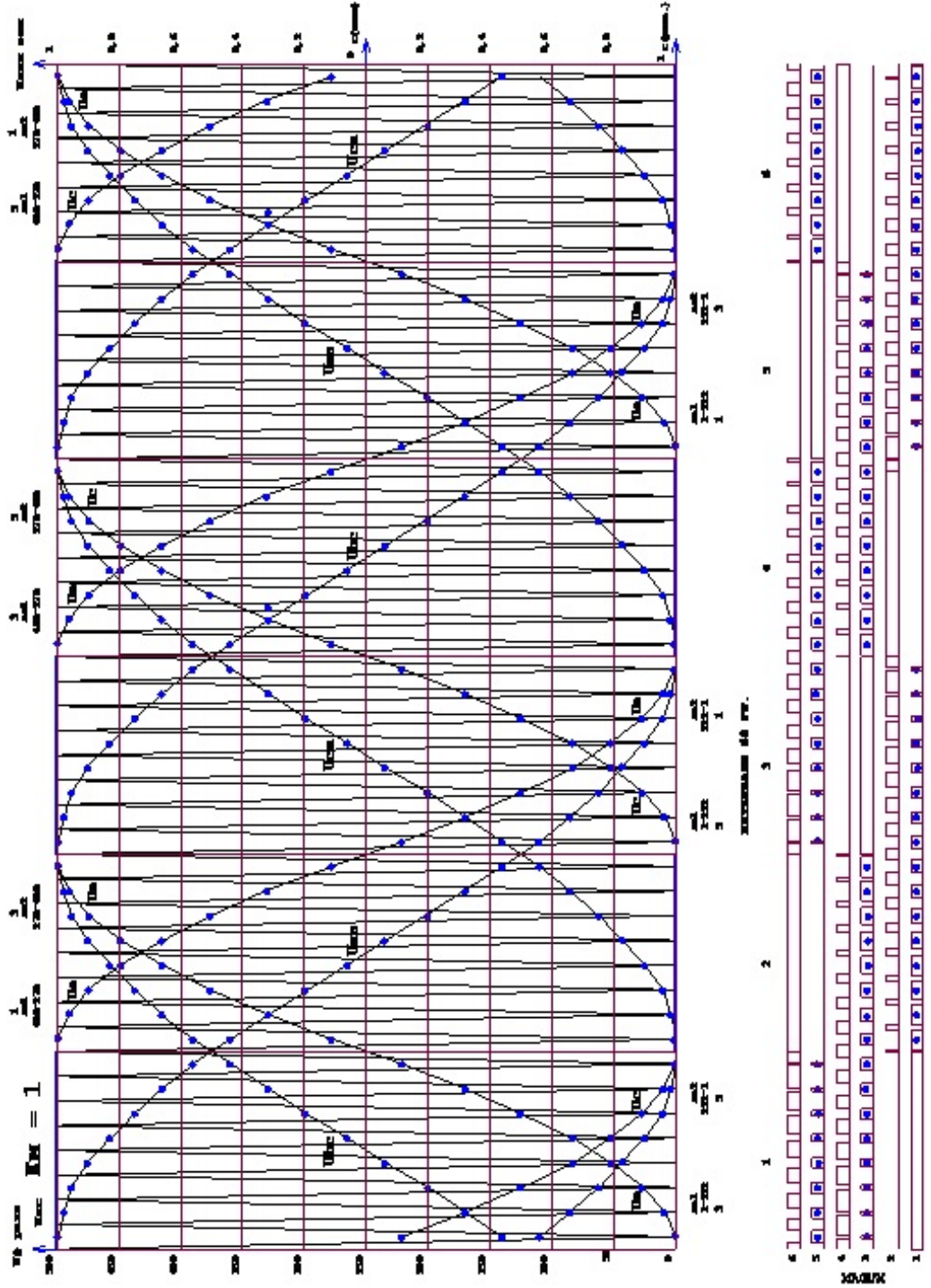


Приложение Б (справочное)

Алгоритм работы контроллера инвертора

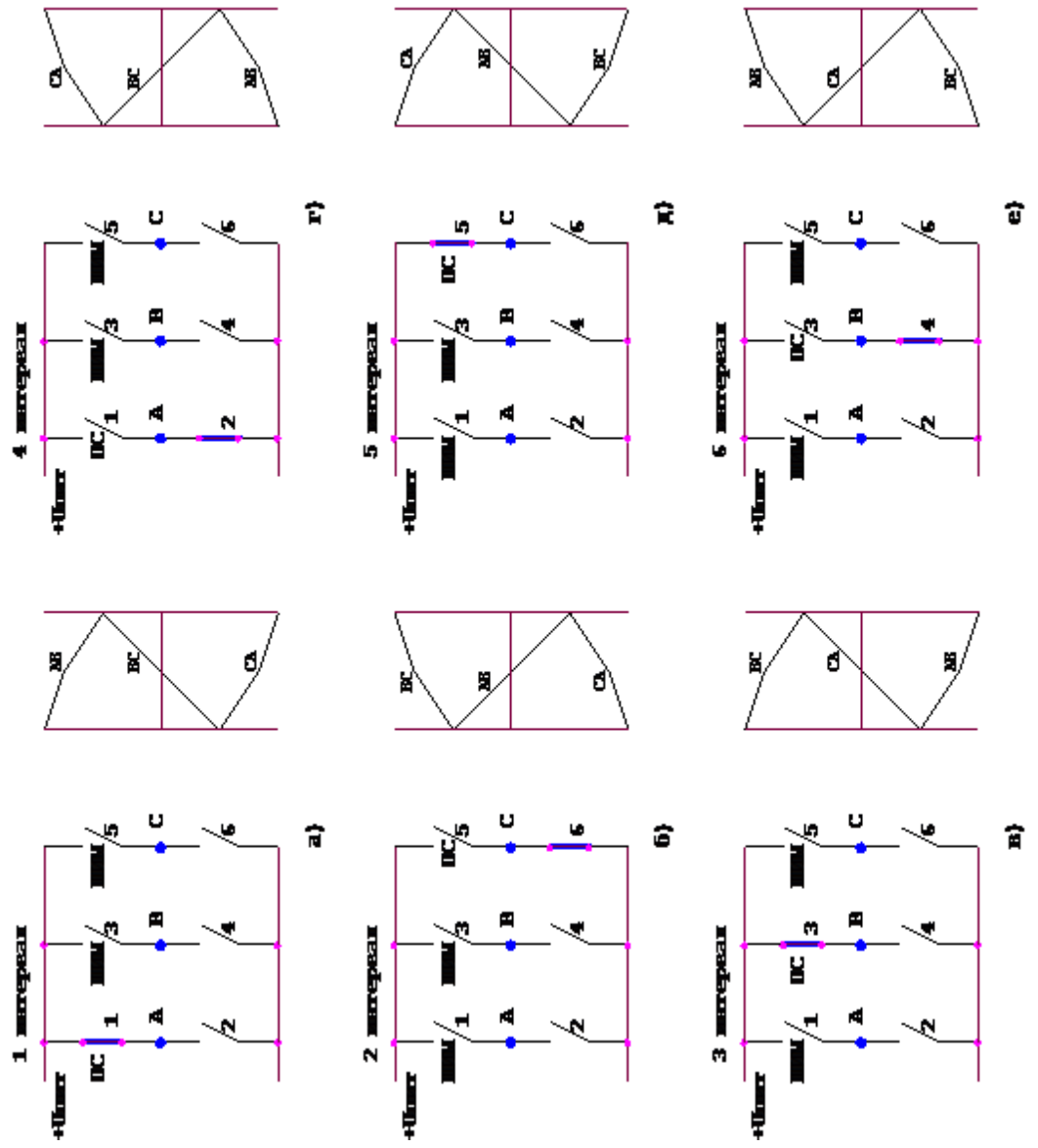


Приложение В
(справочное)
Диаграмма управления автономного инвертора напряжения



Приложение Г
(справочное)

Работа ключей на интервалах $\pi/3$ автономного инвертора напряжения



Приложение Д

(справочное)

Коэффициенты фазной развертки

Код АЦП	K_M	Коэффициент фазной развертки A_B							
		A_{B-1}	A_{B-2}	A_{B-3}	A_{B-4}	A_{B-5}	A_{B-6}	A_{B-7}	A_{B-8}
1	0,00392	498	498,1	498,1	498,2	498,4	498,5	498,7	498,9
2	0,00784	496,1	496,2	496,3	496,5	496,7	497,1	497,4	497,8
...
252	0,988	7	15,5	32,2	56,9	89,2	128,6	174,3	225,5
253	0,992	5	13,5	30,3	55,1	87,6	127,1	173	224,4
254	0,996	3	11,6	28,4	53,3	85,9	125,6	171,7	223,3
255	1	1,1	9,6	26,6	51,6	84,3	124,1	170,4	222,2

Код АЦП	K_M	Коэффициент фазной развертки A_H							
		A_{H-1}	A_{H-2}	A_{H-3}	A_{H-4}	A_{H-5}	A_{H-6}	A_{H-7}	A_{H-8}
1	0,00392	1,1	1,3	1,5	1,6	1,8	1,9	1,9	2
2	0,00784	2,2	2,6	2,9	3,3	3,5	3,7	3,8	3,9
...
252	0,988	274,5	325,7	371,4	410,8	443,1	467,8	484,5	493
253	0,992	275,6	327,1	372,9	412,5	444,9	469,7	486,5	495
254	0,996	268,4	328,4	374,4	414,1	446,7	471,6	488,4	497
255	1	277,8	329,7	375,9	415,8	448,5	473,5	490,4	499

Приложение Е

(справочное)

Задающие коэффициенты для $K_M = 1$

ν , эл. град.	$\sin \nu$	$\cos \nu$	A_{B1}	A_{B2}	A_{H1}	A_{H2}
3,75	0,0654	0,9979	1	222	499	278
11,25	0,1951	0,9808	10	170	490	330
18,75	0,3214	0,9469	27	124	473	376
26,25	0,4423	0,9687	52	84	448	416
33,75	0,5556	0,8315	84	52	416	448
41,25	0,6593	0,7518	124	27	376	473
48,75	0,7518	0,6593	170	10	330	490
56,25	0,8315	0,5556	222	1	278	499

Приложение Ж

(справочное)

Порядок чередования коммутации ключей автономного инвертора напряжения

Номер интервала $\pi/3$ управления на периоде		1	2	3	4	5	6
Пассивная фаза		А	С	В	А	С	В
Состояние пассивных ключей	Вкл	1	6	3	2	5	4
	Откл	2	5	4	1	6	3
Коэффициент фазной развертки ШИМ							
A_{B1}	Фаза	В		С		А	
	Ключ	3		5		1	
A_{B2}	Фаза	С		А		В	
	Ключ	5		1		3	
A_{H1}	Фаза		А		В		С
	Ключ		1		3		5
A_{H2}	Фаза		В		С		А
	Ключ		3		5		1

Приложение И

(справочное)

Главное окно

DFB X11 system window

БЧ СЭП ТНПК Главное окно

Автоном Наработка, ч

Переход на резервную сеть

Питание БЧ

Включение СЭП

сеть основная сеть резервная

Блокировка доступа

Контроль стыковки

=500В-1

=500В-2

Бортовая часть

Uвых1, В	Iвых1, А	Риз.вых1, кОм
0	0.00	∞
Uвых2, В	Iвых2, А	Риз.вых2, кОм
0	0.0	-

Подводная часть

Гараж-заглубитель

U1, В	Риз1, кОм	T1, °С
-	-	-
U2, В	Риз2, кОм	T2, °С
-	-	-

ТНПА1

U1, В	Риз1, кОм	T1, °С
-	-	-
U2, В	Риз2, кОм	T2, °С
-	-	-

ТНПА2

U1, В	Риз1, кОм	T1, °С
-	-	-
U2, В	Риз2, кОм	T2, °С
-	-	-

Главное окно

Приложение К
(справочное)
Окно ДИАГНОСТИКА

DFB X11 system window
v ^ x

БЧ СЭП ТНПК **Диагностика**

Ненорма

Шкаф питания

QF1	QF2	СН 48В	СН15В ШП	КМ1	КМ2	КМ3
Уровень сети осн.	Уровень сети рез.	ГУвент. ШП	ДТ ШП	RS-485 БП	Ethernet	Заземл. ШП
Обрыв фаз сети осн.	Обрыв фаз сети рез.	Изоляция сети				

Блок преобразователей 1

Ток МИ1	Ток МИ2	Ток МИ3
FU МИ1	FU МИ2	FU МИ3
ГУвент. БП1	СИ УМ	Изоляция выхода БЧ
Заземл. БП1	СН15В БП1	ДТ МИ

Блок преобразователей 2

Ток МИ1	Ток МИ2	Ток МИ3
FU МИ1	FU МИ2	FU МИ3
ГУвент. БП2	СИ УМ	Изоляция выхода БЧ
Заземл. БП2	СН15В БП2	ДТ МИ

Блок коммутации

Зазем. БК

Главное окно

Диагностика

Протокол

Настройка

Сеть

Приложение Л
(справочное)
Окно НАСТРОЙКА

DFB X11 system window

БЧ СЭП ТНПК Настройка Версия 1.0.0
Сборка *
НИИ АЭМ "ТУСУР"

Параметры кабеля

Рлетл. См	Рпогон, Ом/км	Спогон, мкФ/км
◀ 0.1 ▶	◀ 0.01 ▶	◀ 0.001 ▶
Увых хх, В	Кпос, %	
◀ 0 ▶	◀ 0.1 ▶	
Лкаб, км	Скомп, мкФ	Скаб, мкФ
5.00	1.8050	0.003

Подключите группы компенсирующих конденсаторов в БП

1	2	=	1	2
4	3		4	3
5	6		5	6

Контроль подключения групп компенсирующих конденсаторов в БП

Отмена

Применить

Главное окно Диагностика Протокол Настройка Сеть

Приложение М
(справочное)
Окно ПРОТОКОЛ

DFB X11 system window											
БЧ СЭП ТНПК						Протокол					
Дата время	БД		КС				Режим управления	Режим перехода	Питание от сети	Вкл. СЭП	Ул.вых, В
	ШП	БП	500В	БП	ПДУ	Eth					
2013/03/15 16:16:06	ДУ Нагрузка резервная Откл										
2013/03/15 16:16:06	Авария Урозень сети основной										
2013/03/15 16:16:06	Авария Уровень сети резервной										
2013/03/15 16:16:06	Авария Обрыв фаз сети основной										
2013/03/15 16:16:06	Авария Обрыв фаз сети резервной										
2013/03/15 16:16:06	Режим перехода РУЧНОЙ										
2013/03/15 16:16:06	Нет	Нет	Нет	Да	Да	Нет	ДУ	Ручной	Осн	Да	0
2013/03/15 16:16:06	Скомп1 Откл										
2013/03/15 16:16:06	Скомп2 Откл										
2013/03/15 16:16:06	Скомп3 Откл										
2013/03/15 16:16:06	Скомп4 Откл										
2013/03/15 16:16:06	Скомп5 Откл										
2013/03/15 16:16:06	Скомп6 Откл										
2013/03/15 16:16:06	Вентиляторы (ДТ ШП) : Вкл										
2013/03/15 16:16:06	Питание БЧ Сеть основная Подкл										
2013/03/15 16:16:06	Питание БЧ Сеть резервная Подкл										
2013/03/15 16:16:07	Авария КМ1										
2013/03/15 16:16:07	Авария КМ3										
2013/03/15 16:16:08	Авария КМ2										

◀ ▶
Прокрутка
▲ ▲ ▼ ▼

Главное окно
Диагностика
Протокол
Настройка
Сеть

Приложение Н (справочное)

Акты внедрения результатов диссертационной работы

МИНИСТЕРСТВО ПРИРОДНЫХ РЕСУРСОВ И ЭКОЛОГИИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
(Минприроды России)
ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО
ПО НЕДРОПОЛЬЗОВАНИЮ (РОСНЕДРА)

ГОСУДАРСТВЕННЫЙ НАУЧНЫЙ ЦЕНТР
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ –
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ УНИТАРНОЕ
ГЕОЛОГИЧЕСКОЕ ПРЕДПРИЯТИЕ «ЮЖНОЕ НАУЧНО -
ПРОИЗВОДСТВЕННОЕ ОБЪЕДИНЕНИЕ ПО МОРСКИМ
ГЕОЛОГОРАЗВЕДОЧНЫМ РАБОТАМ»
(ГНЦ ФГУП «ЮЖМОРГЕОЛОГИЯ»)

ул. Крымская, д. 20, г. Геленджик,
Краснодарского края, 353461
Тел. (86141) 5-62-67 Факс (86141) 5-62-66
E-mail: postmaster@ymg.ru, <http://www.ymg.ru>
ОКПО 47466059, ОГРН 1022300768600,
ИНН/КПП 2304030547/230401001

УТВЕРЖДАЮ
Зам. генерального директора
по опытному производству и науке
ГНЦ ФГУП «Южморгеология»
А.А. Тарасенко
« 08 » Октября 2018 г.



АКТ О ВНЕДРЕНИИ результатов диссертационной работы Рулевского Виктора Михайловича

Настоящий акт подтверждает, что результаты диссертационной работы использованы в проектно-конструкторской деятельности Научно-исследовательского института Автоматики и электромеханики ТУСУР, при разработке системы электропитания комплекса многофункциональных технических средств (СЭП КМТС), шифр «Фуникулер-КМТС», ГБИК.565314.005.

Надежность и эксплуатационные качества разработанного оборудования, проверены при предварительных (натурных) испытаниях телеуправляемого необитаемого подводного комплекса РТ-2500. Проверка показала, что разработанное оборудование, полностью соответствует техническому заданию и условиям его работы.

Использование указанных результатов позволяет: повысить качество проектирования систем электроснабжения современных телеуправляемых обитаемых подводных комплексов, а также обеспечить высокую энергоэффективность и улучшенные массогабаритные показатели системы.

Результаты внедрялись при выполнении договора №142/КМТС/11 на СЧ ОКР «Разработка и изготовление системы электроснабжения комплекса многофункциональных технических средств»

Заведующий лабораторией подводных
телеуправляемых систем

О.Н. Некрасов

МИНИСТЕРСТВО ПРИРОДНЫХ РЕСУРСОВ И ЭКОЛОГИИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
(Минприроды России)
ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО
ПО НЕДРОПОЛЬЗОВАНИЮ (РОСНЕДРА)

ГОСУДАРСТВЕННЫЙ НАУЧНЫЙ ЦЕНТР
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ –
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ УНИТАРНОЕ
ГЕОЛОГИЧЕСКОЕ ПРЕДПРИЯТИЕ «ЮЖНОЕ НАУЧНО -
ПРОИЗВОДСТВЕННОЕ ОБЪЕДИНЕНИЕ ПО МОРСКИМ
ГЕОЛОГОРАЗВЕДОЧНЫМ РАБОТАМ»
(ГНИ ФГУП «ЮЖМОРГЕОЛОГИЯ»)

ул. Крымская, д. 20, г. Геленджик,
Краснодарского края, 353461
Тел. (86141) 5-62-67 Факс (86141) 5-62-66
E-mail: postmaster@ymg.ru, <http://www.ymg.ru>
ОКПО 47466059, ОГРН 1022300768600,
ИНН/КПП 2304030547/230401001

УТВЕРЖДАЮ
Зам. генерального директора
по опыльному производству и науке
ГНИ ФГУП «Южморгеология»
А.А. Харасенко/
«08» октября 2018 г.



АКТ О ВНЕДРЕНИИ
результатов диссертационной работы
Рулевского Виктора Михайловича

Настоящий акт подтверждает, что результаты диссертационной работы использованы в проектно-конструкторской деятельности Научно-исследовательского института Автоматики и электромеханики ТУСУР, при разработке системы электропитания универсального многоканального буксируемого комплекса (СЭП УМБК), шифр «УМБК-Ф – НИИ АЭМ», ГБНК.565314.001.

Надежность и эксплуатационные качества разработанного оборудования, проверены при предварительных (натурных) испытаниях универсального многоканального буксируемого комплекса УМБК. Проверка показала, что разработанное оборудование, полностью соответствует техническому заданию и условиям его работы.

Использование указанных результатов позволяет: повысить качество проектирования систем электроснабжения современных телеуправляемых необитаемых буксируемых комплексов, а также обеспечить высокую энергоэффективность и улучшенные массогабаритные показатели системы.

Результаты внедрялись при выполнении договора №142/УМБК-Ф/10 на СЧ ОКР «Разработка и изготовление системы электропитания универсального многоканального буксируемого комплекса».

Заведующий отделом
геоакустических систем



В.В. Амелин

МИНИСТЕРСТВО ПРИРОДНЫХ РЕСУРСОВ И ЭКОЛОГИИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
(Минприроды России)
ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО
ПО НЕДРОПОЛЬЗОВАНИЮ (РОСНЕДРА)

ГОСУДАРСТВЕННЫЙ НАУЧНЫЙ ЦЕНТР
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ –
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ УНИТАРНОЕ
ГЕОЛОГИЧЕСКОЕ ПРЕДПРИЯТИЕ «ЮЖНОЕ НАУЧНО -
ПРОИЗВОДСТВЕННОЕ ОБЪЕДИНЕНИЕ ПО МОРСКИМ
ГЕОЛОГОРАЗВЕДОЧНЫМ РАБОТАМ»
(ГНЦ ФГУГП «ЮЖМОРГЕОЛОГИЯ»)

ул. Крымская, д. 20, г. Геленджик,
Краснодарского края, 353461
Тел. (86141) 5-62-67 Факс (86141) 5-62-66
E-mail: postmaster@ymg.ru, <http://www.ymg.ru>
ОКПО 47466059, ОГРН 1022300768600,
ИНН/КПП 2304030547/230401001

УТВЕРЖДАЮ
Зам. генерального директора
по опытному производству и науке
ГНЦ ФГУГП «Южморгеология»
А.А. Тарасенко/
«08» октября 2018 г.



АКТ О ВНЕДРЕНИИ
результатов диссертационной работы
Рулевского Виктора Михайловича

Настоящий акт подтверждает, что результаты диссертационной работы использованы в проектно-конструкторской деятельности Научно-исследовательского института Автоматики и электромеханики ТУСУР, при разработке системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного комплекса (СЭП ТНПА), шифр «ТНПК-Ф – НИИ «АЭМ», ГБНК.565314.003.

Надежность и эксплуатационные качества разработанного оборудования, проверены при предварительных (натурных) испытаниях телеуправляемого необитаемого подводного комплекса ТНПК. Проверка показала, что разработанное оборудование, полностью соответствует техническому заданию и условиям его работы. *

Использование указанных результатов позволяет: повысить качество проектирования систем электроснабжения современных телеуправляемых необитаемых подводных комплексов, а также обеспечить высокую энергоэффективность и улучшенные массогабаритные показатели системы.

Результаты внедрялись при выполнении договора №142/ТНПК-Ф/10 на СЧ ОКР «Разработка и изготовление системы электропитания телеуправляемого необитаемого подводного комплекса»

Заведующий лабораторией подводных
телеуправляемых систем

О.Н. Некрасов

МИНИСТЕРСТВО ПРИРОДНЫХ РЕСУРСОВ И ЭКОЛОГИИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
(Минприроды России)
ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО
ПО НЕДРОПОЛЬЗОВАНИЮ (РОСНЕДРА)

ГОСУДАРСТВЕННЫЙ НАУЧНЫЙ ЦЕНТР
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ –
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ УНИТАРНОЕ
ГЕОЛОГИЧЕСКОЕ ПРЕДПРИЯТИЕ «ЮЖНОЕ НАУЧНО-
ПРОИЗВОДСТВЕННОЕ ОБЪЕДИНЕНИЕ ПО МОРСКИМ
ГЕОЛОГОРАЗВЕДОЧНЫМ РАБОТАМ»
(ГНЦ ФГУП «ЮЖМОРГЕОЛОГИЯ»)

ул. Крымская, д. 20, г. Геленджик,
Краснодарского края, 353461
Тел. (86141) 5-62-67 Факс (86141) 5-62-66
E-mail: postmaster@ymg.ru, <http://www.ymg.ru>
ОКПО 47466059, ОГРН 1022300768600,
ИНН/КПП 2304030547/230401001

УТВЕРЖДАЮ
Зам. генерального директора
по опытному производству и науке
ГНЦ ФГУП «ЮЖМОРГЕОЛОГИЯ»
А.А. Барсенко
« 08 » октября 2018 г.



АКТ О ВНЕДРЕНИИ
результатов диссертационной работы
Рулевского Виктора Михайловича

Настоящий акт подтверждает, что результаты диссертационной работы использованы в проектно-конструкторской деятельности Научно-исследовательского института Автоматики и электромеханики ТУСУР, при разработке системы электропитания многофункционального телеуправляемого необитаемого подводного комплекса «Магеллан-1», ГБНК.565314.012.

Надежность и эксплуатационные качества разработанного оборудования, проверены при предварительных (натурных) испытаниях многофункционального телеуправляемого необитаемого подводного комплекса «Магеллан-1». Проверка показала, что разработанное оборудование, полностью соответствует техническому заданию и условиям его работы.

Использование указанных результатов позволяет: повысить качество проектирования систем электроснабжения современных телеуправляемых необитаемых подводных комплексов, а также обеспечить высокую энергоэффективность и улучшенные массогабаритные показатели системы.

Результаты внедрялись при выполнении договора №142/ТНПК-М/12 на научно-техническую продукцию «Разработка и изготовление системы электропитания для многофункционального телеуправляемого необитаемого подводного комплекса «Магеллан-1»

Заведующий лабораторией подводных
телеуправляемых систем

О.Н. Некрасов

ТУСУР

Министерство науки и высшего образования
Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего образования
«ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ»

ОКПО 02069326, ОГРН 1027000867068,
ИНН 7021000043, КПП 701701001

пр. Ленина, 40, г. Томск, 634050

тел: (382 2) 510-530
факс: (382 2) 513-262, 526-365
e-mail: office@tusur.ru
http:// www.tusur.ru



«УТВЕРЖДАЮ»

Проректор по учебной работе
ТУСУР, д.т.н., профессор

П.Е. Троян П.Е. Троян

«02» сентября 2019 г.

использования результатов диссертационной работы
Рулевского Виктора Михайловича
в учебном процессе Факультета вычислительных систем
Томского университета систем управления и радиоэлектроники

Настоящий акт составлен в том, что в учебный процесс кафедры компьютерных систем в управлении и проектировании факультета вычислительных систем внедрены следующие результаты:

1. Математическое и имитационное моделирование динамических процессов в системах электропитания телеуправляемых подводных аппаратов и формирование линеаризованных моделей для построения оптимальных регуляторов напряжения.
2. Методология аналитического синтеза оптимальных регуляторов напряжения для систем электропитания при изменении параметров кабельной линии и полезной нагрузки телеуправляемого подводного аппарата.
3. Программно-аппаратные комплексы выпускаемых серийно систем электропитания телеуправляемых подводных аппаратов.

Результаты диссертационной работы используются в учебном процессе при подготовке студентов специальности 220201.65 – Управление и информатика в технических системах и специальности 230104.65 – Системы автоматизированного проектирования.

Зав. кафедрой КСУП,
д.т.н., профессор

Ю.А. Шурыгин Ю.А. Шурыгин



Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего образования
«Национальный исследовательский Томский политехнический университет» (ТПУ)




АКТ
использования результатов диссертационной работы
Рулевского Виктора Михайловича в образовательном процессе
«Инженерной школы энергетики Национального исследовательского
Томского политехнического университета»

Настоящий акт составлен в том, что в образовательный процесс Инженерной школы энергетики внедрены следующие результаты:

- функциональные и принципиальные схемы систем электропитания телеуправляемых аппаратов с длинной кабельной линии до 6000 метров, учитывающие особенности режимов работы импульсных преобразователей напряжения и силовых трансформаторов, принципы построения информационно-управляющих устройств, позволяющие обеспечить стабильное напряжение на нагрузке при высоких удельных характеристиках системы;
- нелинейные и линеаризованные математические модели систем электропитания телеуправляемых аппаратов и результаты моделирования разомкнутых систем стабилизации напряжения на полезной нагрузке;
- методика расчета напряжения переменного тока в начале кабель-троса, позволяющая обоснованно подойти к определению токовой нагрузки при заданной передаваемой мощности с учетом собственной емкости кабель-троса;
- методика теплового расчета тороидального трехфазного трансформатора с масляной заливкой в герметичном баке при охлаждении в воздушной среде, либо в воде.

Результаты диссертационной работы используются в учебном процессе при подготовке студентов направления 13.04.02 Электроэнергетика и электротехника (профиль «Электроприводы и системы управления электроприводов»).

И. о. руководителя отделения
электроэнергетики и электротехники
инженерной школы энергетики, к.т.н.

 А.С. Ивашутенко