

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
МОСКОВСКИЙ АВИАЦИОННЫЙ ИНСТИТУТ
(НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)

На правах рукописи



Турченко Игорь Сергеевич

**РЕГУЛИРУЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА НА БАЗЕ
ОДНООБМОТОЧНЫХ ДРОССЕЛЕЙ НАСЫЩЕНИЯ ДЛЯ ПОДСИСТЕМЫ
27В СИСТЕМ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ**

Специальность: 05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы

**ДИССЕРТАЦИЯ
НА СОИСКАНИЕ УЧЕНОЙ СТЕПЕНИ
КАНДИДАТА ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК**

Научный руководитель:

Профессор, д.т.н. Шевцов Д.А.

МОСКВА – 2015

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение.....	5
Глава 1. Предпосылки к рассмотрению возможности проектирования магнитно-регулируемых выпрямительных устройств.....	14
1.1. Современные магнитомягкие материалы.....	14
1.2. Традиционные структуры РВУ на базе дросселей насыщения.....	14
1.3. Принцип действия однообмоточного дросселя насыщения.....	20
1.4. Синтез управляющего элемента для ОДН.....	25
Выводы по главе 1.....	29
Глава 2. Структурные, функциональные и схемотехнические решения регулируемых выпрямительных устройств на базе однообмоточных дросселей насыщения.....	30
2.1. Исследование однофазного магнитно-регулируемого выпрямительного устройства на базе ОДН.....	30
2.1.1. Обобщенная функциональная схема РВУ на базе ОДН, включенных во вторичную цепь силового выпрямителя.....	30
2.1.2. Структурная схема нового однофазного РВУ на базе ОДН.....	31
Выводы по п.2.1.2.....	34
2.1.3. Постановка задачи.....	35
2.1.4 Новая упрощенная методика расчета параметров ВСФ для РВУ на базе ОДН.....	35
Выводы по п.2.1.4.....	43
2.1.5. Описание ИК-моделей для исследования переходных, установившихся и аварийных режимов работы 1Ф-ТРВУ-ОДН.....	44
2.1.6. Моделирование переходных и установившихся режимов 1Ф-ТРВУ-ОДН с ВСФ.....	48
2.1.7. Моделирование аварийных режимов работы 1Ф-ТРВУ-ОДН с ВСФ.....	51

2.1.8. Моделирование защиты 1Ф-ТРВУ-ОДН с ВСФ при аварийном режиме включения на короткозамкнутую нагрузку.....	54
2.1.9. Моделирование защиты 1Ф-ТРВУ-ОДН с ВСФ при аварийном режиме возникновения КЗ нагрузки в установившемся режиме работы.....	55
Выводы по п 2.1.....	55
2.2. Исследование трехфазного магнитно-регулируемого выпрямительного устройства на базе ОДН.....	56
2.2.1. Структурная схема нового трехфазного РВУ на базе ОДН.....	56
2.2.2. Регулировочная характеристика 3Ф6П-ТРВУ-ОДН.....	60
2.2.3. Описание ИК-моделей 3Ф6П-ТРВУ-ОДН для исследования переходных, установившихся и аварийных режимов работы.....	61
2.2.4. Исследование модели 3Ф6П-ТРВУ-ОДН в переходном режиме работы.....	64
2.2.5. Моделирование защиты при аварийных режимах 3Ф6П-ТРВУ-ОДН с ОДН во вторичной цепи трансформатора с LC-фильтром.....	65
Выводы по п.2.2.....	67
2.3. Методика проектирования ОДН для РВУ.....	68
2.3.1. Исходные данные для расчета и проектирования.....	68
2.3.2. Расчет габаритной мощности ОДН.....	70
2.3.3. Выбор марки магнитопровода.....	72
2.3.4. Определение количества витков обмотки ОДН.....	78
2.3.5. Конструктивный расчет.....	79
2.3.6. Энергетический расчет.....	79
2.3.7. Тепловой расчет.....	80
2.3.8. Пример проектирования ОДН по предложенной методике.....	81
Выводы по п.2.3.....	82
Выводы по главе 2.....	82

Глава 3. Исследование динамических свойств регулируемых выпрямительных устройств на базе однообмоточных дросселей насыщения.....	83
3.1. Актуальность постановки задачи.....	83
3.2. Методика проектирования цепей коррекции для обеспечения РВУ на базе ОДН как замкнутой системы автоматического управления.....	84
3.2.1. Функциональная схема РВУ на базе ОДН.....	85
3.2.2. Выбранный критерий устойчивости ЗС.....	86
3.2.3. Передаточная функция силовой части.....	88
3.2.4. Передаточная функция управляющего элемента.....	89
3.2.5. Передаточная функция датчика выходного напряжения.....	91
3.2.6. Передаточная функция фильтра низких частот.....	92
3.2.7. Передаточная функция разомкнутой системы РВУ на базе ОДН.....	94
3.2.8. Построение скорректированных (желаемых) амплитудных и частотных характеристик.....	96
3.2.9. Определение передаточной функции корректирующего устройства.....	98
3.2.10. Физическая реализация корректирующего устройства.....	100
3.3. Моделирование работы РВУ на ОДН с цепями коррекции.....	100
3.3.1. Моделирование устойчивой работы 1Ф-ТРВУ-ОДН.....	101
3.3.2. Моделирование устойчивой работы 3Ф6П-ТРВУ-ОДН.....	105
Выводы по главе 3.....	110
Глава 4. Исследование многопульсных регулируемых выпрямительных устройств.....	111
4.1. Многопульсные трансформаторные РВУ на базе ОДН.....	111
4.1.1. Постановка задачи.....	111
4.1.2. Моделирование устойчивой работы 3Ф12П-ТРВУ-ОДН.....	113
4.1.3. Структурная схема 18-пульсного ТРВУ на базе ОДН.....	116
Выводы по п.4.1.....	118

4.2. Многопульсные безтрансформаторные РВУ на базе ОДН для перспективных СЭС ЛА.....	118
4.2.1. Постановка задачи.....	118
4.2.2. Структурная схема многопульсного безтрансформаторного РВУ на базе ОДН.....	119
4.2.3. Моделирование устойчивой работы 6Ф12П-РВУ-ОДН.....	120
Выводы по п.4.2.....	122
4.3. Сравнительный анализ предложенных структур РВУ.....	123
4.4. Сравнительный анализ массогабаритных характеристик МРВУ на ОДН с другими классами РВУ.....	124
Выводы по главе 4.....	126
Заключение.....	127
Список сокращений и условных обозначений.....	129
Список литературы.....	131
Приложения.....	142
Приложение П1.....	142
Приложение П2.....	144

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы. Высокий уровень конкуренции постоянно предъявляет повышенные требования к экономической эффективности предприятий авиационной отрасли. Поэтому продукция интеграторов авиационных систем электроснабжения характеризуется постоянным развитием и совершенствованием технологий.

В настоящее время одним из направлений развития авиации является реализация концепции "более электрического самолета". При этом повышение уровня электрификации летательных аппаратов (ЛА) сопровождается необходимостью упрощения и уменьшения уровня сложности структур, входящих в состав систем электроснабжения (СЭС). В то же время наиболее важными для обеспечения безопасности полета остаются требования отказоустойчивости, высокой надежности, а также устойчивости к внешним воздействующим факторам.

Одними из основных функциональных узлов, формирующих постоянное напряжение на борту современных ЛА, являются регулируемые выпрямительные устройства (РВУ).

Известно, что основными проблемами при проектировании бортовых преобразовательных устройств являются необходимости обеспечения высоких показателей надежности, КПД и электромагнитной совместимости с радиоэлектронной аппаратурой (РЭА).

РВУ имеют разные схемотехнические варианты решения, которые возможно реализовать применением как полупроводниковых (транзисторных или тиристорных), так и магнитных ключей.

Однако применение полупроводниковых ключей имеет ряд недостатков.

Применение в составе РВУ **транзисторов** в качестве регулирующего элемента, характеризуется:

- 1) Сложной схемой управления (СУ) регулирующим элементом, содержащей множество полупроводниковых элементов, что повышает уровень сложности такого устройства, снижая его надежность;

2) Высоким уровнем излучаемых помех (кондуктивных и индуктивных), связанных с особенностями высокочастотного преобразования энергии, снижающих уровень ЭМС устройства.

Применение в составе РВУ **тиристор** в качестве регулирующего элемента характеризуется:

1) более сложной СУ, по сравнению с транзисторным РВУ, вследствие этого снижается надежность устройства;

2) сложностью управления тиристорами, связанной с особенностями их выключения;

3) низкой помехозащищенностью тиристор

Магнитные ключи, также известные как магнитные усилители и дроссели насыщения (ДН), исторически предшествовали полупроводниковым ключам.

К настоящему времени считается, что ДН уже достаточно хорошо изучены, на тему проектирования таких устройств еще в 60-90-е годы было написано множество научных трудов в частности такими учеными, как Г.С. Найвельт, М.А. Розенблат, Ю.Г. Толстов, В.П. Миловзоров, Л.В. Шопен, Р.А. Липман, И.Б. Негневицкий, Э.М. Ромаш, Л.Л. Хруслов, К. Харада, Т. Набэсима.

Традиционные устройства, построенные на ДН, отличались от транзисторных и тиристорных аналогов простотой реализации, высокой надежностью, лучшей электромагнитной совместимостью, но имели такие недостатки, как низкое быстродействие и большая масса.

Со временем развития науки и техники ужесточались требования к конструктивным и эксплуатационным показателям авиационной РЭА, возрастало объемное соотношение источников вторичного электропитания (ИВЭП) и РЭА в целом, что означало сужение области применения магнитных устройств (стабилизаторов напряжения с магнитным регулированием), которые оставались только в составе аппаратуры, требующей высокой надежности.

Поэтому стоит заметить, что некоторые устройства на основе ДН, разработанные еще в 60-70-е годы XX века, продолжают до настоящего времени

нести боевое дежурство на борту действующих объектов военной авиации благодаря высокой надежности и безотказности, проверенной годами службы.

В настоящее время среди иностранных научно-технических статей, диссертационных работ и материалов конференций упоминается о разработках новых магнитно-регулируемых выпрямительных устройств и внедрении их зарубежными фирмами в СЭС современных ЛА [1-14].

Стоит ответить, что разработку преобразовательных устройств на дросселях насыщения ведут такие иностранные фирмы, как Philips, Toshiba и Saab [6-14].

Шведская компания Saab еще в 60-х годах 20-го века применяла в своих разработках для военной авиации дроссели насыщения в составе трехфазного регулятора напряжения. ДН были применены в источниках питания навигационных системах для истребителей Saab J35 Draken, находящихся в эксплуатации с 1959 до 2005 года.

Фирмой Saab также было применено магнитное регулирование выходного напряжения в системе возбуждения генератора для истребителя Saab AJ37 Viggen, который находился в эксплуатации с 1971 по 2005 гг.

Кроме того, дроссели насыщения на ДН применяются фирмой Saab в ИВЭП для электрической системы контроля полета на военных самолетах, в частности на Saab JAS39 Gripen, находящихся в эксплуатации с 1997 года и планируемых к эксплуатации до 2040 г. [11].

Отмечается высокая конкурентоспособность ИВЭП, реализующих магнитное регулирование напряжения с использованием современных магнитомягких материалов, низкий вес таких устройств, сопоставимый с аналогами на транзисторах и тиристорах, высокая надежность и низкая цена [10-14].

Предпосылкой возобновления интереса к ДН стала разработка новой элементной базы. Во-первых, применение перспективных аморфных и нанокристаллических магнитомягких сплавов приводит к значительному улучшению электромагнитных характеристик и массоэнергетических параметров ДН. Во-вторых, использование современной полупроводниковой элементной базы

открывает новые возможности для построения высокоэффективных цепей управления ДН.

Однако используемые в серийных разработках структурные и схемотехнические решения и методики проектирования магнитно-регулируемых выпрямительных устройств (МРВУ) на ДН не публикуются в открытой печати в связи с защитой авторских прав и соблюдением коммерческой тайны.

Таким образом, разработка принципов построения и методов проектирования РВУ на базе ДН с использованием новейших магнитомягких материалов и современной полупроводниковой элементной базы, на сегодняшний день является актуальной и целесообразной задачей. Успешное решение этой задачи открывает широкие возможности для построения централизованных РВУ на базе ОДН, входящих в состав подсистем напряжения постоянного тока СЭС ЛА.

Цель и задачи работы. Целью работы является разработка и исследование принципов построения и методов проектирования регулируемых выпрямительных устройств на базе однообмоточных дросселей насыщения с использованием современной элементной базы для подсистемы 27В современных и перспективных СЭС ЛА.

Достижение поставленной цели возможно при решении следующих **задач**:

1. Анализ характеристик, свойств и параметров современных магнитомягких материалов на основе аморфных и нанокристаллических сплавов;
2. Разработка структурных, функциональных и схемотехнических решений силовых каскадов РВУ на базе ОДН с использованием современной элементной базы;
3. Разработка структурных и схемотехнических решений устройства управления ОДН с использованием современной элементной базы;
4. Разработка способов защиты РВУ на базе ОДН от аварийных перегрузок по току и коротких замыканий цепи нагрузки;
5. Разработка методов проектирования ОДН для РВУ;

6. Разработка методов проектирования цепей коррекции для обеспечения устойчивой работы РВУ на ОДН как замкнутой системы автоматического управления;

7. Исследование диапазона регулирования и анализ процессов в установившихся, переходных и аварийных режимах работы РВУ на базе ОДН с помощью компьютерного моделирования;

8. Сравнительный анализ массогабаритных и энергетических характеристик РВУ на базе ОДН с аналогичными тиристорными и транзисторными устройствами;

9. Разработка и исследование трансформаторного и безтрансформаторного вариантов РВУ на базе ОДН;

10. Разработка и исследование многопульсных вариантов РВУ на базе ОДН.

Объект исследования – устройства преобразования электроэнергии.

Предмет исследования – принципы построения регулируемых выпрямительных устройств на базе однообмоточных дросселей насыщения.

Область исследования – системы электроснабжения и электрооборудования летательных аппаратов.

Научная новизна результатов, полученных в диссертационной работе, заключается в следующем:

1. Разработаны структуры РВУ на основе ОДН для однофазных и трехфазных сетей переменного тока.

2. Предложен принцип построения устройства управления ОДН;

3. Разработана методика проектирования ОДН для РВУ;

4. Разработана методика проектирования цепей коррекции для обеспечения устойчивой работы РВУ на ОДН как замкнутой системы автоматического управления;

5. Предложен способ построения узла защиты от аварийных перегрузок по току и коротких замыканий цепи нагрузки для РВУ на базе ОДН;

6. Предложены принципы построения многопульсных трансформаторных и безтрансформаторных РВУ на основе ОДН

Практическая полезность работы состоит в том, что:

1. Проведен анализ зарубежных публикаций, на основе которого сделан вывод о целесообразности разработки и применения РВУ на базе ОДН, выполненных на современной элементной базе;

2. Проведен сравнительный анализ характеристик, свойств и параметров современных аморфных и нанокристаллических магнитомягких сплавов с традиционными материалами;

3. Предложены схемотехнические решения функциональных узлов РВУ на основе ОДН для однофазных и трехфазных сетей переменного тока;

4. Предложен вариант корректирующего устройства, обеспечивающего устойчивую работу РВУ на ОДН;

5. С помощью имитационного компьютерного моделирования (ИКМ) исследованы и проанализированы регулировочные и динамические характеристики РВУ на основе ОДН для однофазных и трехфазных сетей переменного тока;

6. С помощью ИКМ исследованы процессы в РВУ на основе ОДН в номинальных, переходных и аварийных режимах для различных типов выходных сглаживающих фильтров;

7. Проведен сравнительный анализ массогабаритных и энергетических характеристик РВУ на базе ОДН с аналогичными тиристорными и транзисторными устройствами в диапазоне мощностей от 3кВт до 12кВт;

Методология и методы исследования: при выполнении диссертационной работы теоретические исследования проводились с использованием методов теории электрических цепей, теории автоматического управления, методов дифференциального и интегрального исчисления, а также численных методов математического анализа с использованием компьютерного моделирования в пакете программ OrCAD 9.2. Исследование рабочих процессов в регулируемых выпрямительных устройствах проводилось с помощью имитационного компьютерного моделирования. Такой способ проверки работоспособности схем позволяет сократить время и расходы на создание макетного образца. Обработка

результатов расчетов и моделирования проводилась с применением программы MS Excel.

Основные научные положения, выносимые на защиту:

1. Структуры силовых каскадов РВУ на основе ОДН для однофазных и трехфазных сетей переменного тока.
2. Принцип построения и способ реализации устройства управления ОДН;
3. Методика проектирования ОДН для РВУ;
4. Методика проектирования цепей коррекции для обеспечения устойчивой работы РВУ на ОДН как замкнутой системы автоматического управления;
5. Принцип построения и способ аппаратной реализации узла защиты РВУ на базе ОДН от аварийных перегрузок по току и коротких замыканий цепи нагрузки;
6. Варианты построения многопульсных трансформаторных и безтрансформаторных РВУ на основе ОДН.

Достоверность полученных результатов подтверждается корректным использованием положений теории электрических цепей, теории автоматического управления; применяемым математическим и имитационным аппаратом, подтверждающим основные теоретические положения работы; сопоставлением проведенных исследований с опубликованными материалами других авторов.

Реализация результатов работы.

Результаты диссертационной работы были использованы в НИР кафедры 306 «Микроэлектронные электросистемы» Московского авиационного института (национального исследовательского университета) (договор № 44310-03060 от 04.06.2012г.), а также в учебном процессе на кафедре 306 «Микроэлектронные электросистемы» Московского авиационного института (национального исследовательского университета).

Апробация работы. Основные положения и результаты диссертационной работы представлялись на следующих конференциях:

- 12-й международной конференции «Авиация и космонавтика – 2013» (г. Москва, 2013г.);

– 13-й международной конференции «Авиация и космонавтика – 2014» (г. Москва, 2014 г.);

– 2-х конкурсах научно-технических работ и проектов «Молодёжь и будущее авиации и космонавтики» (г. Москва, 2013 и 2014 гг.);

– 15-й Международной конференции молодых специалистов по микро/нанотехнологиям и электронным приборам «EDM 2014» (респ. Алтай, Эрлагол, 2014 г.);

– 16-й Международной конференции молодых специалистов по микро/нанотехнологиям и электронным приборам «EDM 2015» (респ. Алтай, Эрлагол, 2015 г.);

– XII Всероссийской научно–технической конференции «Научные чтения по авиации, посвященные памяти Н. Е. Жуковского» (г. Москва, 2015 г.).

Публикации. По результатам исследования опубликовано 16 научных работ, в том числе 6 научных статей в рецензируемых научных журналах, входящих в перечень рекомендуемых изданий ВАК Мин. Обр. и Н. РФ, получено 2 патента на полезные модели.

Структура и объем работы. Диссертационная работа изложена на 145 страницах и состоит из введения, 4 глав, заключения, списка литературы, приложений. Работа включает в себя 85 рисунков, 8 таблиц.

Глава 1

ПРЕДПОСЫЛКИ К РАССМОТРЕНИЮ ВОЗМОЖНОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ МАГНИТНО-РЕГУЛИРУЕМЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

1.1. Современные магнитомягкие материалы

В настоящее время освоена технология производства новых магнитомягких аморфных металлических и нанокристаллических магнитомягких сплавов и ведется их широкое внедрение в промышленность.

Аморфные прецизионные сплавы являются многокомпонентными, что повышает стеклообразующую способность материала и обеспечивается его аморфную структуру. При этом достигается сведение к нулю константы магнитной анизотропии. Это в свою очередь ведет к достижению таких характеристик, как низкая коэрцитивная сила и высокая магнитная проницаемость. К тому же содержание дополнительных составляющих химических элементов ведет к повышению коррозионной стойкости и повышает температурную стабильность магнитных свойств [15-17].

Нанокристаллические сплавы являются прямым конкурентом аморфного. Кристаллиты диаметром 10...20нм, расположенные по всему объему ленты, обеспечивают сверхмелкокристаллическую структуру таких сплавов. Это позволяет достигать самого меньшего значения коэрцитивной силы и высочайшей магнитной проницаемости [15-17].

Стоит заметить, что ДН проектируется на сердечнике из магнитомягкого материала, имеющего прямоугольную петлю магнитного гистерезиса (ППГ). Приближенная статическая ППГ приведена на рис. 1.1.

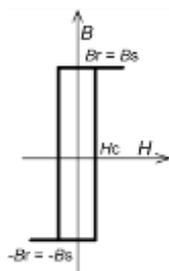


Рис. 1.1. Приближенная статическая петля гистерезиса магнитного материала сердечника ДН

В рамках данной диссертационной работы был проведен сравнительный анализ характеристик, свойств и параметров современных магнитомягких материалов на основе аморфных и нанокристаллических сплавов по сравнению с такими материалами, как ферриты, электротехнические стали и пермаллои [15-20, 23-26].

Результаты проведенного анализа сведены в таблицу 1.1.

Таблица 1.1. Сравнительная характеристика показателей аморфных и нанокристаллических магнитомягких материалов относительно традиционных

параметры	МАТЕРИАЛ				
	Феррит	Эл. сталь	Пермаллой	Аморфный сплав	Нанокрист. сплав
μ	1000– 10000	20000– 50000	30000– 250000	100000– 600000	200000– 600000
B_{\max} (Тл)	0,25–0,45	1,0–1,9	0,5–1,2	0,6–1,5	0,9–1,2
H_c (А/м)	10–30	8–40	2–15	0,2–4	0,8–1,6
P_0 (Вт/м ³)	4000–6000	50000– 100000	20000– 40000	400–750	300–600
α	1,6–1,8	1,5–1,8	1,5–1,8	1,4–1,5	1,5–1,6
β	1,7–1,9	1,7–1,9	1,7–1,9	1,5–1,75	1,65–1,7
K_{Π}	0,4–0,8	0,5–0,7	0,85–0,91	0,9–0,94	0,9–0,93
F_{\max} (кГц)	100–1000	0,05–1	5–10	100	100
$T, ^\circ\text{C}$	-60...+125	-60...+150	-40...+100	-60...+125 (+155)	-60...+125 (+155)

Опираясь на данные, приведенные в таблице 1.1 можно сделать вывод, что аморфные и нанокристаллические сплавы имеют значительно меньшие удельные потери на перемагничивание, вихревые токи и магнитную вязкость, по сравнению с электротехнической сталью, пермаллоями и ферритами. Также новые материалы имеют высокий коэффициент прямоугольности петли магнитного гистерезиса,

обладают высокой начальной и максимальной относительной магнитной проницаемостью и высоким значением индукции насыщения на высоких частотах перемагничивания. По сравнению с традиционными материалами имеют существенно более узкую петлю гистерезиса, благодаря низким значениям H_c [15-18].

Аморфные и нанокристаллические сплавы обладают рядом выдающихся механических, химических и магнитных, свойств, связанных с их структурой, благодаря чему они позволяют по-новому взглянуть на принципы построения давно известных устройств на основе дросселей насыщения. Как отмечается в иностранных научно-технических источниках, массогабаритные и энергетические показатели моточных элементов при этом могут быть значительно улучшены [1-17].

В связи с этим появляется возможность пересмотреть традиционный подход к проектированию магнитно-регулируемых устройств, как особого класса высоконадежной авиационной преобразовательной техники. В частности, вопрос проектирования перспективного авиационного стабилизированного выпрямительного устройства, отвечающего современным требованиям по надежности и электромагнитной совместимости, может быть решен с использованием новых принципов построения и новых схемотехнических решений магнитно-регулирующего узла.

1.2. Традиционные структуры РВУ на базе дросселей насыщения

В традиционных РВУ применялись, в основном, двухобмоточные ДН. При этом одна обмотка (главная) являлась рабочей, а другая - управляющей [24-27].

Известны различные схемы включения ДН в диодные выпрямители для регулирования напряжения. Различались они включением главных обмоток в силовую цепь и способу соединения обмоток подмагничивания [23-32].

На рис.1.2 приведены возможные схемы включения ДН. Главные обмотки ДН могут быть включены в фазные цепи последовательно (рис. 1.2а), последовательно с каждым диодом выпрямительного моста (рис. 1.2б), в фазные цепи параллельно

(рис. 1.2в), в каждую фазу могут быть включены две параллельные ветки, состоящие из главной обмотки ДН и вспомогательного диода (рис. 1.2г).

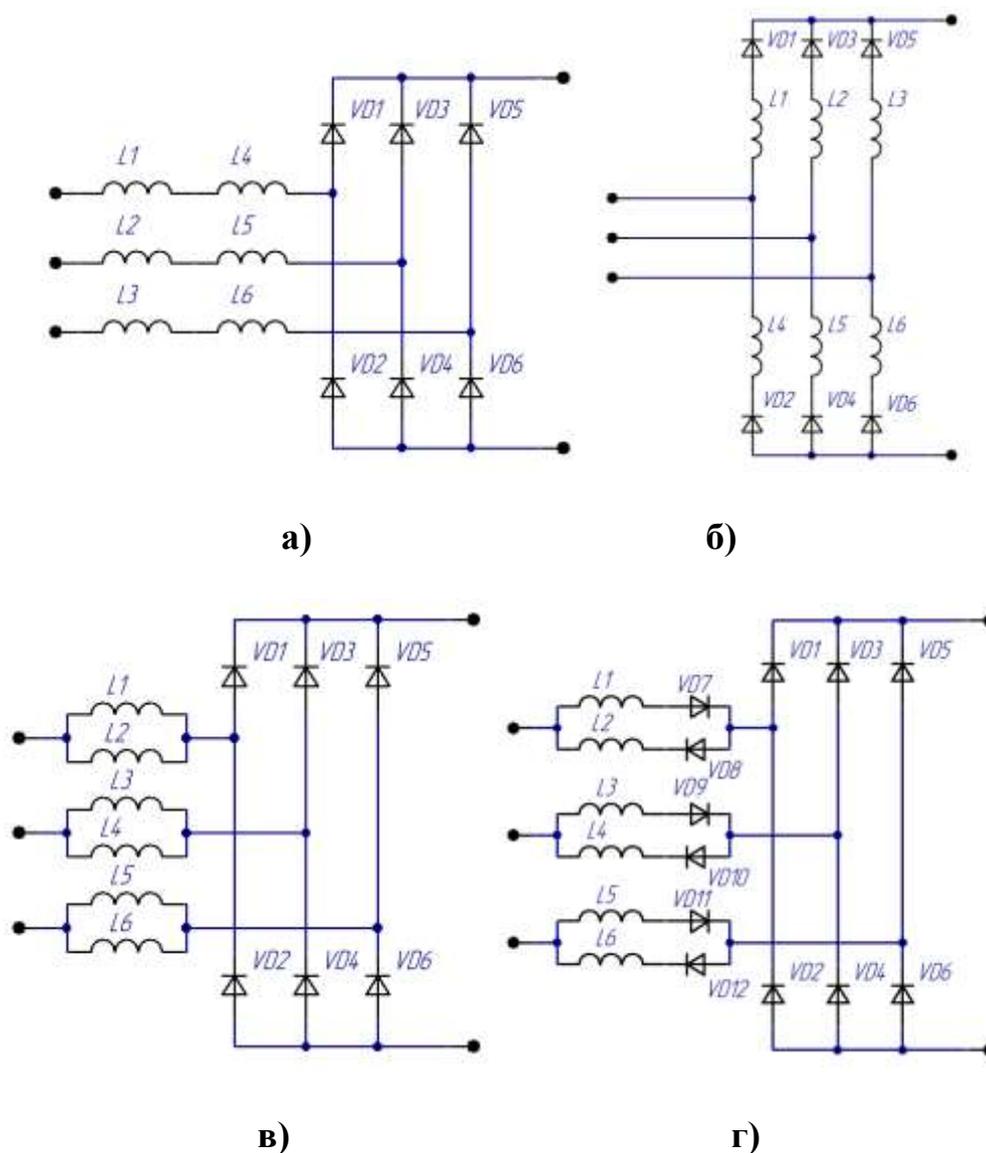


Рис. 1.2. Возможные схемы включения главных обмоток ДН в силовую цепь трехфазного мостового выпрямителя

Практическая реализация принудительного подмагничивания ДН традиционно осуществлялась посредством включения в цепь управления либо дросселя с очень большой индуктивностью или большого активного сопротивления, что показано на рис. 1.3 для последовательного соединения обмоток подмагничивания [27].

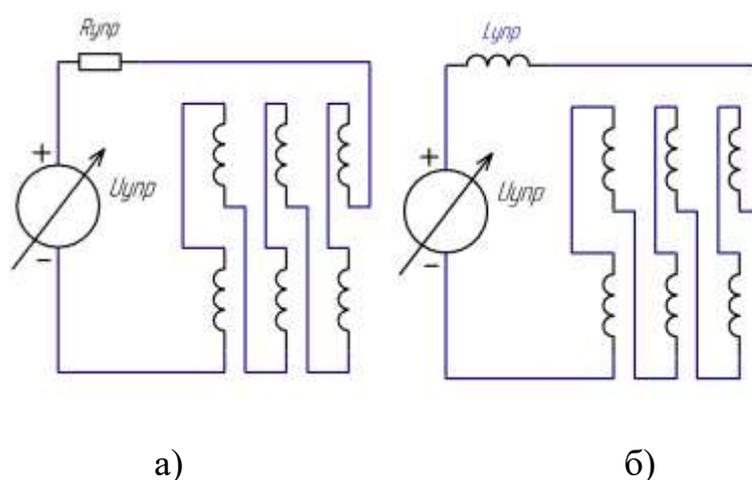


Рис. 1.3. Схемы управления ДН: а) с активным сопротивлением; б) с дросселем

При этом, схема с активным сопротивлением $R_{упр}$ в цепи управления (рис. 1.3а) имела относительно высокое быстродействие, но в то же время большие потери энергии, т.е. была энергетически неэффективна. Что касается схем с дросселями ($L_{упр}$), то они были более энергетически выгодны, однако большая индуктивность дросселя цепи управления значительно снижала быстродействие регулирования, т.е. такие схемы обладали худшим быстродействием, по сравнению со схемами с включенным активным сопротивлением.

Обмотки размагничивания также могут быть соединены в две или в три параллельные группы (рис. 1.4).

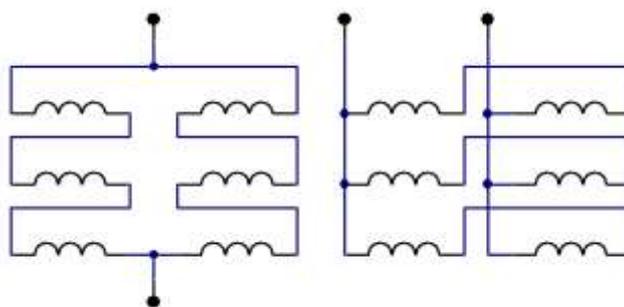


Рис. 1.4. Возможные схемы включения обмоток подмагничивания (управления)
ДН

Подмагничивание ДН постоянным током осуществлялось как принудительным способом, так и свободно.

При принудительном подмагничивании цепь постоянного тока питается от источника тока с «бесконечно» большим внутренним сопротивлением [27].

Вследствие того, что к главной обмотке ДН приложено переменное напряжение, в обмотке подмагничивания наводится переменная ЭДС. При принудительном подмагничивании сопротивление цепи, в которую подключена обмотка подмагничивания, бесконечно велико, поэтому эта ЭДС не вызывает никакого тока. Поэтому на заре проектирования таких устройств, когда еще не были открыты транзисторы, инженеры-схемотехники постоянно решали компромиссные задачи выбора оптимальных решений управления размагничиванием ДН. При этом были критичны вопросы обеспечения малых значений массы, габаритов, стоимости, высокого КПД определяющих их экономическую эффективность [27].

Со временем развития науки и техники были разработаны полупроводниковые ключи, которые постепенно вытесняли ДН, выгодно отличаясь от них по многим показателям.

В условиях постоянно повышающихся требований к массогабаритным и эксплуатационным показателям бортовых РВУ становилось нецелесообразно использовать традиционные магнитные регуляторы напряжения. Основными недостатками таких традиционных устройств, по сравнению с полупроводниковыми аналогами, являлись:

- большой удельный объем, занимаемый ими в составе РЭА;
- большой вес;
- большие потери в цепи управления размагничиванием ДН;
- низкое быстродействие;
- отсутствие работоспособности на холостом ходе, из-за особенностей применяемых магнитных материалов.

1.3. Принцип действия однообмоточного дросселя насыщения

Рассмотрим особый класс ДН, т.н. однообмоточный дроссель насыщения (ОДН), который содержит только одну обмотку. Это подразумевает использование данной обмотки в качестве рабочей в один полупериод питающего напряжения и в качестве управляющей в другой полупериод питающего напряжения, при этом повышается быстродействие работы дросселя [25,28-34]. ОДН характеризуется повышенной технологичностью и сниженной себестоимостью.

Принцип работы быстродействующего ОДН основан на переключении между насыщенным и ненасыщенным состоянием сердечника. Когда сердечник насыщен, ДН является «замкнутым» магнитным ключом и проводит ток. Когда сердечник ненасыщен - ДН «разомкнут, как ключ» [28].

Таким образом, работа дросселя насыщения определяется его характеристикой намагничивания. Вертикальный участок петли магнитного гистерезиса соответствует дифференциальной магнитной проницаемости, которая стремится к бесконечности. Дифференциальная составляющая на горизонтальных участках стремиться к нулю [28].

Поэтому если ППГ будет почти идеальна, то благодаря ее резкой прямоугольности переход сердечника из одного состояния в другое произойдет почти мгновенно. Такая характеристика позволяет ДН скачком менять свое сопротивление от «нуля» до «бесконечности» [28].

Рассмотрим принцип действия быстродействующего ОДН в схеме простейшего регулятора напряжения, приведенной на рис. 1.5а). Схема состоит из однообмоточного дросселя насыщения L , управляющего элемента (УЭ), диода цепи управления $VD1$, силового диода $VD2$, нагрузочного резистора R_n , источника питания напряжением переменного тока E_p .

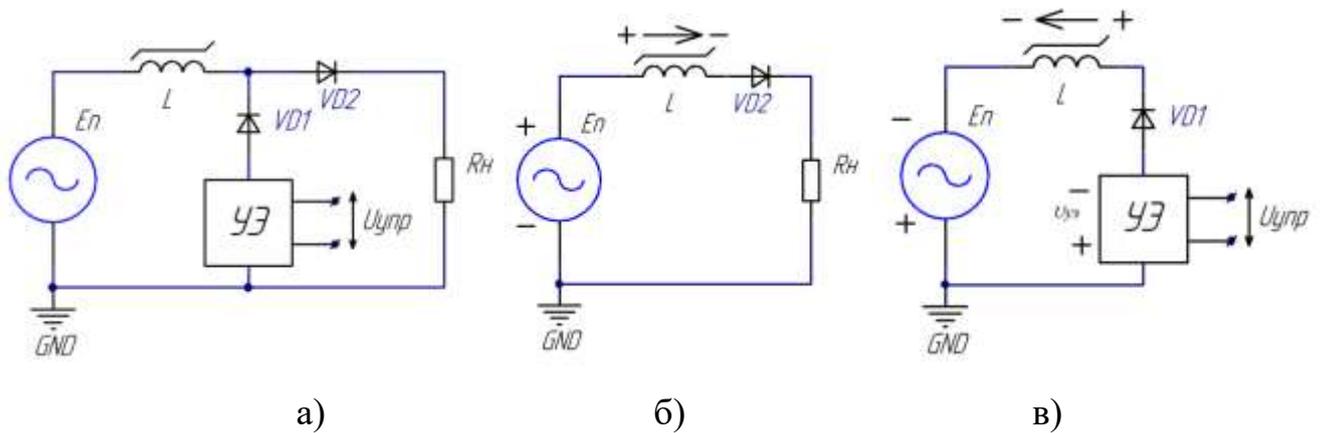


Рис. 1.5. а) схема простейшего регулятора напряжения на базе ОДН;
 б) процессы для положительного (рабочего) полупериода E_n ; в) процессы для отрицательного (управляющего) полупериода E_n ;

Полупериод, соответствующий проводящему состоянию диода VD2, является рабочим для дросселя L (см. рис. 1.5б), для него справедливо соотношение:

$$Sw \frac{\Delta B}{\Delta t} = U_{\text{п}}(t) - U_{\text{н}}, \quad (1-1)$$

где S – площадь поперечного сечения магнитопровода ОДН, м^2 ;

w – число витков обмотки ОДН;

$U_{\text{п}}$ – напряжение питания, В.

$U_{\text{н}}$ – напряжение на нагрузке.

Второй полупериод, когда проводит диод VD1, является управляющим (см. рис. 1.5в) для L, для него справедливо соотношение:

$$Sw \frac{\Delta B}{\Delta t} = U_{\text{п}}(t) - U_{\text{уэ}}, \quad (1-2)$$

Где $U_{\text{уэ}}$ – напряжение, формируемое на управляющем элементе;

В соответствии с (1-1) и (1-2), регулирование напряжения на нагрузке обеспечивается изменением напряжения на ЧЭ под действием сигнала $U_{\text{упр}}$.

На временных диаграммах, приведенных на рис. 1.7, поясняющих работу схемы, представлены: напряжение E_n питающего источника, мгновенное $U_{\text{н}}$ и среднее $U_{\text{н сред}}$ напряжение на нагрузке, индукция B в магнитопроводе ОДН, напряжение U_L на ОДН.

Для регулирования напряжения на нагрузке необходимо изменять время намагничивания сердечника в рабочем полупериоде, т.е. изменять угол α включения ОДН.

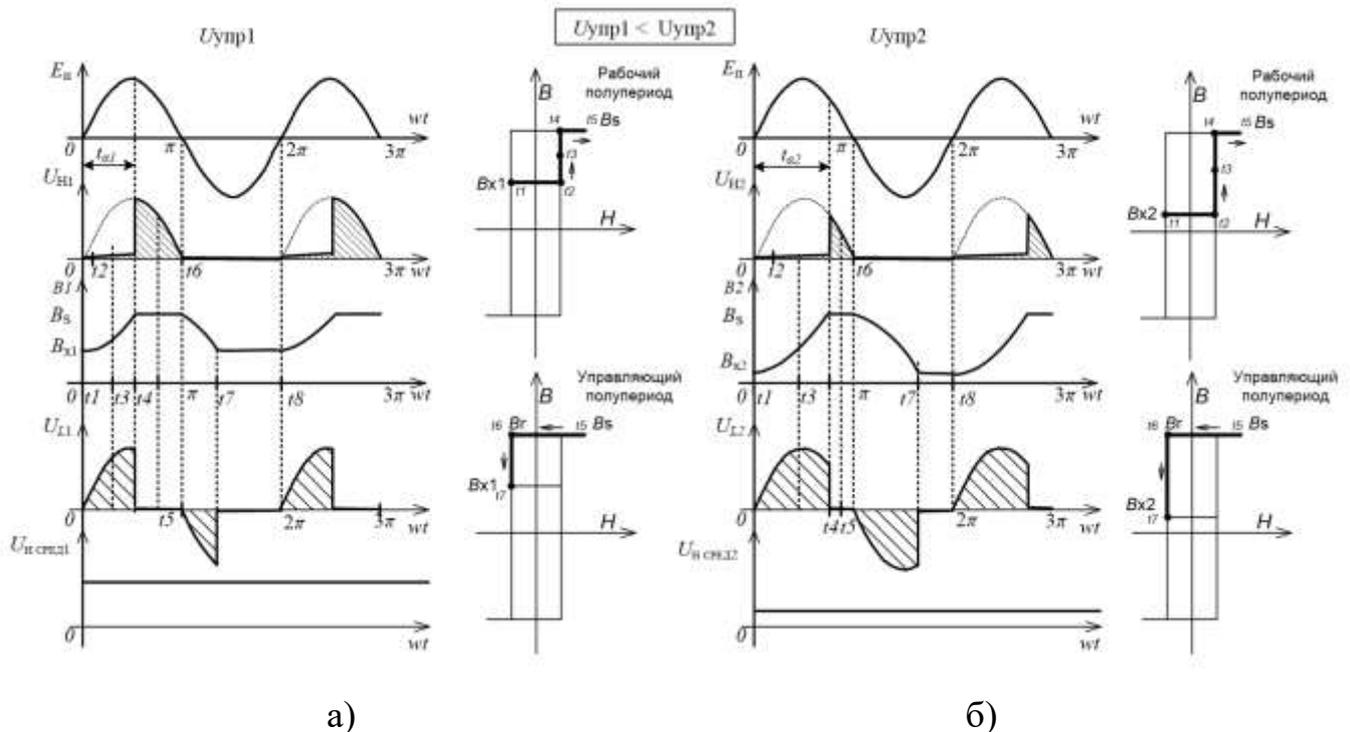


Рис. 1.6. Временные диаграммы, поясняющие работу простейшего регулятора напряжения на базе ОДН

Изменение значения α зависит от значения начальной индукции V_x , которое в свою очередь зависит от значения предварительного размагничивания, которое регулируется УЭ.

Изменение значения α зависит от изменения значения V_x , которое в свою очередь зависит от изменения H_x , и, как следствие, от значения тока управления. При этом справедливо следующее соотношение:

Рассмотрим графики, представленные на рис. 1.6а, соответствующие напряжению управления $U_{упр1}$.

Рабочий полупериод работы ОДН состоит из двух интервалов $(0 - \alpha l)$ и $(\alpha l - \pi)$. На первом интервале $(0 - \alpha l)$ под действием источника питания происходит намагничивание магнитопровода ОДН от начального уровня индукции (V_{x1}) до уровня индукции насыщения (B_s). На этом интервале ОДН «закрыт» (разомкнут) и

не пропускает ток в нагрузку. При этом рабочая точка сердечника перемещается по траектории t1–2–3–4.

На втором интервале ($\alpha - \pi$) рабочая точка выходит в область магнитного насыщения и идет по траектории t4-5 (см. рис. 1.6а). При этом ОДН “открывается”, и в нагрузку протекает ток по контуру $E_{п(+)}-L-VD2-R_{н}-E_{п(-)}$.

В управляющем полупериоде работы ($\pi - 2\pi$) сердечник ОДН необходимо размагнитить до уровня индукции B_{x1} . Другими словами необходимо «вернуть» рабочую точку в первоначальное положение на петле гистерезиса. При этом размагничивание ОДН производится через УЭ по контуру $УЭ-VD1-L-E_{п}-УЭ$. При этом рабочая точка сердечника идет по траектории t5–6–7.

На рис. 1.6 показаны разные режимы работы регулятора при перемагничивании ОДН при разных напряжениях управления. На диаграммах видно, что при увеличении напряжения управления (рис. 1.6б) увеличивается угол α , т.е. время намагничивания ОДН, и соответственно, уменьшается среднее значение напряжения на нагрузке.

Описание процессов было рассмотрено на статической петле гистерезиса. В реальных условиях петля гистерезиса динамически расширяется (рис. 1.7). При этом максимальный ток управления размагничиванием ОДН будет зависеть от максимальной напряженности динамической петли:

$$i_{упр\ макс} = \frac{Hd_{макс}l}{w}, \quad (1-3)$$

Где l – средняя длина магнитной силовой линии;

w – число витков обмотки.

$Hd_{макс}$ – максимальная напряженность (насыщения) с учетом расширения петли гистерезиса при работе на переменном токе.

Разным напряжениям управления соответствуют разные петли гистерезиса. И, следовательно, разные углы включения ОДН (рис.1.8а).

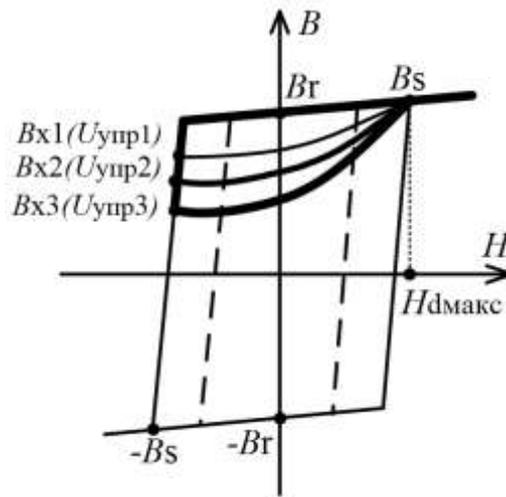


Рис. 1.7. Динамические петли магнитного гистерезиса для разных напряжений управления ОДН ($U_{упр1} < U_{упр2} < U_{упр3}$)

На рис.1.8б) представлена регулировочная характеристика среднего значения напряжения нагрузки от различных напряжений управления $U_{упр}$.

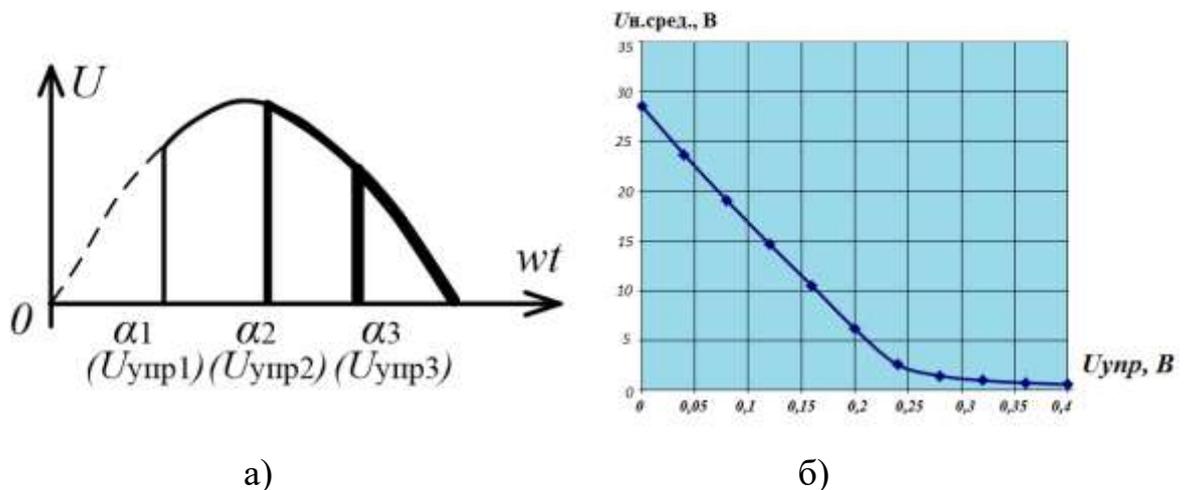


Рис. 1.8. а) углы включения ОДН для различных напряжений управления ($U_{упр1} < U_{упр2} < U_{упр3}$); б) регулировочная характеристика, отражающая зависимость напряжения нагрузки $U_{н}$ от напряжения управления $U_{упр}$.

При этом разным углам включения α соответствуют разные напряжения на нагрузке. При увеличении $U_{упр}$ увеличивается угол α , и, как следствие, уменьшается $U_{н}$.

Стоит заметить, что для обеспечения регулируемости выходного напряжения в оба полупериода питающего напряжения переменного тока необходимо использовать два ОДН с развязывающими диодами, работающими в противофазе.

1.4. Синтез управляющего элемента для ОДН

В соответствии с современными требованиями к цепям управления преобразовательными устройствами, элемент, управляющий процессом размагничивания ОДН должен обладать свойством источника напряжения с возможностью ограничения тока при этом он должен иметь малые потери на управление и высокое быстродействие.

УЭ должен формировать напряжение размагничивания ОДН под действием сигнала управления. УЭ также должен ограничивать ток размагничивания ОДН, предотвращая попадание рабочей точки магнитного гистерезиса в область глубокого магнитного насыщения, что соответствует выражению:

$$I_{огр} = 1.1 \dots 1.2 \left(\frac{H_c \cdot l}{w} \right), \quad (1-4)$$

Где $I_{огр}$ – ток ограничения размагничивания ОДН, А;

H_c – коэрцитивная сила, А/м;

Коэффициент (1.1...1.2) учитывает технологический разброс, а также зависимость параметров петли гистерезиса от температуры и частоты перемагничивания.

В соответствии с требованиями была разработана функциональная схема (ФС) УЭ, представленная на рис. 1.9.

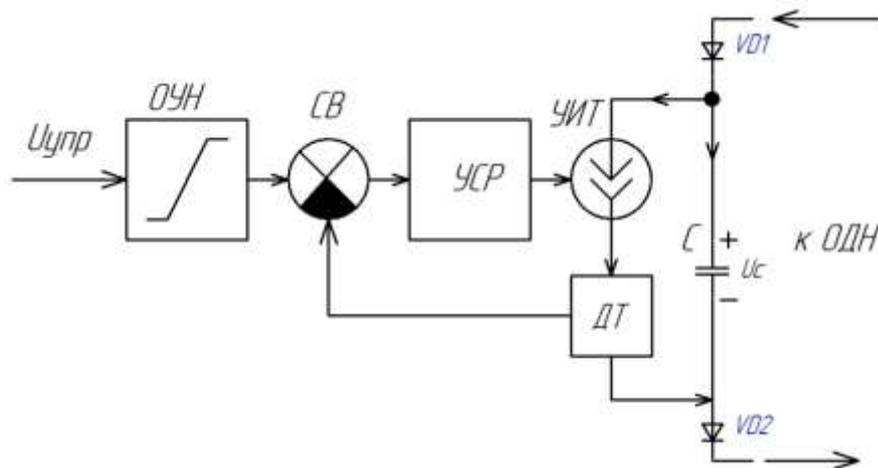


Рис. 1.9. Функциональная схема УЭ для ОДН

ФС УЭ состоит из следующих узлов:

ОУН – ограничитель уровня напряжения, на который приводит сигнал управления $U_{упр}$;

СВ – схема вычитания;

УСР – усилитель сигнала рассогласования,

УИТ – управляемый источник тока;

ДТ – датчик тока;

VD1, VD2 – развязывающие диоды;

С – конденсатор, выполняющий функцию источника напряжения в течение управляющего полупериода.

В рабочий период УЭ не должен влиять на процесс намагничивания. Для этой цели используются развязывающие диоды VD1, VD2.

Значение емкости С должна определяться из следующих соотношений:

Изменение напряжения U_c должно быть много меньше E_{Π} в управляющий полупериод:

$$\Delta U_c \ll E_{\Pi} \quad (1-5.1)$$

$$\Delta U_c = \frac{Q}{C} \quad (1-5.2)$$

$$Q = I \cdot \Delta t \quad (1-5.3)$$

$$\Delta t = \frac{T_c}{2}, \quad (1-5.4)$$

Где T_c – период сетевого напряжения, с;

$$I = \frac{H_C \cdot l}{w} \quad (1-5.5)$$

Из (1.5.1) - (1.5.5):

$$C > \frac{1}{10} \frac{\frac{T_c}{2} \cdot H_C \cdot l}{w \cdot E_{\Pi}} \quad (1-5.6)$$

Возможный вариант схемотехнической реализации УЭ представлен на рис. 1.10.

На рис. 1.10 представлена принципиальная схема УЭ ОДН. В качестве узла УИТ выбран МДП-транзистор.

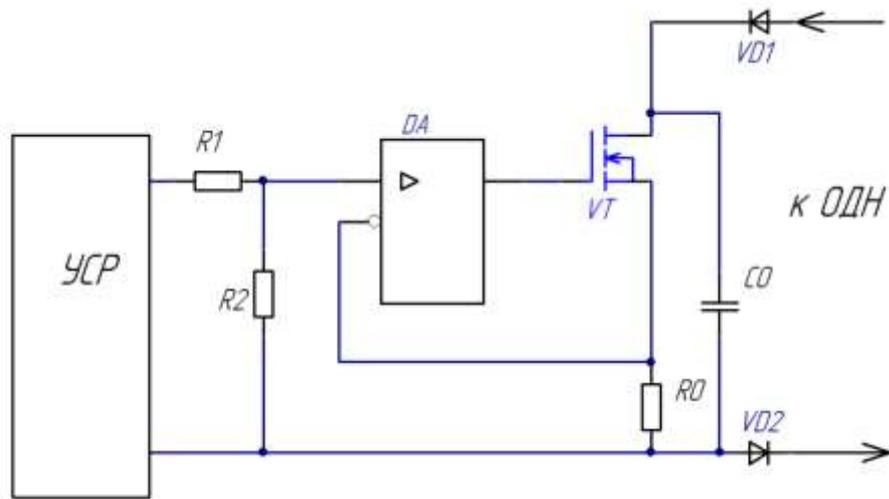


Рис. 1.10. Принципиальная схема управляющего элемента ОДН

Ограничение тока размагничивания осуществляется операционным усилителем ОА, посредством обратной связи, снимаемой с датчика тока R_0 .

Когда напряжение U_{C0} на конденсаторе C_0 равно 0, ОДН размагничивается всем напряжением E_p . В идеальном случае, при размагничивании под действием приложенного E_p , значение индукции сердечника ОДН сместится в область отрицательного магнитного насыщения. Этот случай необходимо рассматривать при построении на ОДН узла защиты от коротких замыканий цепей нагрузки. Т.к. при возникновении короткого замыкания нагрузки, в следующем такте работы (или же на такте работы следующего ОДН, в зависимости от количества фаз и пульсности выпрямительного звена) сердечник ОДН не должен насытиться. Это следует из того, что при грамотном проектировании сердечник не может за один такт работы войти в насыщение, если в начале такта его индукция находилась в области отрицательного магнитного насыщения.

Если же рассматривать случай регулирования напряжения на нагрузке при нормальной работе, то при размагничивании к ОДН прикладывается не все E_p , а с вычетом величины U_n , что не будет достаточным для того, чтобы значение индукции снизилось до $-B_s$.

Таким образом, рабочая точка ППГ сердечника ОДН должна заходить в область отрицательного магнитного насыщения только в случае обеспечения защиты от коротких замыканий нагрузки.

Минимальное значение напряжения управления ОДН, $U_{\text{упр мин}}$, можно выразить так:

$$U_{\text{упр мин}} = I_{\text{хх}} \cdot R_0, \quad (1-6)$$

Где $I_{\text{хх}}$ – ток холостого хода ОДН.

$$I_{\text{хх}} = \frac{H_{\text{с дин}} \cdot l}{w}, \quad (1-7)$$

Где l – средняя длина магнитной силовой линии сердечника ОДН;

w – количество витков обмотки ОДН.

$H_{\text{с дин}}$ – динамическая коэрцитивная сила в сердечнике ОДН (с учетом расширения петли гистерезиса при работе на переменном токе), А/м;

Современные нанокристаллические магнитомягкие материалы имеют наименьшее значение $H_{\text{с дин}}$, что при прочих равных условиях (постоянных значениях l и w) обеспечивает минимально возможных ток $I_{\text{хх}}$, принимающий значение от десятков до нескольких сотен мА.

При сопротивлении резистора R_0 , составляющем порядка единиц Ом, напряжение управления составит сотни мВ. При напряжении питания $E_{\text{п макс}}$, составляющем 115В, и при $U_{\text{упр мин}}$ равном 100мВ, коэффициент регулирования ОДН k_y будет иметь значение порядка 1000.

Например, для регулируемого выпрямительного устройства мощностью 500Вт, питаемого от напряжения частотой 400Гц и формирующего на выходе напряжение 27В, магнитопровод ОДН будет иметь габариты 50x40x10 (в мм). Максимальная напряженность для магнитомягкого материала составит (с учетом температуры и рабочей частоты) порядка 5А/м, средняя длина магнитной силовой линии сердечника составим 0,141м; число витков составит 40. Тогда в соответствии с (1-7), ток холостого хода ОДН составит 20мА. Мощность потерь на холостом ходе составит 0,48 Вт, что составляет 0,1% от номинальной мощности устройства.

Это является существенным преимуществом ОДН, построенных на современных материалах, над дросселями насыщения на традиционных магнитных материалах, которые имели коэффициенты усиления в пределах 40-60. Высокое значение k_y позволит обеспечить работоспособность РВУ на ОДН на холостом

ходе, чего были принципиально лишены традиционные магнитно-регулируемые ВУ (с ДН на традиционных магнитных материалах).

Выводы по главе 1

1. Современные аморфные и нанокристаллические сплавы позволяют строить ДН с высокими эксплуатационными параметрами и имеют такие преимущества, как меньшие потери на перемагничивание и вихревые токи, меньший вес и объем, более узкая ППГ, расширенный рабочий температурный диапазон, по сравнению с традиционными материалами.

2. Однообмоточный дроссель насыщения характеризуется повышенной технологичностью, сниженной себестоимостью, а также лучшими динамическими свойствами, по сравнению с двухобмоточным вариантом, что позволяет сделать вывод о перспективности применения таких устройств для построения РВУ.

3. При использовании современных магнитных материалов токи управления ОДН оказываются достаточно малы, поэтому диапазон регулирования ОДН достигает порядка 500-1000. Это позволяет обеспечить работоспособность РВУ на базе ОДН на холостом ходе, что является неоспоримым преимуществом, по сравнению с традиционными магнитно-регулируемыми аналогами;

4. Показано, что применение встроенного резистора холостого хода увеличивает дополнительно потери не более чем на 0,5%. При этом устройство способно работать устойчиво от тока холостого хода нагрузки до максимального.

5. Управляющий элемент для ОДН может быть построен на современной полупроводниковой элементной базе. При этом он будет обладать малыми потерями и обеспечивать высокое быстродействие при размагничивании ОДН;

6. Предложен принцип построения управляющего элемента (устройства управления) ОДН;

7. Предложен вариант схемотехнической реализации УЭ для ОДН, удовлетворяющий всем требуемым критериям.

Глава 2

СТРУКТУРНЫЕ, ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ И СХЕМОТЕХНИЧЕСКИЕ РЕШЕНИЯ РЕГУЛИРУЕМЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ НА БАЗЕ ОДНООБМОТОЧНЫХ ДРОССЕЛЕЙ НАСЫЩЕНИЯ

2.1. Исследование однофазного магнитно-регулируемого выпрямительного устройства на базе ОДН

2.1.1. Обобщенная функциональная схема РВУ на базе ОДН, включенных во вторичную цепь силового выпрямителя

Рассмотрим обобщенную функциональную схему (рис. 2.1) РВУ на базе ОДН, включенных во вторичную цепь силового выпрямителя.



Рис. 2.1. Обобщенная функциональная схема РВУ на базе ОДН

Схема, представленная на Рис. 2.1, содержит силовую часть и систему управления.

Силовая часть содержит:

- СТ – силовой трансформатор;
- ДТ – датчик тока;
- ОДН – однообмоточный дроссель насыщения;
- В – силовой диодный выпрямитель;
- ВСФ – выходной сглаживающий фильтр;

Система управления представлена следующими блоками:

- ДВН – датчик выходного напряжения;
- ИОН – источник опорного напряжения;
- УСР и КУ – усилитель сигнала рассогласования и в нем же, в виде цепи местной обратной связи, включено корректирующее устройство КУ;
- УТЗ – узел токовой защиты.

Также на данной схеме показаны:

- Еп – внешний источник питания силовой части;
- Н – блок нагрузки.

2.1.2. Структурная схема нового однофазного РВУ на базе ОДН

На рис. 2.2 приведена структурная схема однофазного трансформаторного регулируемого устройства на базе однообмоточного дросселя насыщения (1Ф-ТРВУ-ОДН) [39].

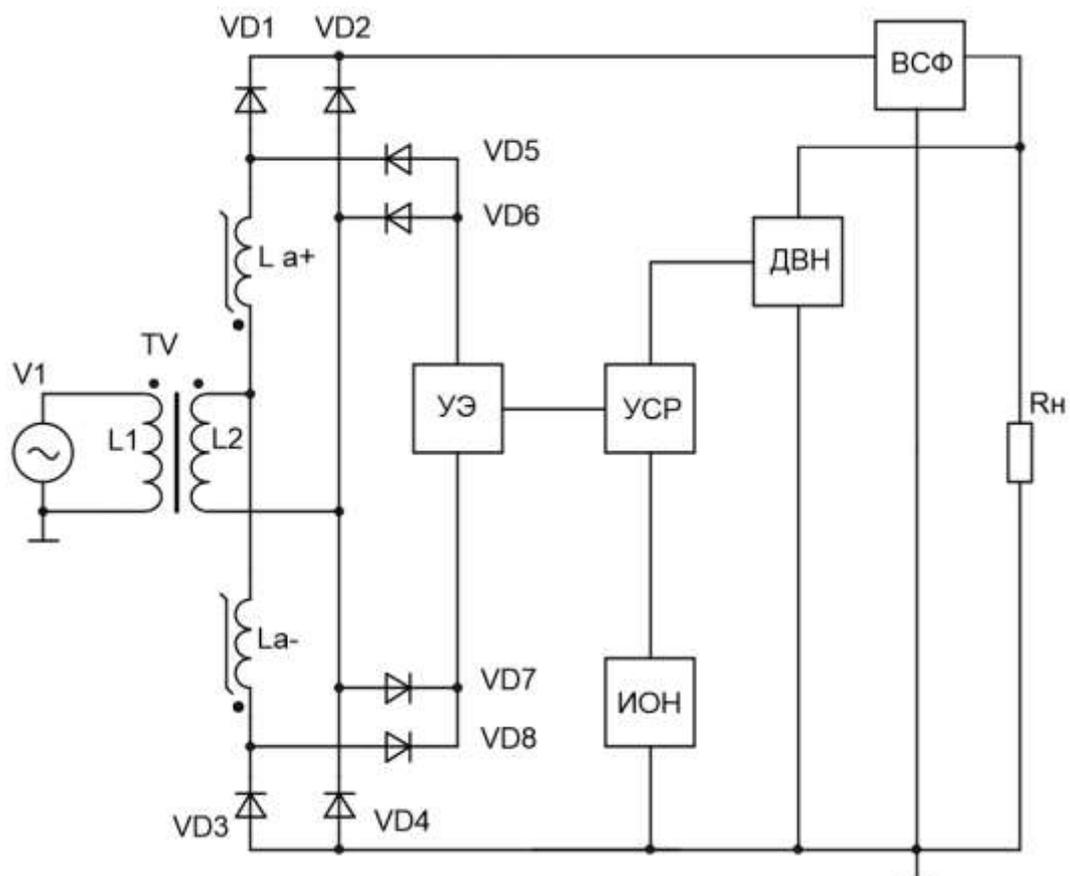


Рис. 2.2. Структурная схема однофазного трансформаторного регулируемого устройства на базе однообмоточного дросселя насыщения (1Ф-ТРВУ-ОДН)

Структурная схема (рис. 2.2) 1Ф-ТРВУ-ОДН содержит: входной источник напряжения питания переменного тока $V1$; силовой трансформатор TV , обеспечивающий гальваническую развязку и изменение уровня напряжений; два однообмоточных дросселя насыщения La^+ и La^- ; рабочие диоды (диоды выпрямителя) $VD 1 - 4$; диоды цепи управления (разделительные диоды) $VD 5 - 8$; управляющий элемент УЭ, в качестве которого могут использоваться как МДП-транзистор, так и биполярный транзистор; выходной сглаживающий фильтр ВСФ; цепь обратной связи, содержащую датчик выходного напряжения ДВН, усилитель сигнала рассогласования УСР, источник опорного напряжения (ИОН).

1Ф-ТРВУ-ОДН работает следующим образом. Полупериод, соответствующий проводящему состоянию диода $VD1$, является рабочим для La^+ . Полупериод, соответствующий непроводящему состоянию $VD1$, является управляющим для La^+ . Тогда положительный полупериод питающего напряжения будет рабочим для La^+ и управляющим для La^- . Отрицательный полупериод питающего напряжения будет рабочим для La^- и управляющим для La^+ .

Временные диаграммы, поясняющие работу схемы при активной нагрузке, приведены на Рис. 2.3а, где представлены: напряжение U питающего источника $V1$, ток через дроссели La^+ и La^- , напряжение на нагрузке U_n и индукции B магнитопроводов La^+ и La^- .

Напряжение источника питания $V1$ поступает на первичную обмотку $L1$ силового трансформатора. Из вторичной обмотки $L2$ силового трансформатора ток течет через дроссели насыщения La^+ и La^- и диоды $VD 1 - 4$ мостового выпрямителя в нагрузку R_n .

Рабочий полупериод работы La^+ состоит из двух интервалов $(0 - \alpha)$ и $(\alpha - \pi)$. На первом интервале $(0 - \alpha)$ под действием источника питания происходит намагничивание магнитопровода La^+ от начального уровня индукции (B_x) до уровня индукции насыщения (B_s) . На этом интервале ОДН «закрывает» (разомкнут) и не пропускает ток в нагрузку. При этом рабочая точка сердечника La^+ перемещается по траектории 1–2–3–4–5 (см. рис. 2.4а).

На втором интервале ($\alpha - \pi$) рабочая точка выходит в область магнитного насыщения и идет по траектории 5-6 (см. рис. 2.4а). При этом La^+ «открывается», и в нагрузку протекает ток по контуру $V1(+)-La^+-VD1-R_H-V1(-)$.

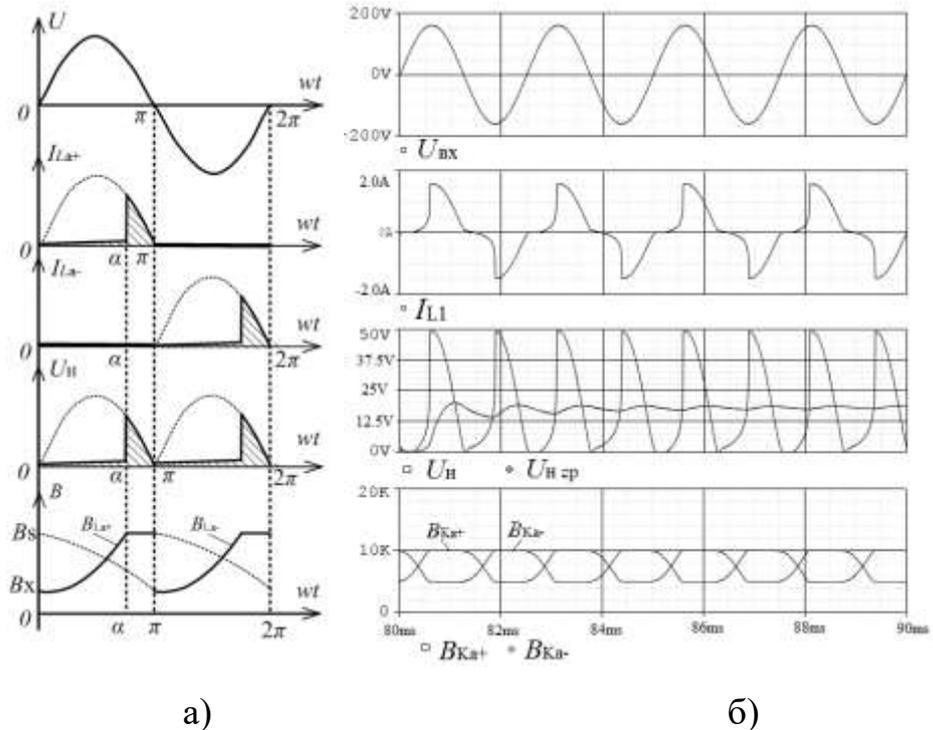


Рис. 2.3. а) временные диаграммы процессов в схеме 1Φ-ТРВУ-ОДН;
б) результаты компьютерного моделирования процессов в схеме 1Φ-ТРВУ-ОДН

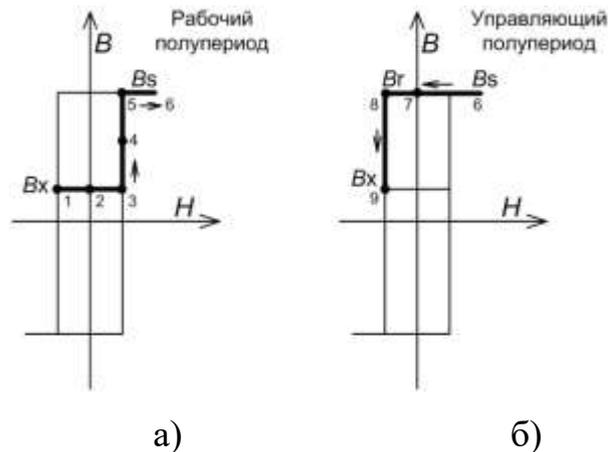


Рис. 2.4. Движение рабочей точки индукции сердечника ОДН La^+ : а) в рабочем полупериоде работы, б) в управляющем полупериоде работы

В управляющем полупериоде работы ($\pi - 2\pi$) сердечник La^+ необходимо размагнитить до уровня индукции B_x . Другими словами необходимо «вернуть»

рабочую точку в первоначальное положение на петле гистерезиса. При этом размагничивание ОДН производится под воздействием отрицательного напряжения питания через УЭ по контуру $V1(-)-VD7-I1-VD3-La+-V1(+)$. При этом рабочая точка сердечника $La+$ идет по траектории 6–7–8–9 (Рис. 2.4б).

Второй дроссель $La-$ работает аналогично $La+$ со сдвигом во времени на $1/2$ периода напряжения питания.

Результаты компьютерного моделирования схемы, представленной на Рис. 2.2, в системе OrCAD 9.2 представлены на рис. 2.3б, где приводятся графики изменения во времени напряжения $U_{вх}$ источника $V1$, тока I_{L1} первичной обмотки трансформатора TV , среднего значения напряжения нагрузки $U_{н ср}$, индукций дросселей $La+$ и $La-$.

На Рис. 2.5 представлена регулировочная характеристика среднего значения напряжения нагрузки от различных токов управления (напряжений управления), демонстрирующая способность схемы 1Ф-ТРВУ-ОДН регулировать выходное напряжение во всем диапазоне его изменения и обеспечивать его полное перекрытие.

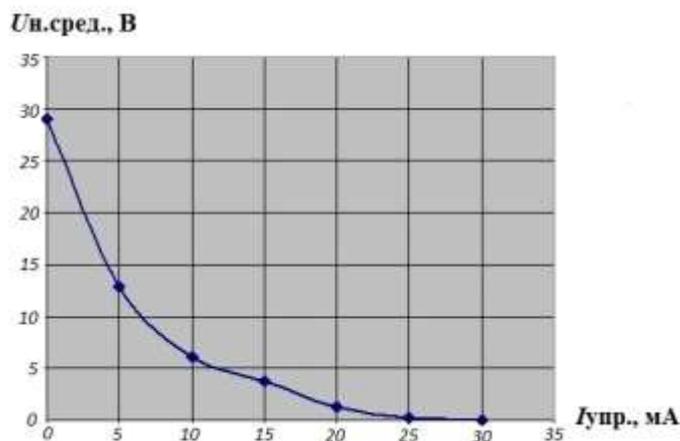


Рис. 2.5. Регулировочная характеристика 1Ф-ТРВУ-ОДН

Выводы по п.2.1.2

Предложенная структурная схема 1Ф-ТРВУ-ОДН характеризуется следующим:

- позволяет обеспечить регулирование выходного напряжения выпрямителя;
- размагничиванием обоих ОДН управляет только один УЭ;

- благодаря узкой петле гистерезиса в УЭ выделяется относительно малая мощность;
- пропускаемый через ОДН ток имеет относительно плавные фронты, что уменьшает уровень излучаемых помех;
- на ОДН возможно реализовать функцию защиты РВУ от аварийных перегрузок по току и коротких замыканий нагрузки.

2.1.3. Постановка задачи

Регулируемые выпрямительные устройства формируют на выходе напряжение постоянного тока. Согласно ГОСТ Р 54073–2010 [40] существуют требования касательно уровня пульсаций напряжения питания определенных нагрузок. При соблюдении данных требований, переменная составляющая выходного выпрямленного напряжения РВУ должна быть снижена. С этой целью применяют различные сглаживающие фильтры, включаемые между выпрямителем и нагрузкой.

На практике, для снижения значения пульсаций выходного напряжения выпрямительных устройств, широко применяются RL-, RC- и RLC-выходные сглаживающие фильтры. При наличии выходного фильтра, и в зависимости от его типа, процессы в схеме 1Ф-ТРВУ-ОДН будут отличаться.

Исследуем работу РВУ (с ОДН во вторичной цепи) с такими ВСФ в установившихся, переходных и аварийных режимах, предварительно рассмотрев упрощенную методику расчета параметров ВСФ.

2.1.4 Новая упрощенная методика расчета параметров ВСФ для РВУ на базе ОДН

В научно-технической литературе современности описано множество методов расчета параметров ВСФ для схем выпрямления напряжения. В связи с тем, что структура РВУ–ВСФ образует нелинейную систему, а аналитических методов расчета подобных систем не существует, то все известные методики расчета являются упрощенными и приближенными. В то же время данные методики, с одной стороны, опираются на одну и ту же физику процессов, но, с другой стороны,

различаются, в зависимости от конкретного автора, по способу изложения материала. Известные авторам данной статьи методики освещены и изложены в довольно сложной манере и являются громоздкими. В связи с этим, в настоящей работе представлена новая методика расчета параметров ВСФ для РВУ на основе построения амплитудно-частотной характеристики звена фильтра. Данная методика является относительно простой и в то же время обеспечивает соответствие с результатами ИКМ с хорошей точностью (в пределах 5–7%).

Что касается расчета величин емкости и индуктивности LC-фильтра, то критериев, по которым их рассчитывают, существует много, но в предложенной методике предлагается приравнивать постоянные времени дросселя и конденсатора, чтобы их индуктивность и емкость вносили равный вклад в фильтрацию выходного напряжения.

Схема выпрямления, входящая в структуру 1Ф-ТРВУ-ОДН основана на однофазной двухполупериодной мостовой схеме, представленной на Рис. 2.6а. Коротко рассмотрим работу данной схемы выпрямления.

Согласно полярности импульсов источника питающего напряжения, диодные группы VD1,VD4 и VD2,VD3 поочередно пропускают ток и формируют напряжение нагрузки. При активной нагрузке (и без ВСФ) выходное напряжение имеет вид однополярных полувольт, частота f которых, в худшем случае ($C_{\text{фильтра}} \rightarrow \infty$), равняется удвоенной частоте сети $f_{\text{сети}}$ (рис. 2.6б).

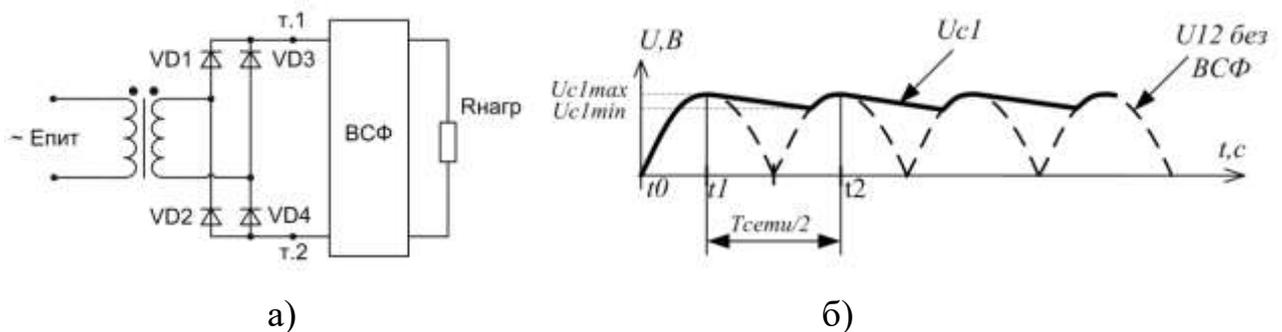


Рис. 2.6. Двухполупериодная мостовая схема выпрямления (а) и напряжение, формируемое на ее выходе (между точками 1 и 2) (б).

При анализе работы схем выпрямления с RL-, RC- и RLC-фильтрами на R_n следует учесть что:

- при применении RC– и RLC–фильтров постоянная составляющая выходного тока выпрямительного звена течет через резистор нагрузки, в то время как его переменная составляющая течет через конденсатор фильтра;

- дроссель постоянного тока RL– и RLC–фильтра пропускает без искажений постоянную составляющую протекающего через него тока, в то же время ослабляя его переменную составляющую.

Требуемое значение пульсаций переменной составляющей напряжения на выходе фильтра $\Delta U_{пн}$ определяет его качество сглаживания, а значит является основным вводным при расчете параметров ВСФ. Также при расчете емкостей и индуктивностей фильтров необходимо учитывать частоту сетевого питающего напряжения $f_{сети}$ и частоту пульсаций напряжения нагрузки $f_{пн}$ (зависящую от пульсности схемы выпрямления), а также ток нагрузки I_H .

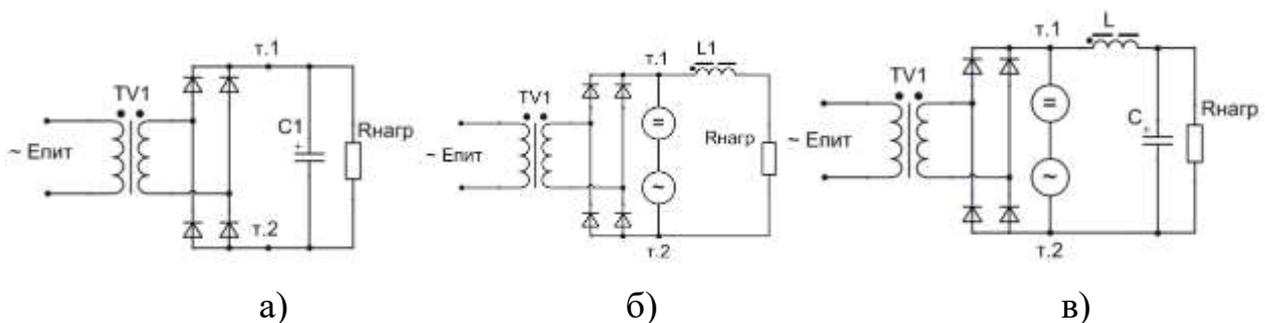


Рис. 2.7. Однофазные мостовые схемы выпрямления с ВСФ, в качестве которого применяется: (а) однозвенный RC–фильтр, (б) однозвенный RL–фильтр; (в) двухзвенный RLC–фильтр

1) Расчет параметров RC–фильтра однофазного мостового выпрямителя.

Для снижения значения пульсаций выходного напряжения нагрузки однофазного мостового выпрямителя применим однозвенный емкостный сглаживающий RC-фильтр (Рис. 2.7а).

Если считать выпрямительные диоды VD1–VD4 идеальными, пренебрегая их активными сопротивлениями, то на временном интервале $(t_0 - t_1)$ пропускаемые ими (диодами) тока конденсатор C1 ВСФ заряжается до напряжения $U_{c1 max}$. Далее в интервал времени $(t_1 - t_2)$ выпрямительные диоды заперты под воздействием

полярности напряжения конденсатора, на этом интервале времени силовой ток через диоды не протекает и напряжение на конденсаторе U_{C1} снижается, т.к. нагрузка потребляет заряд конденсатора $C1$, который можно рассчитать по формуле:

$$q_1 = I_H \cdot t, \quad (2-1)$$

где I_H – ток нагрузки, А;

t – время «паузы» пропускания тока диодами выпрямителя, с;

Для данной схемы выпрямления время t соответствует интервалу $(t_1 - t_2)$ и находится как:

$$t = \frac{T_{\text{сети}}}{2} \quad (2-2)$$

Кроме того, заряд конденсатора $C1$ ВСФ также может быть найден по формуле:

$$q_1 = C \cdot \Delta U_{\text{пн}}, \quad (2-3)$$

где C – емкость конденсатора $C1$, Ф;

$\Delta U_{\text{пн}}$ – величина пульсаций переменной составляющей напряжения нагрузки, В.

Приводя уравнения (2-1) и (2-3) в одну систему, находим емкость конденсатора RC–ВСФ:

$$C1 = \frac{I_H \cdot t}{\Delta U_{\text{пн}}} = \frac{I_H \cdot T_{\text{сети}}}{2 \cdot \Delta U_{\text{пн}}} = \frac{I_H}{2 \cdot f_{\text{сети}} \cdot \Delta U_{\text{пн}}}, \quad (2-4)$$

Где:

$$f_{\text{сети}} = \frac{1}{T_{\text{сети}}} \quad (2-5)$$

2) Расчет параметров RL-фильтра (с дросселем постоянного тока) однофазного мостового выпрямителя.

На рис. 2.7б) представлена схема однофазного мостового выпрямителя с дросселем постоянного тока в качестве ВСФ.

Следует отметить, что наличие дросселя $L1$ вносит нелинейность в работу схемы. В связи с этим строим анализ схемы на представлении входного напряжения ВСФ как суммы двух составляющих: переменной и постоянной.

На рис. 2.7б) на входе ВСФ показаны два источника напряжения постоянного и переменного тока, включенные последовательно.

Как уже было отмечено выше, постоянная составляющая тока проходит через дроссель L1 без искажений, а переменная должна ослабиться. Амплитуда переменной составляющей напряжения на входе ВСФ нам известна.

RL-фильтр является однозвенным сглаживающим фильтром 1-го порядка. По переменной составляющей тока RL-фильтр имеет передаточную функцию (ПФ):

$$W_{\phi L}(S) = \frac{1}{T_{\phi L} \cdot S + 1}, \quad (2-6)$$

где $T_{\phi L}$ – постоянная времени L-фильтра, равная:

$$T_{\phi L} = \frac{L1}{R_H} \quad (2-7)$$

На рис. 2.8 приведена амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) однозвенного RL-фильтра. Наклон АЧХ L-фильтра 1-го порядка к оси частот составляет -20дБ/декаду. Круговая частота фильтра ω_{ϕ} равняется:

$$\omega_{\phi} = \frac{2 \cdot \pi}{T_{\phi}} \quad (2-8)$$

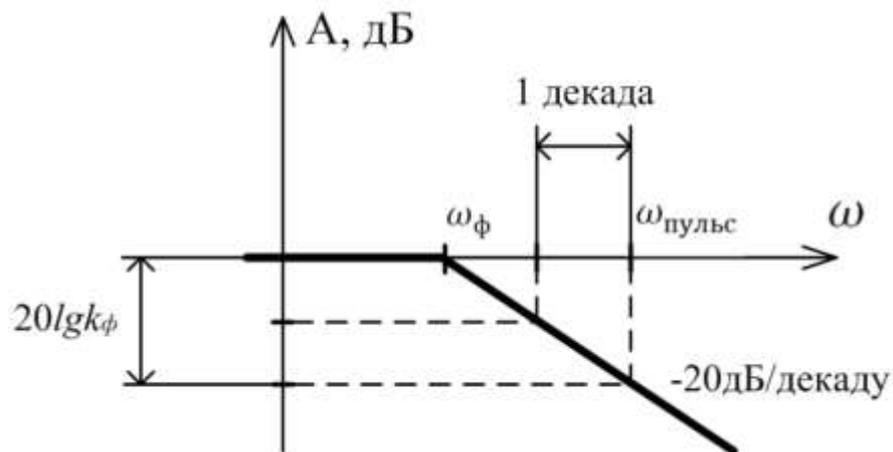


Рис. 2.8. Амплитудно-частотная характеристика однозвенного RL-фильтра 1-го порядка.

Введем понятие коэффициента ослабления фильтром пульсаций переменной составляющей напряжения (k_{ϕ}):

$$k_{\phi} = \frac{\Delta U_{пн}}{\Delta U_{пвх}}, \quad (2-9.1)$$

где $\Delta U_{\text{пн}}$ – требуемая величина пульсаций переменной составляющей напряжения на выходе фильтра;

$\Delta U_{\text{пвх}}$ – амплитуда переменной составляющей напряжения на входе ВСФ.

Таким образом, самым первым шагом при расчете индуктивности дросселя постоянного тока однозвенного RL–ВСФ станет определение коэффициента k_{ϕ} для требуемого $\Delta U_{\text{пн}}$ и заданного (в зависимости от параметров схемы выпрямления) $\Delta U_{\text{пвх}}$.

Если, например, требуется уменьшить пульсации напряжения на выходе выпрямителя в 100 раз, т.е.

$$k_{\phi 1} = \frac{1}{100}, \quad (2-9.2)$$

то на графике амплитудно-частотной зависимости получаем модуль этого коэффициента, равный

$$20 \cdot \log k_{\phi 1} = 20 \cdot \log(10)^{-2} = -40 \text{ дБ} \quad (2-9.3)$$

Проведем прямую из точки $(-40 \text{ дБ}; 0)$ параллельно оси частот до точки пересечения с графиком АЧХ фильтра. Частота соответствующая данной точке является круговой частотой пульсаций переменной составляющей на входе фильтра $\omega_{\text{пульс}}$, равную:

$$\omega_{\text{пульс}} = 2 \cdot \pi \cdot f_{\text{пульс}}, \quad (2-10)$$

где $f_{\text{пульс}}$ – частота пульсаций напряжения на входе ВСФ, определяемая пульсностью схемы выпрямления (Гц).

Допустим, что для некоей передаточной функции $W(S)$ n -го порядка, график АЧХ имеет наклон к оси частот $-20 \cdot n$ дБ/декаду, согласно рис. 2.9:

$$W(S) = \frac{1}{(T_a \cdot S + 1)^n} \quad (2-11)$$

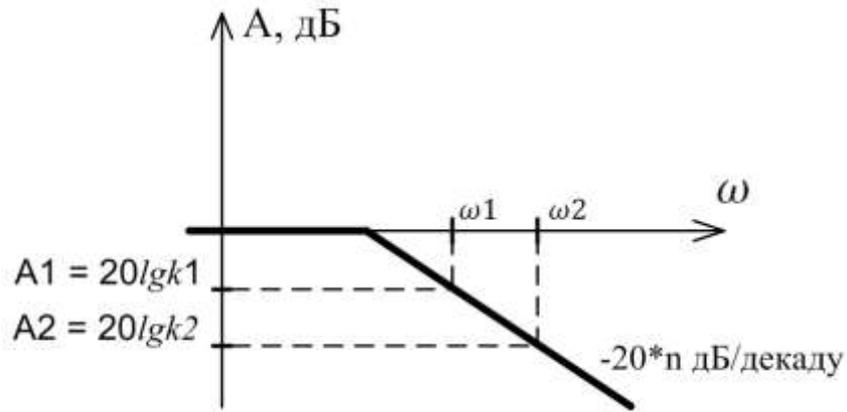


Рис. 2.9. АЧХ сглаживающего фильтра n -го порядка

Передаточная функция (2-11), учитывая, что $S = j \cdot \omega$, принимает вид:

$$W(j \cdot \omega) = \frac{1}{(T_a \cdot j \cdot \omega + 1)^n} \quad (2-12)$$

Найдем модуль передаточной функции (2-12), который равняется:

$$k(\omega) = \frac{1}{\sqrt{(T_a^2 \cdot \omega^2 + 1)^n}} \quad (2-13)$$

В области высоких частот (при $\omega \rightarrow \infty$) выражение (2-13) в логарифмическом масштабе принимает вид:

$$A = 20 \cdot \lg k(\omega) = 20 \cdot \lg \frac{1}{(T_a \cdot \omega)^n} \quad (2-14)$$

При этом, согласно рис.2.9, круговой частоте ω_1 соответствует модуль A_1 , а круговой частоте ω_2 соответствует модуль A_2 :

$$A_1 = 20 \cdot \lg k_1(\omega) = 20 \cdot \lg \frac{1}{(\omega_1)^n} = 20 \cdot n \cdot \lg \frac{1}{\omega_1} \quad \dots\dots(2-15.1)$$

$$A_2 = 20 \cdot \lg k_2(\omega) = 20 \cdot \lg \frac{1}{(\omega_2)^n} = 20 \cdot n \cdot \lg \frac{1}{\omega_2} \quad \dots\dots(2-15.2)$$

Согласно (2-15.1, 2-15.2) находим разность модулей A_2 и A_1 :

$$A_2 - A_1 = 20 \cdot \lg k_2(\omega) - 20 \cdot \lg k_1(\omega) = 20 \cdot n \cdot \lg \frac{1}{\omega_2} - 20 \cdot n \cdot \lg \frac{1}{\omega_1} \quad (2-16)$$

Если считать, что передаточная функция (2-6) является частным случаем ПФ (2-11), то справедливы соотношения:

$$A_{\phi L} = A_2 - A_1 = 20 \cdot \lg k_{\phi L} \quad (2-17.1)$$

$$\omega_1 = \omega_{\text{пульс}} \quad (2-17.1)$$

$$\omega_2 = \omega_{\phi} \quad (2-17.3)$$

$$n = 1 \quad (2-17.4)$$

Согласно (2-17.1) – (2-17.4), формула (2-16) принимает вид, в соответствии с рис. 2.8:

$$20 \cdot \lg k_{\phi L} = 20 \cdot \lg \frac{1}{\omega_{\text{пульс}}} - 20 \cdot \lg \frac{1}{\omega_{\phi}}$$

$$20 \cdot \lg k_{\phi L} = -20 \cdot \lg \omega_{\text{пульс}} - (-20 \cdot \lg \omega_{\phi}) \quad (2-18)$$

Т.к. разность логарифмов есть логарифм частного, получим:

$$20 \lg k_{\phi L} = -20 \lg \frac{\omega_{\text{пульс}}}{\omega_{\phi}} = 20 \lg \left(\frac{\omega_{\text{пульс}}}{\omega_{\phi}} \right)^{-1} \quad (2-19)$$

$$k_{\phi L} = \left(\frac{\omega_{\text{пульс}}}{\omega_{\phi}} \right)^{-1} = \frac{\omega_{\phi}}{\omega_{\text{пульс}}} \quad (2-20)$$

В общем случае: для коэффициента k_{ϕ} фильтра n -го порядка с АЧХ, имеющей наклон к оси круговых частот ($-20 \cdot n$ дБ/дек) имеем выражение:

$$20 \lg k_{\phi} = -n \cdot 20 \lg \omega_{\text{пульс}} - (-n \cdot 20 \lg \omega_{\phi}) \quad (2-21)$$

И в итоге, для фильтра n -го порядка получаем:

$$k_{\phi} = \left(\frac{\omega_{\text{пульс}}}{\omega_{\phi}} \right)^{-n} = \left(\frac{\omega_{\phi}}{\omega_{\text{пульс}}} \right)^n \quad (2-22)$$

Далее учитываем, что выходное напряжение ВУ должно иметь амплитуду пульсаций не более значения, оговоренного в ГОСТ [40]. Значит, для случая применения однозвенного RL-фильтра 1-го порядка, выражение (2-20) преобразуется в неравенство, при учете, что искомым параметром является круговая частота фильтра ω_{ϕ} :

$$\omega_{\phi} < \omega_{\text{пульс}} \cdot k_{\phi L} \quad (2-23)$$

В общем случае из выражения (2-22), для ВСФ n -го порядка получаем неравенство:

$$\omega_{\phi} < \omega_{\text{пульс}} \cdot \sqrt[n]{k_{\phi}} \quad (2-24)$$

Итак, из формул (2-7), (2-8), (2-9), (2-10) и (2-23) выражаем индуктивность дросселя постоянного тока однозвенного RL-фильтра 1-го порядка:

$$L1 > \frac{R_H \cdot \Delta U_{\text{п вх}}}{f_{\text{пульс}} \cdot \Delta U_{\text{п н}}} \quad (2-25)$$

3) Расчет параметров RLC-фильтра 2-го порядка (с дросселем постоянного тока) однофазного мостового выпрямителя.

На рис. 2.7в) представлена схема однофазного мостового выпрямителя с LC-фильтром.

Двухзвенный RLC-фильтр имеет передаточную функцию:

$$W_{\phi LC}(S) = \frac{1}{T_{\phi LC}^2 \cdot S^2 + 1}, \quad (2-26)$$

где $T_{\phi LC}$ – постоянная времени фильтра RLC-фильтра, равная:

$$T_{\phi LC} = \sqrt{L2 \cdot C2} \quad (2-27)$$

Так как АЧХ ПФ RLC-фильтра имеет наклон к оси частот – 40дБ/декаду (т.к. по факту имеем фильтр 2-го порядка), то круговая частота фильтра может быть вычислена по формуле (2-24) при учете, что коэффициент $n=2$:

$$\omega_{\phi} < \omega_{\text{пульс}} \cdot \sqrt[2]{k_{\phi LC}} \quad (2-28)$$

Как уже отмечалось выше, в данной методике условие выбора параметров емкости и индуктивности RLC-фильтра выражается из равенства постоянных времени конденсатора и дросселя ВСФ:

$$\tau_L = \tau_C, \quad (2-29)$$

где τ_L и τ_C – постоянные времени дросселя и конденсатора LC-фильтра, соответственно:

$$\tau_L = \frac{L2}{R_H} \quad (2-30)$$

$$\tau_C = R_H \cdot C2 \quad (2-31)$$

Далее приравниваем (2-30) и (2-31) и, используя выражения (2-7), (2-8), (2-9), (2-10), (2-27) и (2-28), находим параметры $L2$ и $C2$, учитывая $k_{\phi LC}$, R_H , $f_{\text{пульс}}$.

Выводы по п.2.1.4

Рассчитав необходимые параметры фильтров, включенных в схемы РВУ, становится возможным получить на выходе устройств напряжения с требуемым уровнем пульсаций.

Для этого предложена относительно простая методика расчета параметров фильтров на основе построения АЧХ звена фильтра.

2.1.5. Описание ИК-моделей для исследования переходных, установившихся и аварийных режимов работы 1Ф-ТРВУ-ОДН

Для обеспечения надежности и повышения эффективности авиационных систем электроснабжения крайне важно качество и безопасность выходных параметров преобразователей, входящих в их состав. Для этого необходим контроль аварийных режимов и их устранение. Наиболее распространенными из таких режимов являются короткие замыкания цепей нагрузки. При таких режимах значение тока короткого замыкания может превышать значение рабочего тока на несколько порядков, что может нарушить работу системы распределения энергии.

Эффективно исследовать различные режимы работы устройства и смотреть реакцию системы на внешние воздействия позволяет использование компьютерного моделирования. Это позволяет моделировать работу системы в критических и переходных режимах, не прибегая к натурному моделированию, а значит, не опасаясь выхода из строя оборудования. Детальное рассмотрение рабочих и аварийных режимов позволит спроектировать более надёжное устройство, что приведёт к повышению отказоустойчивости системы.

Для исследования характера протекающих процессов в 1Ф-ТРВУ-ОДН с выходным сглаживающим фильтром были созданы имитационно-компьютерные модели данного устройства с RL-, RC-, RLC-сглаживающими фильтрами для моделирования рабочих и аварийных режимов. ИКМ было проведено с использованием программы OrCAD 9.2, в которой возможно задание параметров петли магнитного гистерезиса сердечника ОДН (рис. 2.10) [42-45].

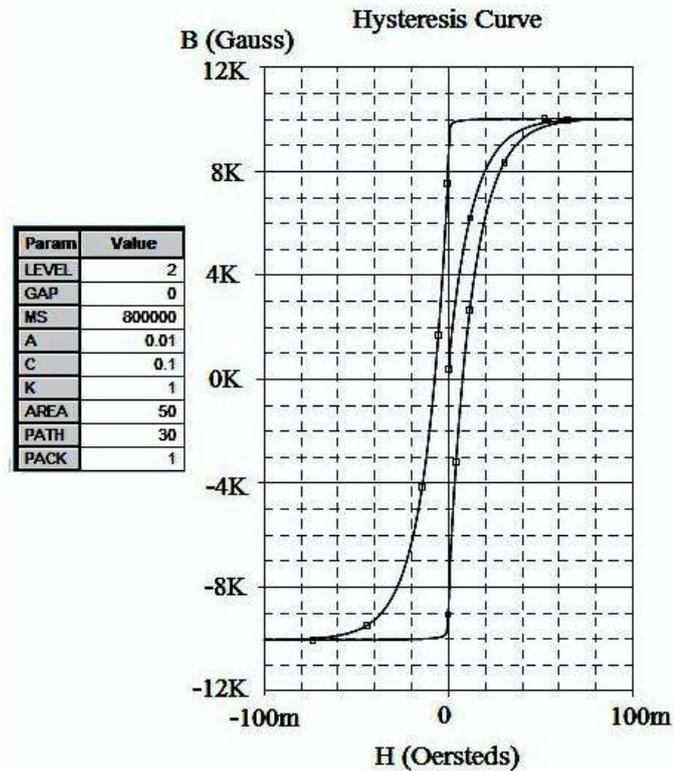


Рис. 2.10. Статическая петля магнитного гистерезиса материала для сердечника дросселя насыщения

На Рис. 2.11 представлена ИК-модель силовой части 1Ф-ТРВУ-ОДН для исследования переходных и аварийных режимов работы.

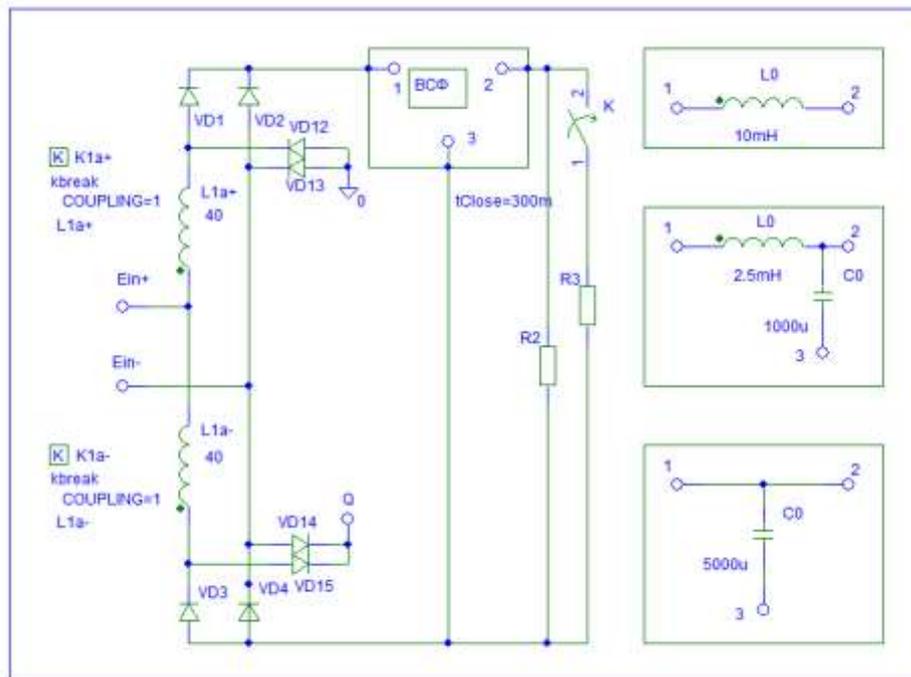


Рис. 2.11. Схема модели однофазного МРВУ на двух ОДН, включенных во вторичную цепь силового трансформатора, с ВСФ.

Модель (рис. 2.11) включает в себя следующие элементы: однообмоточные дроссели насыщения: L_{a+} , L_{a-} , на сердечниках $K1a+$, $K1a-$; рабочие диоды (диоды выпрямителя) $VD1-VD4$; разделительные диоды цепи управления $VD12-VD15$; различные схемы включения фильтров, а именно RLC-, RC-, RL-BCФ на дросселе $L0$ и конденсаторе $C0$, нагрузочные резисторы $R2$ и $R3$, переключатель K . К клеммам $Ein+$, $Ein-$ подключается модель источника входного напряжения, к клемме Q , подводится сигнал от модели УЭ.

Короткое замыкание нагрузки имитируется включением ключа K . При этом включение K , при режиме включения на короткозамкнутую нагрузку, происходило в момент времени 0 мс. В режиме короткого замыкания уже работающей нагрузки включение K происходило в момент времени, равный 100 мс.

На рис. 2.12 представлена ИК-модель источника входного напряжения 1Ф-ТРВУ-ОДН для исследования переходных и аварийных режимов работы.

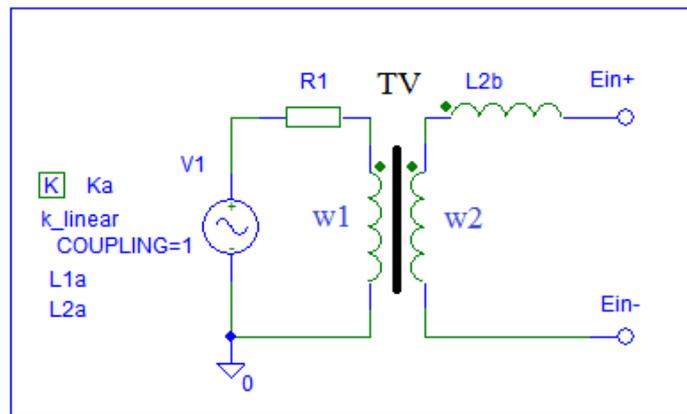


Рис. 2.12. Модель источника входного напряжения 1Ф-ТРВУ-ОДН для исследования переходных и аварийных режимов работы

Модель (рис. 2.12) включает в себя следующие элементы: источник однофазного напряжения переменного тока $V1$ имитирующий однофазную сеть; трансформатор TV , представленный первичной $w1$ и вторичной $w2$ обмотками; первичную обмотку $L2b$ трансформаторного датчика тока.

На рис. 2.13 представлена ИК-модель управляющего элемента, содержащая МДП-транзистор $VT1$, блок Ограничителя на резисторе $R16$ и конденсаторе $C2$,

блок Делителя на резисторах R13, R14. На клемму U_{upr} приходит сигнал от модели узла токовой защиты УТЗ.

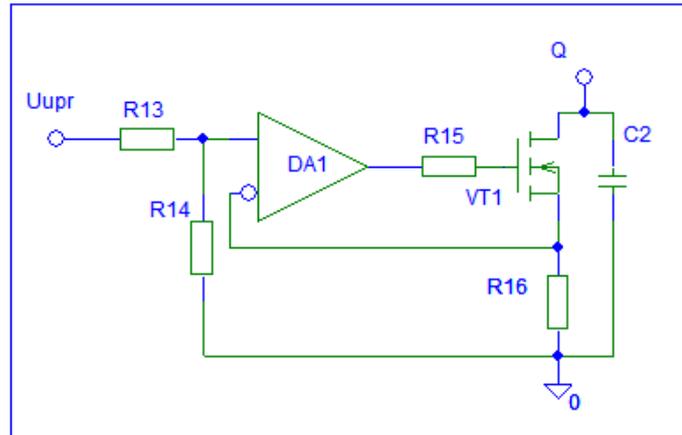


Рис. 2.13. Модель источника входного напряжения 1Ф-ТРВУ-ОДН для исследования переходных и аварийных режимов работы

Для моделирования защиты от аварийных режимов РВУ использовалась модель узла токовой защиты (УТЗ). На рис. 2.14 представлена ИК-модель узла токовой защиты УТЗ, которая содержит: вторичную обмотку L1b трансформаторного датчика тока; выпрямитель на диодах VD, резистора R4 нагрузки датчика; триггере на операционном усилителе DA2, диодах VD9-VD10 и резисторах R6-R8.

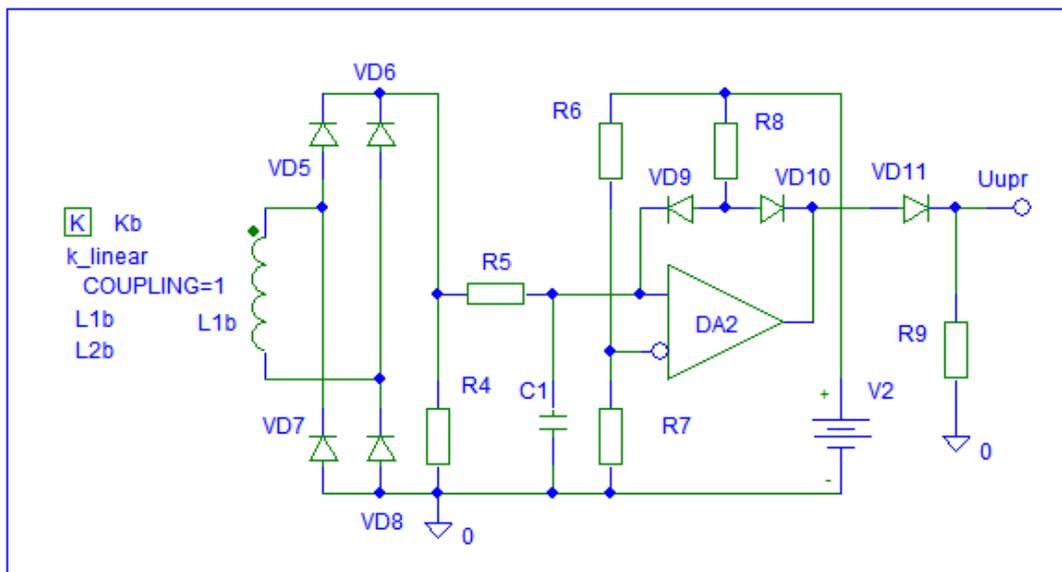


Рис. 2.14 Схема модели узла токовой защиты 1Ф-ТРВУ-ОДН для исследования аварийных режимов работы.

2.1.6. Моделирование переходных и установившихся режимов 1Ф-ТРВУ-ОДН с ВСФ

Моделирование переходных и установившихся режимов работы однофазного МРВУ, модель которого представлена на рис. 2.11-14, было проведено при следующих параметрах элементов:

- амплитудное значение напряжения переменного тока входного источника составляет 165В, частота – 400Гц;
- активное сопротивление нагрузки R_n равняется 10 Ом;
- значение пульсаций напряжения нагрузки должно составлять не более 5% от номинального напряжения;
- ёмкость однозвенного RC-фильтра по результатам расчета принимаем равной 1000 мкФ;
- индуктивность однозвенного RL-фильтра по результатам расчета принимаем равной 0,15 Гн
- индуктивность и емкость двухзвенного RLC-фильтра по результатам расчета принимаем равными 5 мГн и 100 мкФ соответственно.

На рис. 2.15 представлены графики напряжения на нагрузке модели МРВУ, где показано напряжение на нагрузке $U_{нагр}$ без применения ВСФ (а), а также напряжение нагрузки при применении RL-, RC- и RLC-фильтров (б).

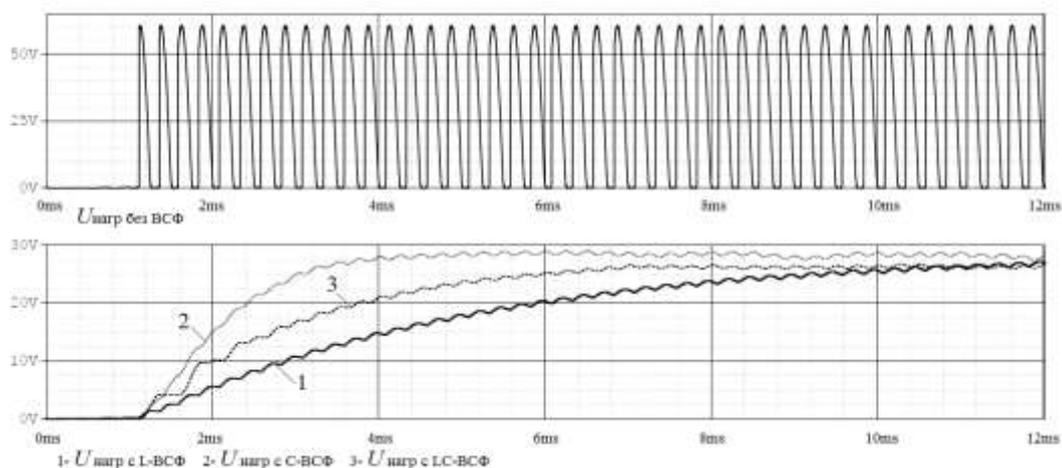


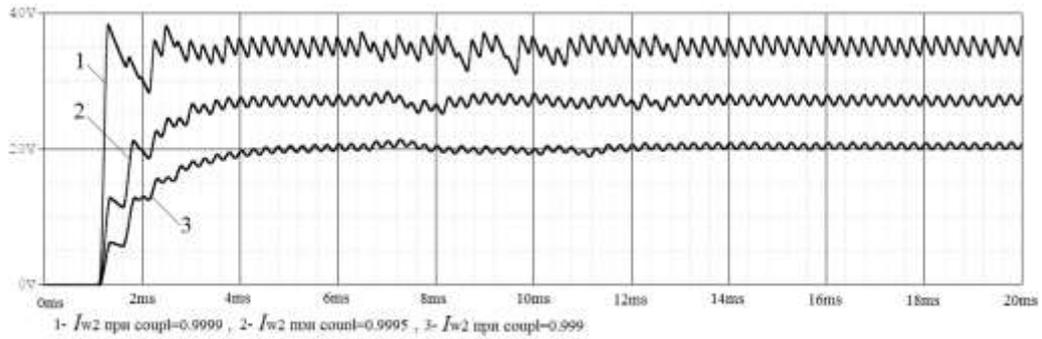
Рис. 2.15. Графики напряжения нагрузки при выходе 1Ф-ТРВУ-ОДН: а) без применения ВСФ; б) при применении различных типов ВСФ

Как видно из графиков, приведенных на рис. 2.15, применение ВСФ способствует значительному ослаблению пульсаций выходного напряжения выпрямительного устройства.

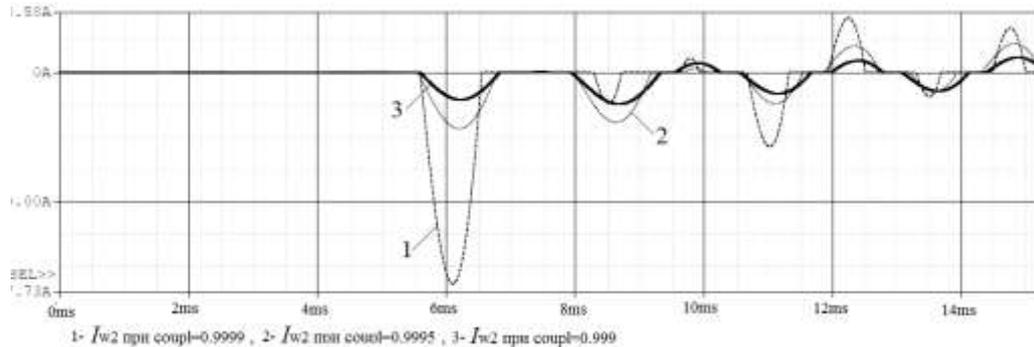
Отметим, что при моделировании процессов в 1Ф-ТРВУ-ОДН (рис. 2.2) с RC-фильтром необходимо учитывать индуктивность рассеивания $L_{\text{расс}}$ обмоток трансформатора TV. Параметр $L_{\text{расс}}$ определяется качеством и технологичностью изготовления трансформатора. Обычно индуктивность рассеивания обмоток реального трансформатора составляет величину, соответствующую значению «coupling», равному от 0.999 до 0.9999. При этом моделирование показало, что значению «coupling», равному 0.999 соответствует индуктивность рассеивания, составляющая около 0,0001 – 0,0005% от большей из индуктивностей обмоток.

Причем, при значении «coupling» равном 1, трансформатор представляется как идеальный, индуктивность рассеивания обмотки TV будет сведена к нулю. Из 1-го закона коммутации следует, что в начальный момент времени после коммутации ток в уединенной индуктивности не может измениться скачком и сохраняет такое же значение, как и непосредственно перед коммутацией. А так как ток, протекающий при пуске во вторичной цепи, не будет ограничен индуктивностью, то измениться скачком. Из этого следует, что будут увеличены, по сравнению с номинальными, в несколько раз от амплитуды токов обмоток. Также на нагрузке, при выходе устройства на режим, будет наблюдаться бросок напряжения, значительно превышающий номинальное значение. Стоит учесть данную особенность представления модели трансформатора и при незначительном уменьшении «coupling» до 0.9999, что продемонстрировано на рис. 2.16, при этом $L_{\text{расс}}$ обмоток TV мала и слабо ограничивает нарастание тока.

На рис. 2.16 представлены графики выходного напряжения U_H (а) и тока вторичной обмотки I_{w2} TV 1Ф-ТРВУ-ОДН с RC-фильтром при параметрах «coupling», равных 0.9999; 0.9995; 0.999.



а)



б)

Рис. 2.16. Графики выходного напряжения (а) и тока вторичной обмотки TV 1Ф-ТРВУ-ОДН с RC-фильтром при параметре «coupling», равных 0.9999; 0.9995; 0.999.

Уменьшение параметра «coupling» до 0.999 соответствует увеличению индуктивности рассеивания обмоток трансформатора, что приведет к появлению дополнительных потерь в трансформаторе, и как следствие, произойдет снижение значения напряжения нагрузки в сравнении с расчётным номинальным. Также при значении «coupling» 0.999, индуктивность рассеивания обмоток трансформатора составляет примерно 0,0001% от номинальной их индуктивности наблюдается ограничение тока, проходящего через обмотки TV, при этом фактический ток, потребляемый нагрузкой, становится меньше требуемого значения. При таком снижении значения выходного тока может случиться ситуация, когда при возникновении короткого замыкания нагрузки, узел токовой защиты (УТЗ) не сработает, т.к. ток будет ограничен индуктивностью рассеивания трансформатора TV и не даст развиваться току короткого замыкания.

2.1.7. Моделирование аварийных режимов работы 1Ф-ТРВУ-ОДН с ВСФ

Качество и безопасность выходных параметров преобразователей крайне важны для обеспечения надежности и повышения эффективности авиационных систем электроснабжения. Проведем моделирование тех аварийных режимов, которые являются наиболее распространенными, а именно короткие замыкания цепей нагрузки [42].

Рассмотрим аварийный режим включения 1Ф-ТРВУ-ОДН (см. рис. 2.2) на короткозамкнутую нагрузку с выключенным блоком токовой защиты. Результаты моделирования данного режима работы РВУ при наличии RL-, RC- и RLC-фильтров представлены на рис. 2.17, где приводятся графики изменения фазных токов I_{w2} вторичной обмотки силового трансформатора при различных типах ВСФ.

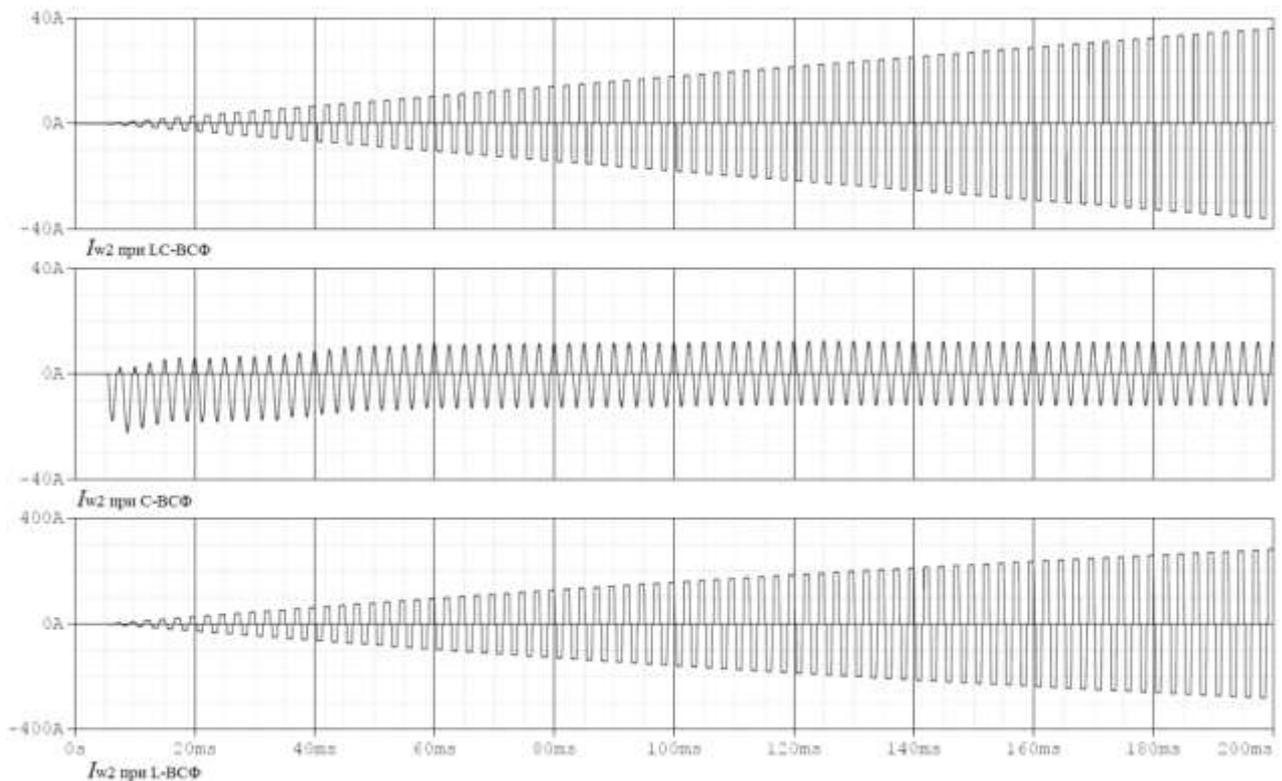


Рис. 2.17. Результаты моделирования режима включения на короткозамкнутую нагрузку 1Ф-ТРВУ-ОДН без использования УТЗ при применении RL-, RC- и RLC-фильтров.

При анализе графиков, приведенные на рис. 2.17, становится очевидно, что без использования специального УТЗ при RL- и RLC-ВСФ ток I_{w2} вторичной

обмотки силового трансформатора TV возрастает до 10–ов Ампер при ограничении на некоем уровне. Если ток короткого замыкания (КЗ), ограниченный таким образом, для данного устройства составляет ток перегрузки, или даже больший, то он может быть опасен для диодов выпрямителя, а также может «просадить» входную питающую сеть, увеличенным потреблением мощности.

При моделировании аварийных режимов в магнитно–управляемом выпрямителе с RC–фильтром следует учитывать описанные выше особенности представления модели силового трансформатора. Таким образом, из-за влияния индуктивности рассеивания $L_{\text{расс}}$ обмоток TV, ток I_{w2} будет ограничен на некоем уровне. При этом для того, чтобы в модели 1Ф-ТРВУ-ОДН с С–ВСФ токовая защита срабатывала при возникновении КЗ нагрузки, стоит подобрать параметры «coupling» TV (параметрами $L_{\text{расс}}$ датчика тока и дросселей насыщения можно пренебречь ввиду относительно малых значений их индуктивностей намагничивания), сопротивление датчика тока, входящего в УТЗ, и ёмкости конденсатора ВСФ под значение максимального тока нагрузки $I_{\text{н макс}}$ и требуемый уровень пульсаций выходного напряжения.

На рис. 2.18 представлены графики процессов в 1Ф-ТРВУ-ОДН с RC–фильтром при различных значениях параметра «coupling» TV при возникновении короткого замыкания в нагрузке.

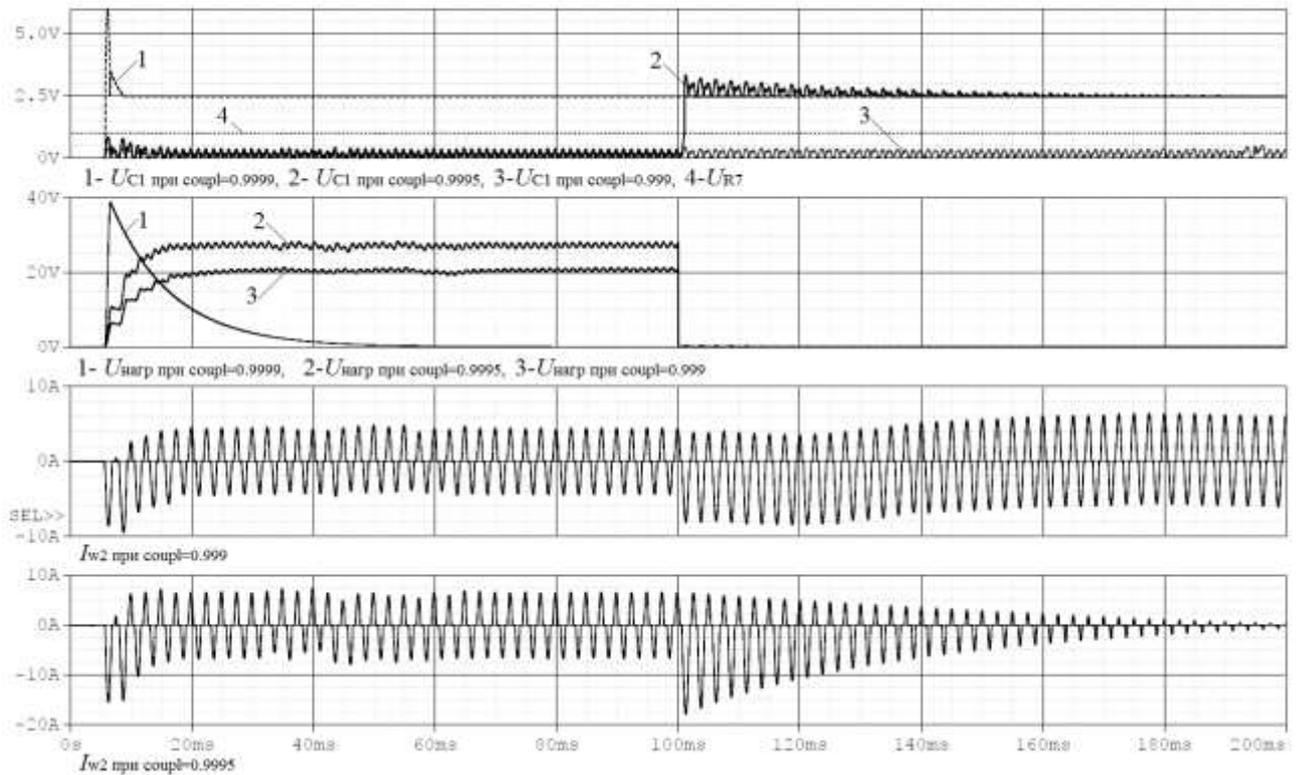


Рис. 2.18. Процессы в 1Ф-ТРВУ-ОДН с RC-фильтром при различных значениях параметра «coupling» TV при возникновении короткого замыкания в нагрузке.

Так из графиков, приведенных на рис. 2.18, для модели 1Ф-ТРВУ-ОДН в аварийном режиме короткого замыкания нагрузки в установившемся режиме работы устройства видно, что:

- при «coupling» 0.9999, блок токовой защиты срабатывает еще в переходном режиме, отключая нагрузку;
- при 0.999 модель выдает только 20В напряжения нагрузки ($U_{\text{нагр}}$); ток вторичной обмотки I_{w2} ограничен ниже номинального и УТЗ не срабатывает ($U_{C5} < U_{R42}$) при коротком замыкании нагрузки;
- при 0.9995 модель выдает 27В напряжения нагрузки, УТЗ отключает нагрузку (при $U_{C1} > U_{R7}$) при коротком замыкании, при этом ток, проходящий через вторичную обмотку (I_{w2}) силового трансформатора в нагрузку, снижается до нуля.

При моделировании аварийных режимов в магнитно-управляемом выпрямителе с RC-фильтром мы будем принимать значение «coupling» TV, равное 0.9995, что соответствует получению на выходе модели напряжения с

оптимальным характером переходного процесса и значением, равным в установившемся режиме 27В, а также, при возникновении КЗ нагрузки, обеспечивается защита силовых цепей устройства посредством снижения тока, проходящего через 1Ф-ТРВУ-ОДН в нагрузку, до нуля.

2.1.8. Моделирование защиты 1Ф-ТРВУ-ОДН с ВСФ при аварийном режиме включения на короткозамкнутую нагрузку

На рис. 2.19 представлены результаты моделирования защиты МРВУ на ОДН, при применении RL-, RC- и RLC-фильтров, от режима включения на короткозамкнутую нагрузку. Для каждого из фильтров, УТЗ срабатывает в соответствующие моменты времени, подавая сигнал на размагничивание сердечников дросселей насыщения и снижая пропускаемый ими ток до нуля.

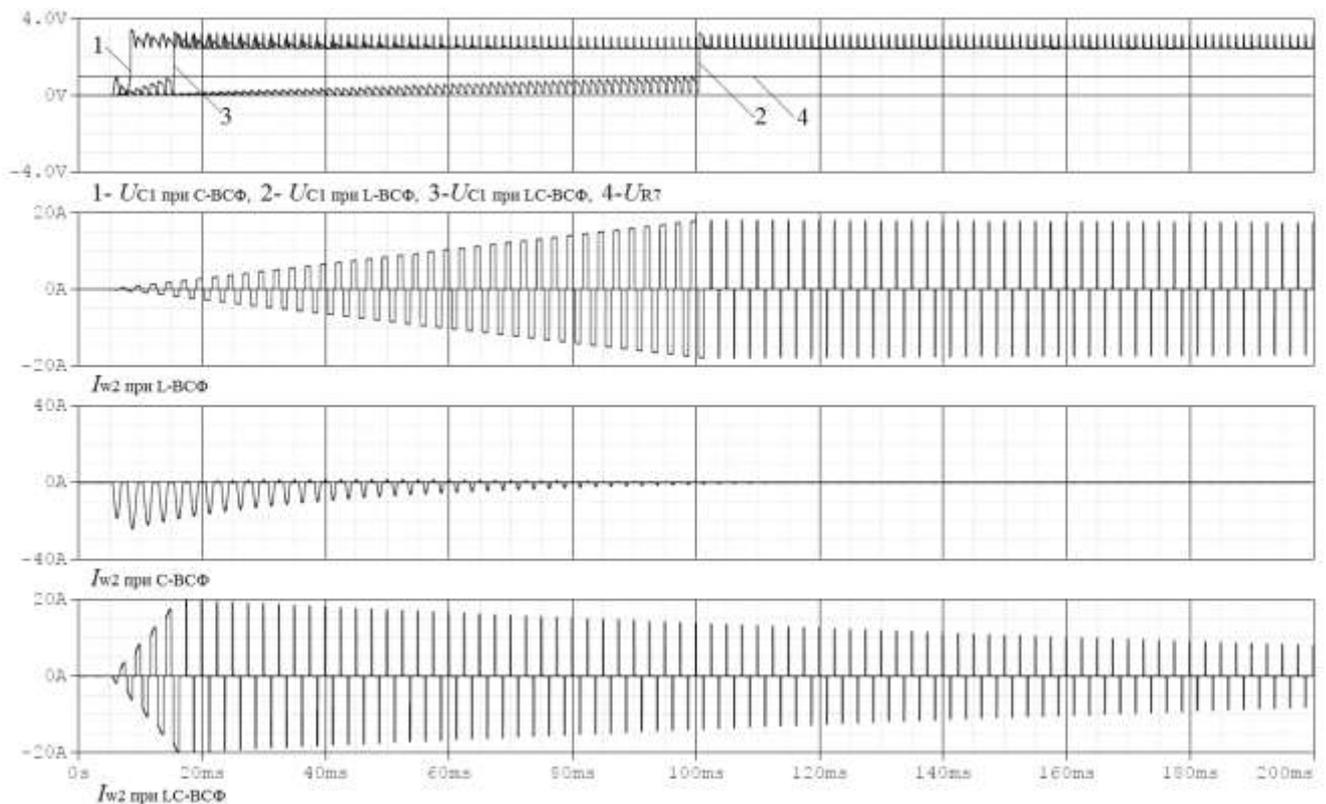


Рис. 2.19. Результаты моделирования защиты 1Ф-ТРВУ-ОДН при применении RL-, RC- и RLC-фильтров от включения на короткозамкнутую нагрузку.

2.1.9. Моделирование защиты 1Ф-ТРВУ-ОДН с ВСФ при аварийном режиме возникновения КЗ нагрузки в установившемся режиме работы

При моделировании данного режима работы МРВУ при включенном УТЗ с RL-, RC- и RLC- фильтрами наблюдаем срабатывание защиты на определенном максимальном уровне тока и дальнейшее размагничивание сердечников ОДН при снижении тока вторичной обмотки TV до 0, что подтверждается графиками, приведенными на рис.2.20.

На рис. 2.20 приведены графики напряжения нагрузки $U_{\text{нагр}}$ и токов I_{w2} вторичной обмотки TV при моделировании защиты от короткого замыкания нагрузки в установившемся режиме работы 1Ф-ТРВУ-ОДН с RL-, RC- и RLC- ВСФ.

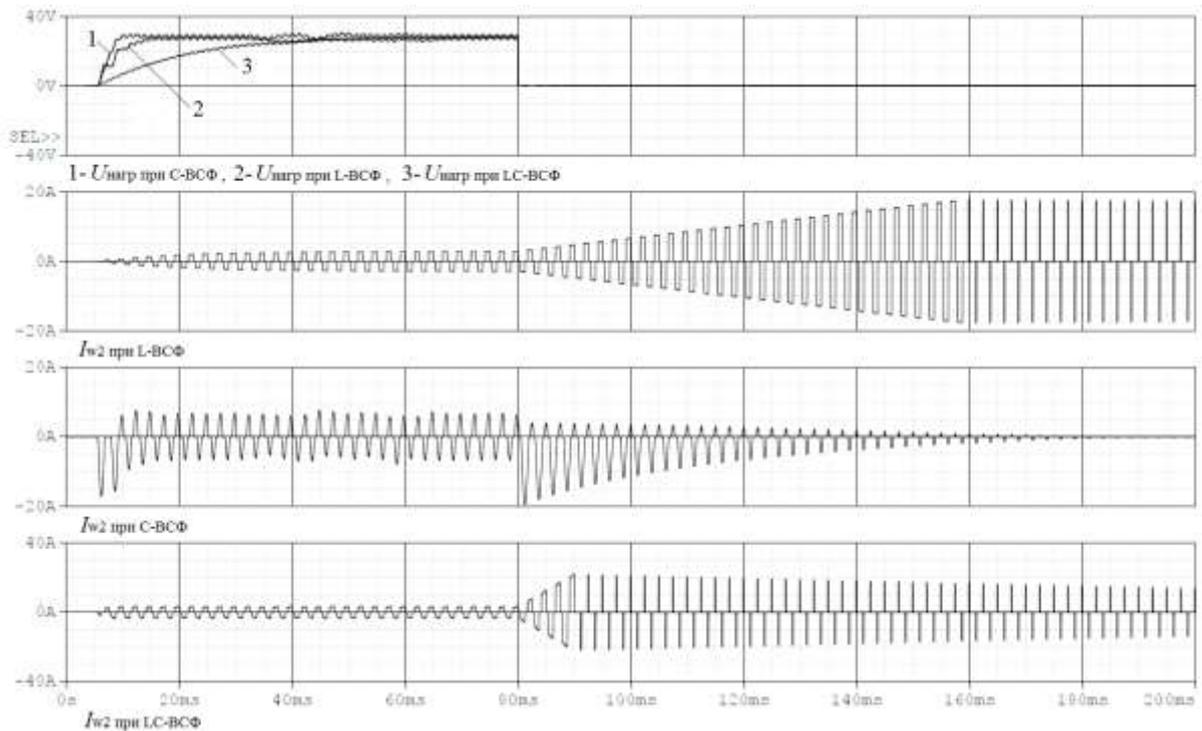


Рис. 2.20. Результаты моделирования защиты при возникновении короткого замыкания нагрузки в установившемся режиме работы 1Ф-ТРВУ-ОДН с RL-, RC- и RLC-фильтрами

Выводы по п 2.1

1. Представлены и проанализированы результаты моделирования схемы однофазного магнитно-регулируемого выпрямительного устройства на основе

управляемых однообмоточных дросселей насыщения с RL-, RC-, RLC-выходными сглаживающими фильтрами.

2. Управляемые дроссели насыщения, включенные во вторичную цепь МРВУ (1Ф-ТРВУ-ОДН), продолжают обеспечивать защиту от коротких замыканий нагрузки при применении в составе устройства всех рассмотренных типов ВСФ, что отражено на графиках, приведенных на рис. 2.19-2.20.

3. Отмечается особенность построения модели МРВУ с RC-фильтром, выражающаяся в необходимости учета параметра $L_{\text{расс}}$ силового трансформатора, при этом варьирование значения данного параметра может привести к изменению характера переходных, установившихся и аварийных режимов работы МРВУ с RC-ВСФ.

2.2. Исследование трехфазного магнитно-регулируемого выпрямительного устройства на базе ОДН

2.2.1. Структурная схема нового трехфазного РВУ на базе ОДН

На рис. 2.21 приведена Структурная схема трехфазного шестипульсного трансформаторного регулируемого устройства на базе однообмоточного дросселя насыщения (3Ф6П-ТРВУ-ОДН) [48].

Входной трехфазный источник питания $E_{\text{п}}$ для 3Ф6П-ТРВУ-ОДН представлен тремя однофазными источниками $V1-V3$. Трехфазное напряжение источников $V1-V3$ поступает на первичные обмотки $L11-L13$ силового трансформатора TV , который обеспечивает изменение уровня напряжения и гальваническую развязку входных и выходных цепей МРВУ. Из вторичных обмоток $L21-L23$ силового трансформатора ток течет через однообмоточные дроссели насыщения $La+, La-, Lb+, Lb-, Lc+, Lc-$ и диоды $VD1-VD6$ мостового выпрямителя через выходной сглаживающий LC-фильтр (ВСФ) в нагрузку N .

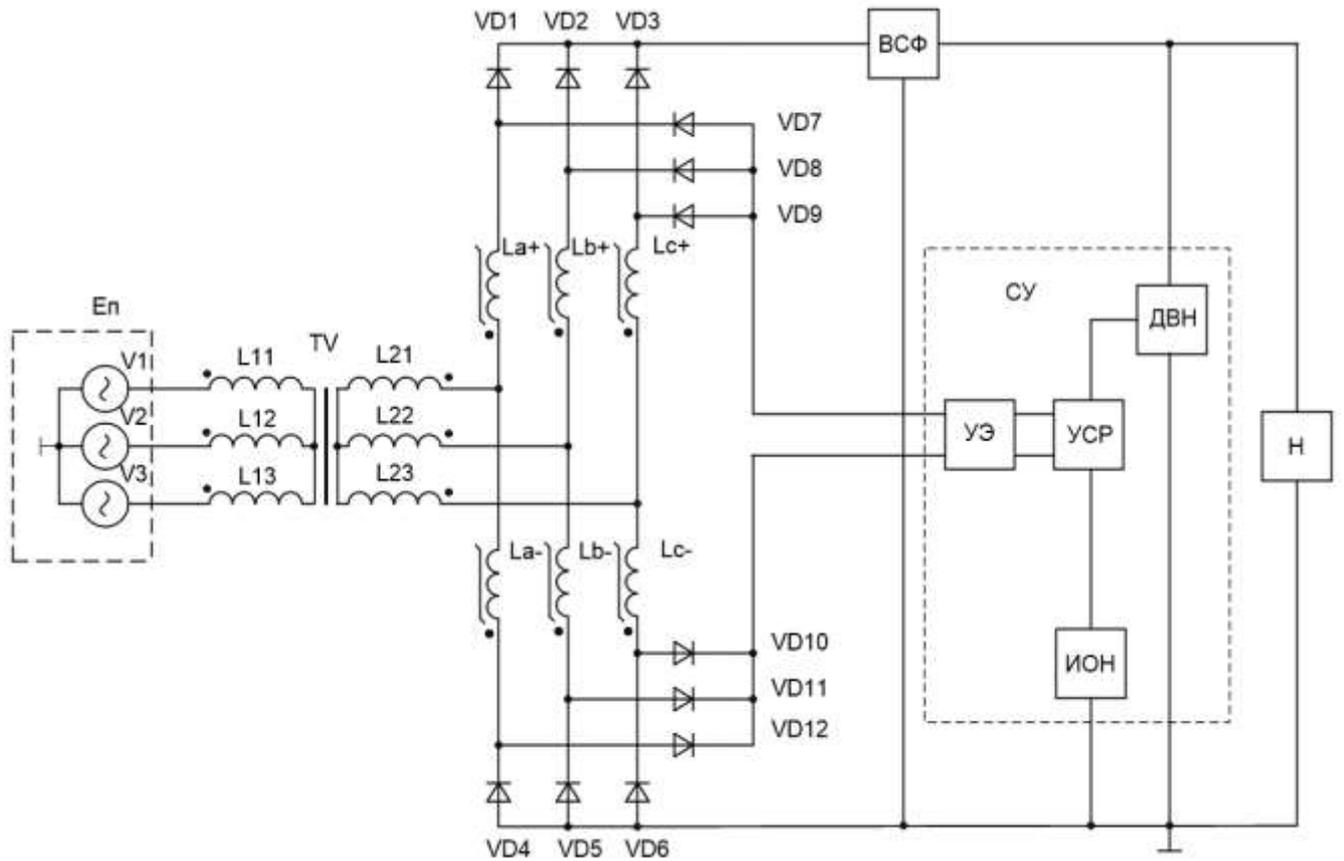


Рис. 2.21. Структурная схема трехфазного трансформаторного регулируемого устройства на базе однообмоточного дросселя насыщения (3Ф6П-ТРВУ-ОДН)

Результаты компьютерного моделирования схемы 3Ф6П-ТРВУ-ОДН в программе OrCAD 9.2 представлены на рис. 2.22, где приведены временные диаграммы, поясняющие работу схемы при активной нагрузке. На рис. 2.22 приводятся графики изменения во времени индукции B_{La+} магнитопровода $La+$, фазных напряжений U_{V1} , U_{V2} , U_{V3} питающего источника En , токов I_{La+} , I_{Lb+} , I_{Lc+} , I_{La-} , I_{Lb-} , I_{Lc-} через соответствующие дроссели.

Рабочие полупериоды ОДН совпадают с периодами пропускания тока соответствующими диодами выпрямительного звена. Управляющие полупериоды работы ОДН совпадают с периодами непроводящего состояния диодов выпрямителя. Так, полупериод питающего напряжения, соответствующий проводящему состоянию диода $VD1$, является рабочим для дросселя $La+$. Полупериод, соответствующий непроводящему состоянию $VD1$, является управляющим для $La+$.

Например, источник напряжения $V1$ имитирует фазу А трехфазной сети, тогда источник $V2$ будет фазой В, напряжение которой сдвинуто и будет отставать во времени относительно напряжения фазы А на угол в 120 градусов, а источник $V3$ будет фазой С, напряжение которой сдвинуто и будет опережать во времени напряжение фазы А на угол в 120 градусов (рис. 2.22).

Напряжение фазы А будет приложено к обмотке $L11$, напряжение фазы В будет приложено к обмотке $L12$, а напряжение фазы С будет приложено к обмотке $L13$.

В установившемся режиме работы, в интервале времени $t1-t2$ напряжение фазы А положительно и преобладает над напряжением фазы С, в отрицательной области преобладает напряжение фазы В. Ток в интервале $t1-t2$ обмотки $L23$ положителен («вытекает» из точки $L23$), далее через $Lc+$ ток течет к открытому диоду $VD3$ и далее через ВСФ в нагрузку, далее возвращается через диод $VD5$ и $Lb-$ в обмотку $L22$ (ток обмотки $L22$ отрицателен («втекает» в точку $L22$)). Далее к моменту времени $t3$ положительное напряжение фазы А достигает своего максимума, в отрицательной области в это время значения напряжений фаз В и С становятся равны. Ток в интервале $t2-t3$ положителен в обмотке $L21$ и после насыщения $La+$ протекает через ВСФ в нагрузку и далее через диод $VD11$ и $Lb-$ в обмотку $L22$ (ток обмотки $L22$ отрицателен). Далее в интервале $t3-t4$ ток проводят диоды $VD1$ и $VD6$, дроссели $La+$ и $Lc-$, и контур протекания тока замыкается через обмотку $L23$ и так далее.

На интервале $t4-t6$, являющемся управляющим для $La+$, необходимо размагнитить его сердечник до уровня индукции $B1$ (рис. 2.22). Другими словами необходимо «возвратить» рабочую точку в первоначальное положение на петле гистерезиса. При этом, размагничивание $La+$ производится через УЭ на интервале $t4-t5$ по контуру: УЭ – $VD1$ – $La+$ – $L21$ – $L22$ – $Lb-$ – $VD4$ – УЭ и на интервале $t5-t6$ по контуру: УЭ – $VD1$ – $La+$ – $L21$ – $L23$ – $Lc-$ – $VD2$ – УЭ (причем на интервале $t4-t5$ также размагничивается $Lb-$, а на интервале $t5-t6$ размагничивается $Lc-$). По аналогии размагничиваются остальные дроссели насыщения.

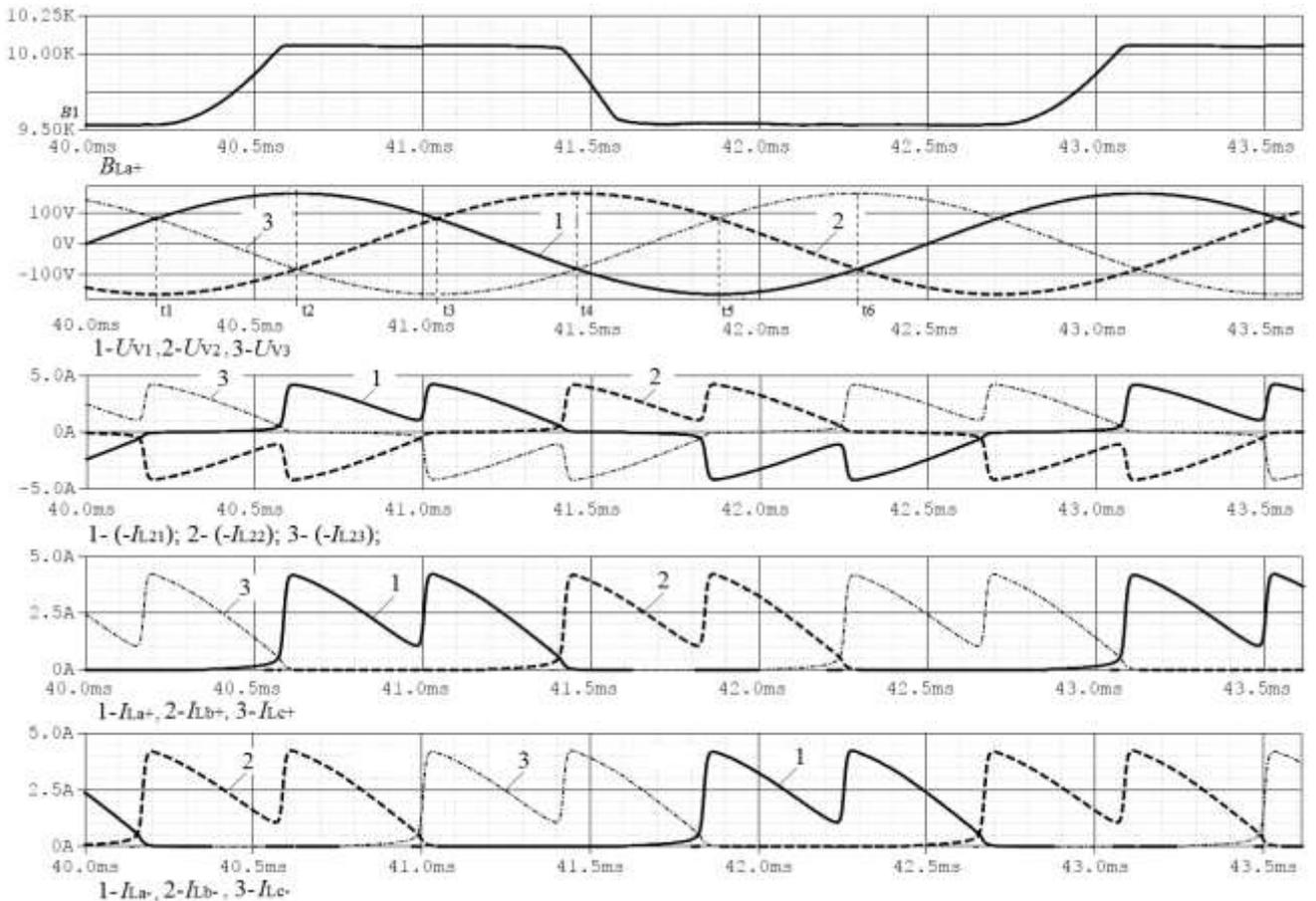


Рис. 2.22. Результаты компьютерного моделирования процессов в схеме 3ФАП-ТРВУ-ОДН в установившемся режиме работы

При возникновении тока короткого замыкания, датчик выходного напряжения выдает сигнал, который через усилитель сигнала рассогласования поступает на управляющий элемент УЭ, выходной ток которого обеспечивает размагничивание дросселей, находящихся в управляющем режиме. Далее с наступлением рабочего режима, размагниченный ОДН не успевает намагнититься для того, чтобы открывшись, пропустить через себя в нагрузку весь силовой ток, а пропускает только малую его часть, тем самым обеспечивая защиту силовой цепи от протекания тока короткого замыкания.

2.2.2. Регулировочная характеристика 3ФАП-ТРВУ-ОДН

Как уже было сказано ранее, разным токам управления ОДН соответствуют разные циклы его перемагничивания, при этом различаются и времена пропускаемого им силового тока, а значит, меняются величины тока и напряжения нагрузки (при

условии постоянства нагрузки). Так разным временам включения ОДН соответствуют разные токи нагрузки.

На рис. 2.23 представлена регулировочная характеристика 3Ф6П-ТРВУ-ОДН, связывающая выходное напряжение ($U_{нагр}$) с напряжением управления ($U_{упр}$). При снятии данной характеристики, номинальное напряжение устанавливалось равным 27В (при $R_{нагр} = 1 \text{ Ом}$), а также учитывался LC-выходной фильтр ($L = 100\text{мкГн}$, $C = 1000\text{мкФ}$).

Исследование показало, что для перекрытия всего диапазона тока нагрузки от 0 до порядка 27В достаточно напряжения управления, значение которого лежит в интервале от 0 до порядка сотен мВ(!) при использовании современных аморфных и нанокристаллических магнитных материалов с прямоугольной петлей гистерезиса [11-18].

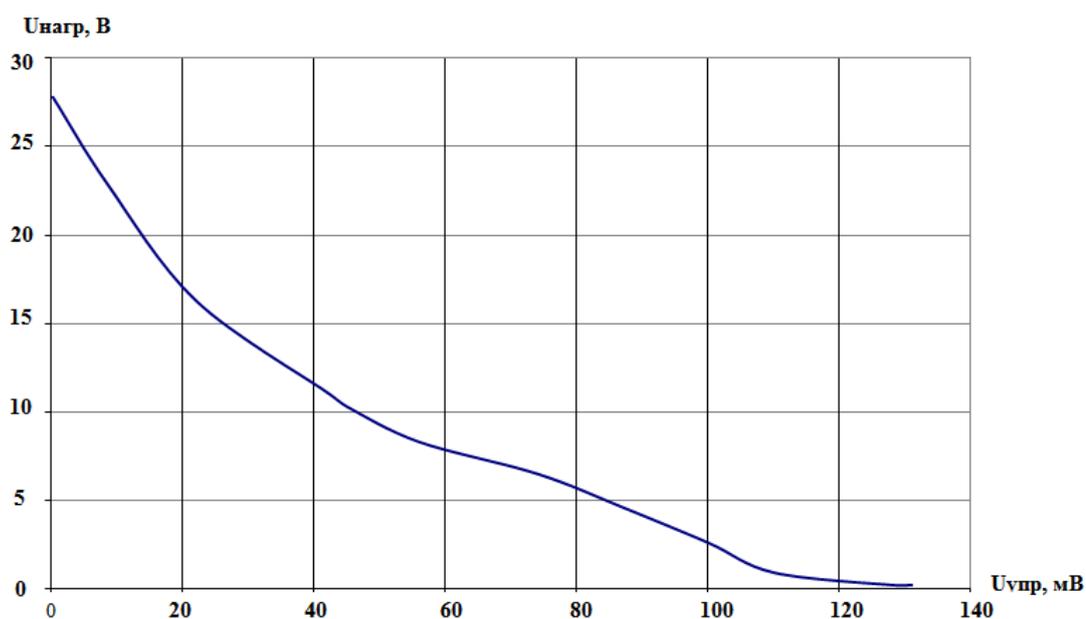


Рис.2.23. Регулировочная характеристика модели 3Ф6П-ТРВУ-ОДН с LC-фильтром

2.2.3. Описание ИК-моделей 3Ф6П-ТРВУ-ОДН для исследования переходных, установившихся и аварийных режимов работы

На рис. 2.24 представлена имитационная компьютерная модель (ИК-модель) источника входного напряжения 1Ф-ТРВУ-ОДН для исследования переходных и аварийных режимов работы.

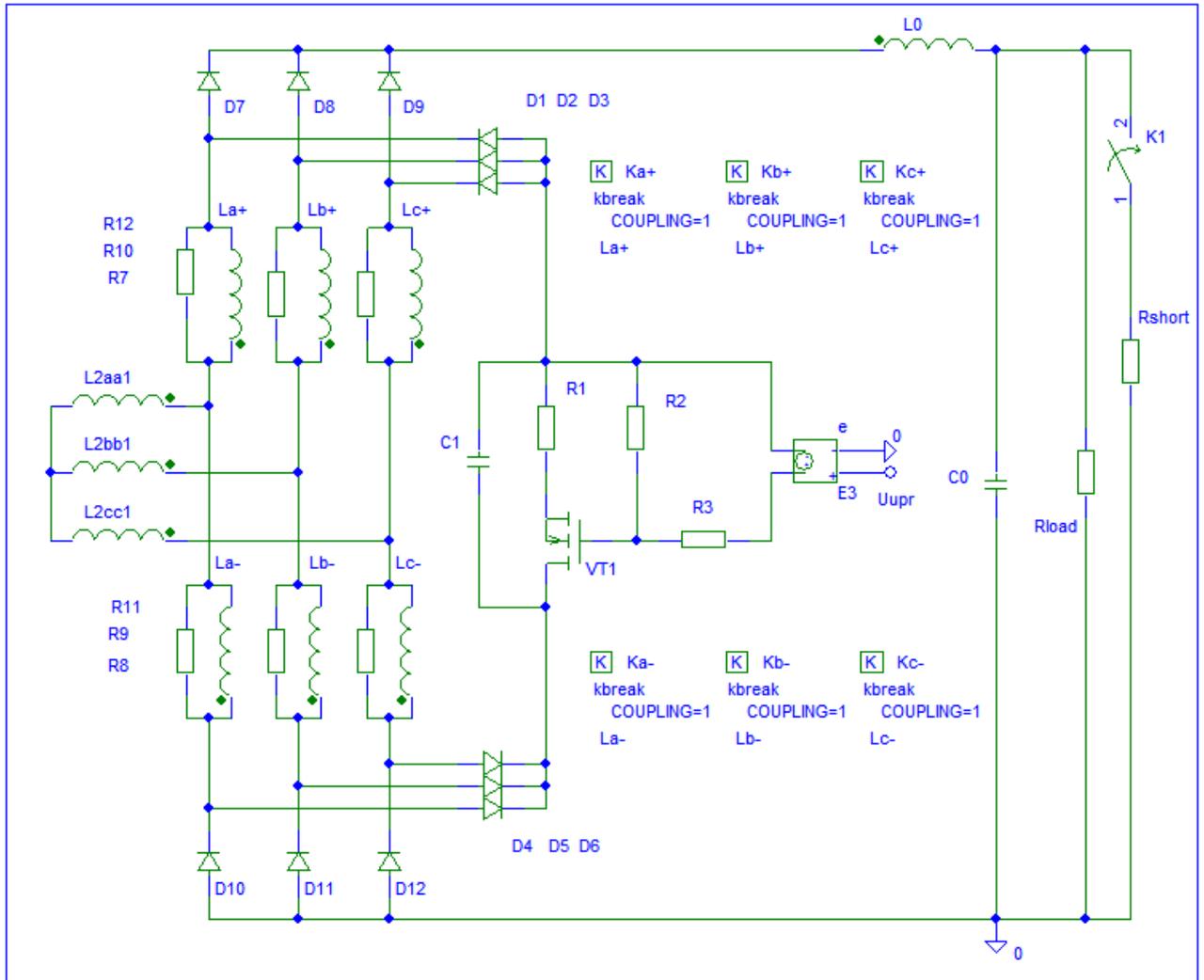


Рис. 2.24. Модель СЧ 3Ф6П-ТРВУ-ОДН для исследования переходных, установившихся и аварийных режимов

Модель трехфазного РВУ (рис. 2.24) включает в себя следующие элементы: вторичные обмотки силового трансформатора $L2aa1$, $L2bb1$, $L2cc1$; однообмоточные дроссели насыщения: $La+$, $La-$, $Lb+$, $Lb-$, $Lc+$, $Lc-$ на сердечниках $Ka+$, $Ka-$, $Kb+$, $Kb-$, $Kc+$, $Kc-$; рабочие диоды (диоды выпрямителя) $VD7$ – $VD12$; разделительные диоды цепи управления $VD1$ – $VD6$; RLC-BCФ на дросселе $L0$ и конденсаторе $C0$, нагрузочный резистор $Rload$ и резистор имитации короткого

замыкания Rshort; переключатель К1. На клемму Uupr приходит сигнал от модели узла токовой защиты УТЗ.

В модели, схема которой показана на рис. 2.24, режимом работы обоих ОДН управляет МДП-транзистор VT1. Транзистор VT1 подключается ко всем дросселям насыщения через дополнительные развязывающие диоды VD7 – VD12, при этом VT1 работает в активной области как управляемый источник тока. Все внутренние объединяющие контуры управления дросселей каждой фазы соединены параллельно через один транзистор, поэтому управление всеми 6-ю дросселями насыщения (их размагничивание) осуществляется одним и тем же током, значением которого управляет всего один УЭ.

Режим короткого замыкания нагрузки имитируется включением ключа К1.

При этом включение К1, при режиме включения на короткозамкнутую нагрузку, происходило в момент времени 0мс. В режиме короткого замыкания уже работающей нагрузки включение К1 происходило в момент времени, равный 50мс и 400мс для разных режимов.

На рис. 2.25 представлена ИК-модель источника входного напряжения 3Ф6П-ТРВУ-ОДН для исследования переходных и аварийных режимов работы.

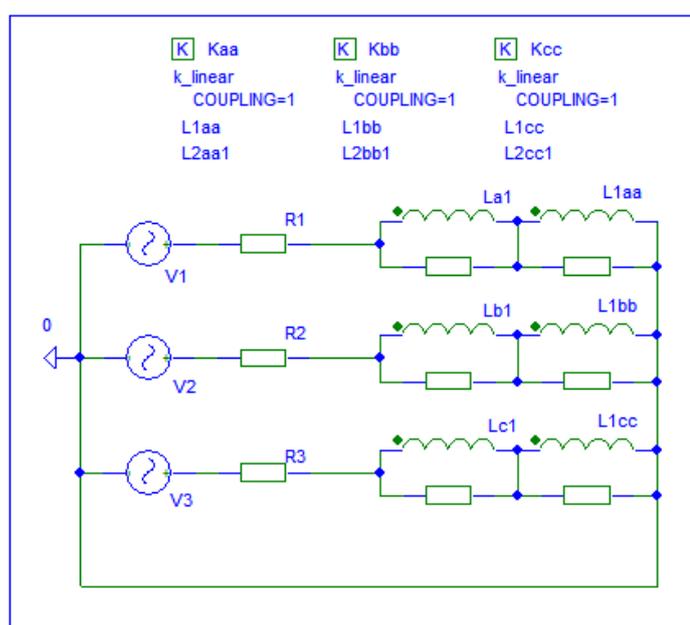


Рис. 2.25. Модель источника входного напряжения 3Ф6П-ТРВУ-ОДН для исследования переходных, установившихся и аварийных режимов

Модель трехфазного источника входного напряжения 3Ф6П-ТРВУ-ОДН (рис. 2.25) включает в себя следующие элементы: первичные обмотки силового трансформатора $L1a$, $L1b$, $L1c$; первичные обмотки $L2a$, $L2b$, $L2c$ трансформаторного датчика тока (ТДТ).

Для исследования аварийных режимов модель МРВУ содержит УТЗ и ключ $K1$, замыкающий нагрузку на резистор с очень малым сопротивлением, что имитирует короткое замыкание цепи нагрузки.

На рис. 2.26 представлена модель УТЗ 3Ф6П-ТРВУ-ОДН для реализации защиты от аварийных режимов. УТЗ (рис. 2.26) содержит ТДТ и триггер на операционном усилителе $DA2$, диодах $VD33$ - $VD34$ и резисторах $R32$ - $R34$. ТДТ состоит из трансформаторов на сердечниках KTA , KTB , KTC с обмотками $La1$, $Lb1$, $Lc1$ (первичные, включены в модель источника входного напряжения) и $La2$, $Lb2$, $Lc2$ (вторичные), выпрямителя, выполненного на диодах $VD20$ - $VD32$, и резистора $R30$.

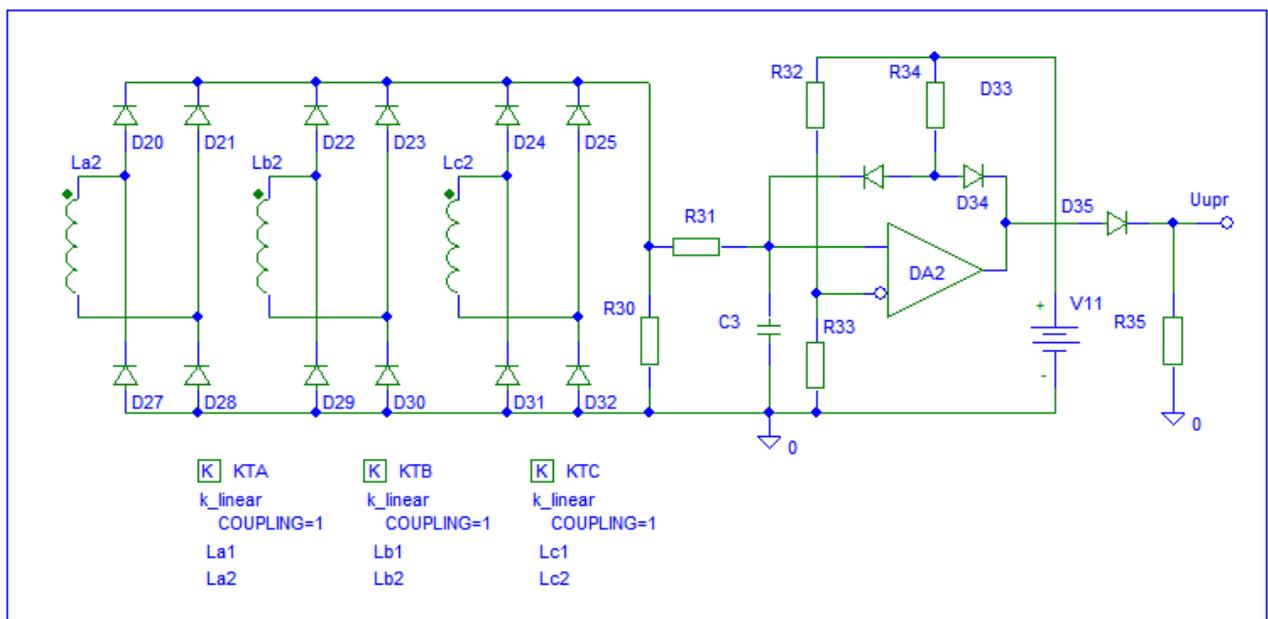


Рис. 2.26. Модель УТЗ 3Ф6П-ТРВУ-ОДН для исследования переходных, установившихся и аварийных режимов

Модель сердечника дросселя ОДН задавалась с использованием элемента «Kbreak», являющегося стандартным в библиотеке программы OrCad 9.2 [41-45].

Модель сердечника трансформатора задавалась с использованием элемента «K_linear», являющегося стандартным элементом библиотеки.

Исследование переходных, установившихся и аварийных режимов в модели схемы, приведенной на рис.2.24, проводилось при следующих параметрах элементов: число витков ОДН равняется 30, активное сопротивление нагрузки равняется 10 Ом, индуктивность дросселя постоянного тока ВСФ равняется 100мкГн, емкость конденсатора ВСФ равняется 1000мкФ.

2.2.4. Исследование модели 3Ф6П-ТРВУ-ОДН в переходном режиме работы

На рис. 2.27 приведены графики процессов в 3Ф6П-ТРВУ-ОДН с ОДН во вторичной цепи в переходном режиме (при выходе на номинальный режим работы) с RLC-фильтром. Показаны диаграммы изменения индукции B_{La+} в сердечнике дросселя $La+$, напряжения нагрузки U_H , тока вторичной обмотки трансформатора (одной из фаз) I_{L23} .

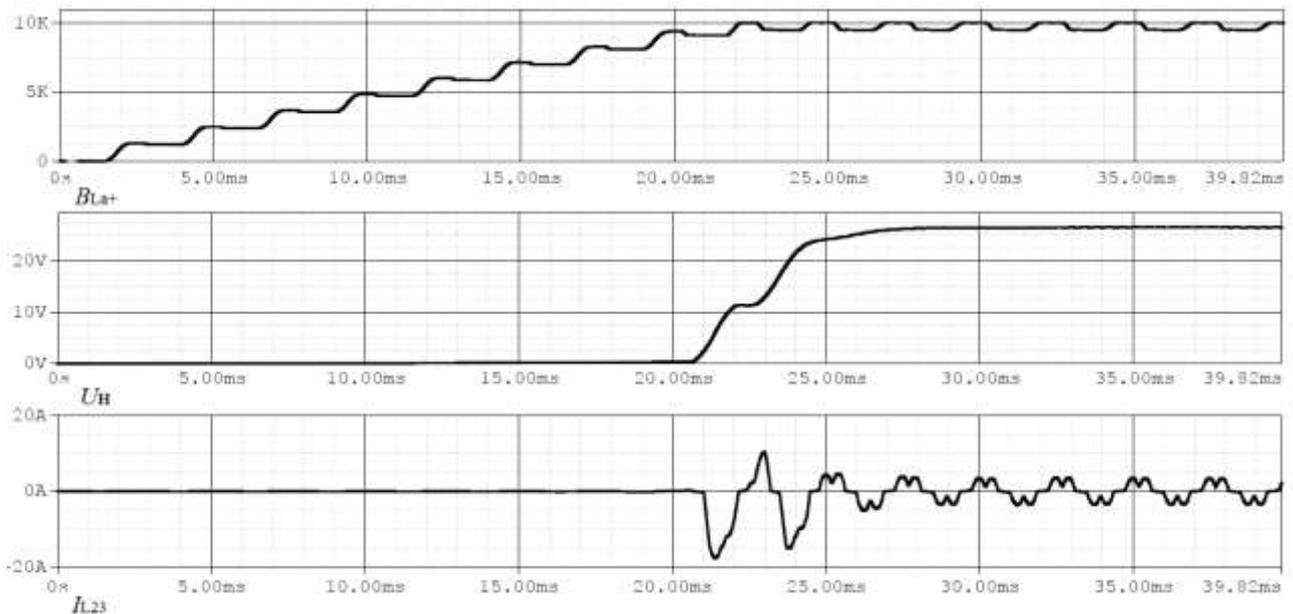


Рис. 2.27. Графики процессов в модели 3Ф6П-ТРВУ-ОДН с RLC-фильтром, в переходном режиме работы

2.2.5. Моделирование защиты от аварийных режимов 3Ф6П-ТРВУ-ОДН с ОДН во вторичной цепи трансформатора с LC-фильтром

При возникновении тока короткого замыкания, ТДТ выдает сигнал, который через усилитель сигнала рассогласования U1 поступает на управляющий элемент VT1, выходной ток которого обеспечивает размагничивание дросселей, находящихся в управляющем режиме. Далее с наступлением рабочего режима, размагниченные ОДН не успевают намагнититься для того, чтобы открывшись, пропустить через себя в нагрузку весь силовой ток, а пропускает только малую его часть, тем самым обеспечивая защиту силовой цепи от протекания тока короткого замыкания.

На рис. 2.28 представлены графики изменения во времени тока вторичной обмотки трансформатора TV(одной из фаз) I_{L23} , изменения индукции B_{La+} в сердечнике дросселя $La+$, напряжения нагрузки U_{R1} при включении на короткозамкнутую нагрузку при работающем УТЗ. Показаны диаграммы

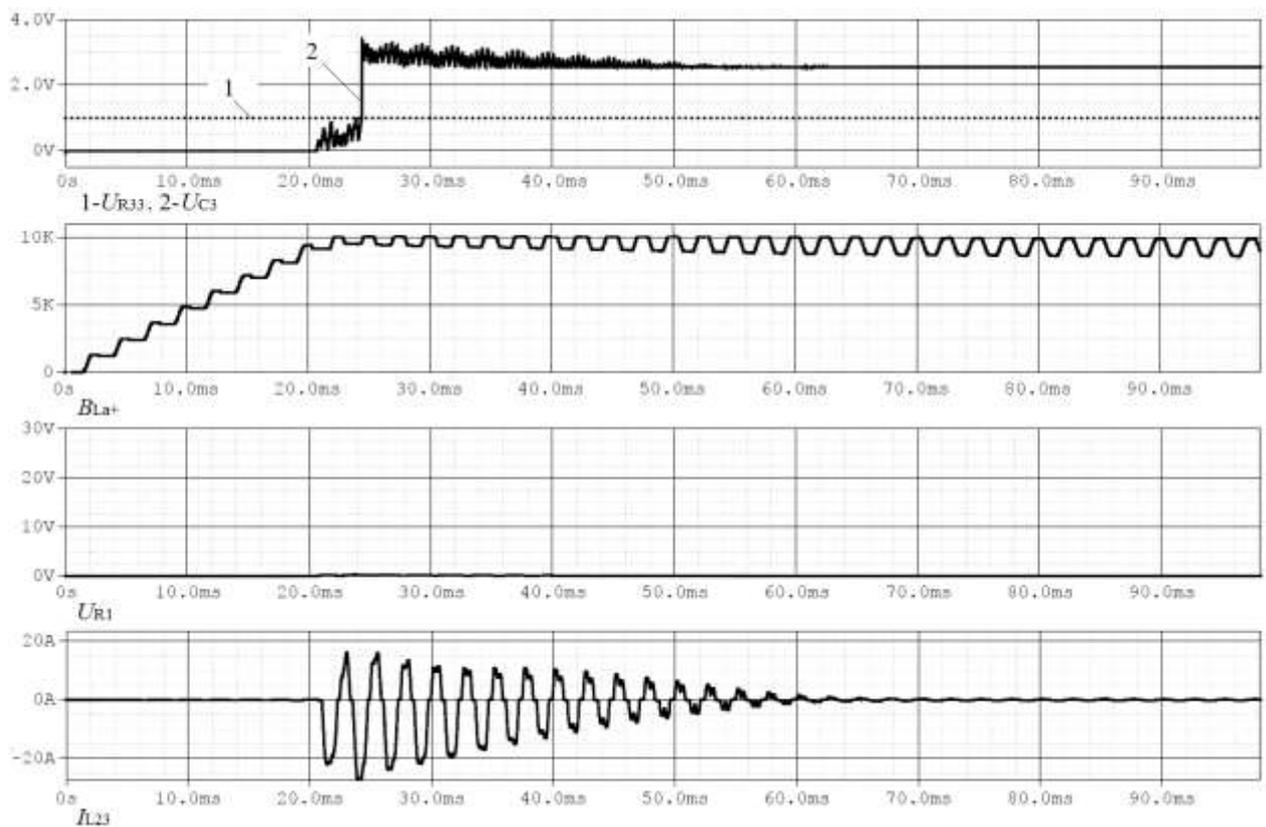


Рис. 2.28. Результаты моделирования защиты от аварийных режимов работы 3Ф6П-ТРВУ-ОДН, с LC-фильтром при включении на короткозамкнутую нагрузку

На рис. 2.29 представлены графики изменения во времени тока вторичной обмотки трансформатора TV(одной из фаз) I_{L23} , изменения индукции B_{La+} в сердечнике дросселя $La+$, напряжения нагрузки $U_{нагр}$ при коротком замыкании уже работающей нагрузки при работающем УТЗ в установившемся режиме работы.

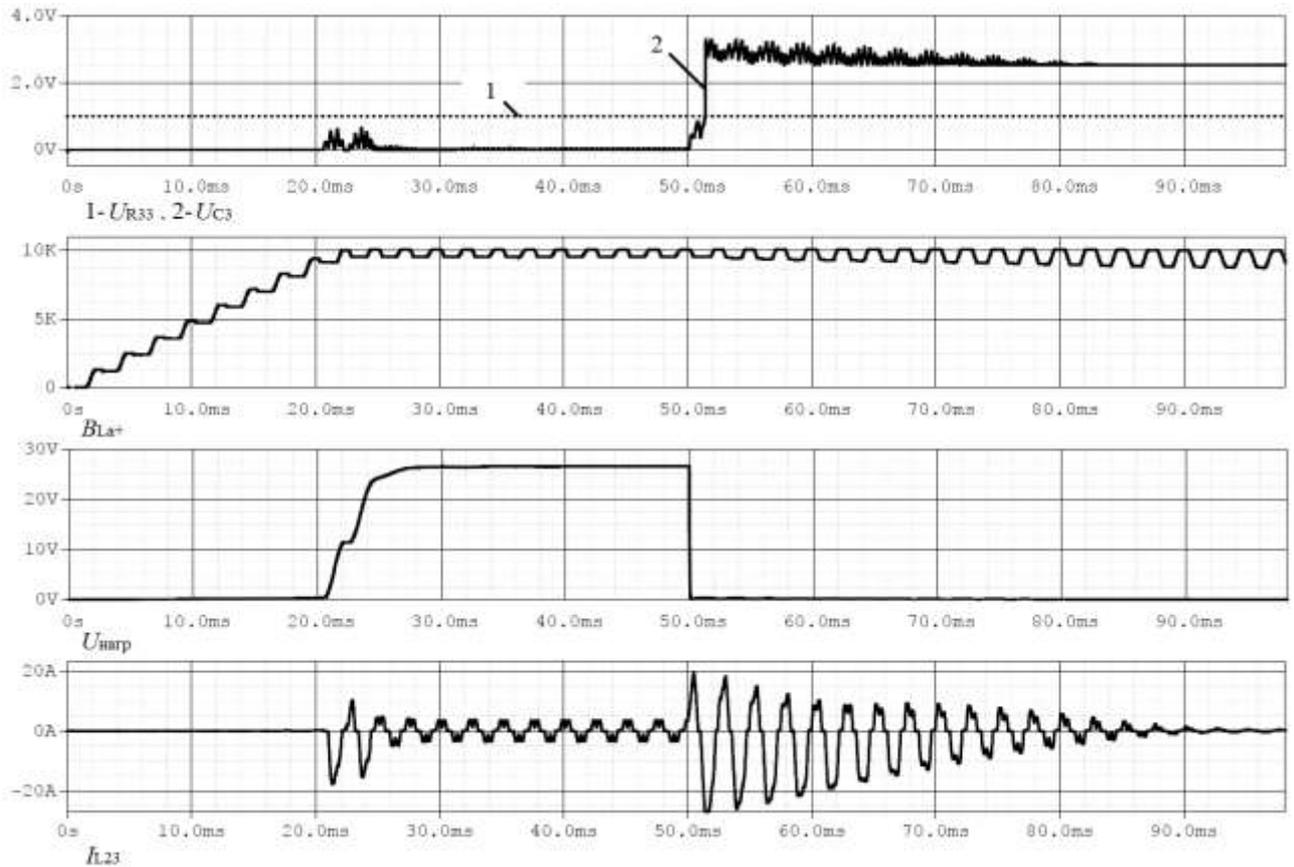


Рис. 2.29. Результаты моделирования защиты от аварийных режимов работы 3Ф6П-ТРВУ-ОДН, с LC-фильтром при коротком замыкании нагрузки в установившемся режиме работы

На рис. 2.30 представлены графики изменения во времени тока I_H , напряжения нагрузки U_H , а также фазного тока источника входного напряжения $I_{ВХ}$ при коротком замыкании нагрузки в установившемся режиме работы при токе нагрузки 25А.

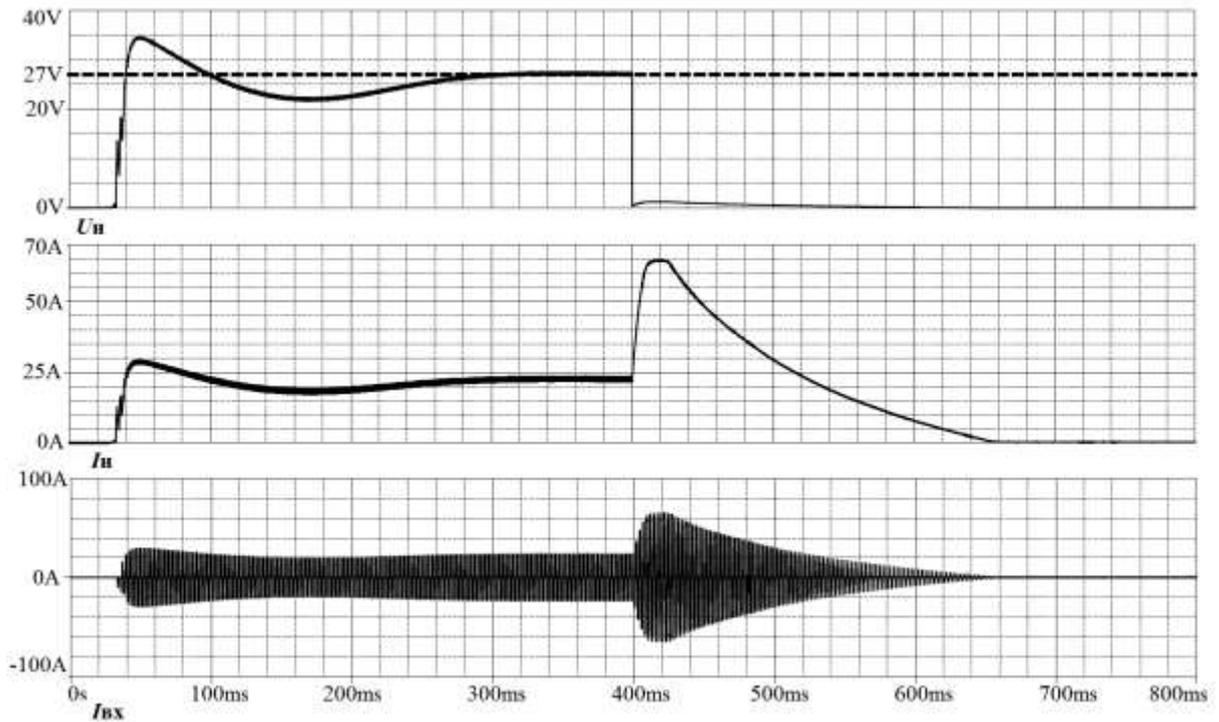


Рис. 2.30. Результаты моделирования защиты от аварийных режимов работы 3Ф6П-ТРВУ-ОДН, с LC-фильтром

На рисунках 2.28 - 2.30 показано, что при включении на короткозамкнутую нагрузку и при коротком замыкании нагрузки, ток вторичной обмотки ТВ ограничен на уровне и снижается до нуля. Следовательно, демонстрируется способность ОДН, включенных в цепь вторичной обмотки силового трансформатора, обеспечивать защиту 3Ф6П-ТРВУ-ОДН с LC-фильтром при данных аварийных режимах коротких замыканий цепей нагрузки.

Выводы по п.2.2

1. Дано описание принципа работы нового трехфазного 6-пульсного МРВУ на базе ОДН (3Ф6П-ТРВУ-ОДН) во вторичной цепи силового трансформатора и приводится его регулировочная характеристика.

2. Проведенные исследования подтверждают, что ОДН, включенные в вторичную цепь выпрямителя, способны регулировать выходное напряжение 3Ф6П-ТРВУ-ОДН с LC-ВСФ, а также способны обеспечивать защиту силовой цепи при аварийных режимах включения на короткозамкнутую нагрузку и при коротком замыкании нагрузки в установившемся режиме работы.

2.3. Методика проектирования ОДН для РВУ

Следует отметить, что в настоящее время отсутствуют публикации, посвященные методикам проектирования и расчета ОДН для данного класса устройств.

Поэтому разработка методики проектирования и расчета управляемого ОДН для новых предложенных структур РВУ является целесообразной задачей [49, 50].

Предлагаемая методика является справедливой как для однофазных, так и для многофазных выпрямительных устройств с ОДН, включенными в цепь выпрямителя.

2.3.1. Исходные данные для расчета и проектирования

Исходными данными для проектирования управляемого ОДН служат технические требования к структуре преобразовательного устройства, в составе которого будут применены данные магнитные ключи. Данные параметры приведены в таблице 2.1.

При проектировании ОДН будем учитывать следующие критерии:

- 1) Конструктивный - обмотки должны уместиться в окно сердечника;
- 2) Тепловой - обмотки и сердечник не должны нагреваться выше значения, оговоренного в ТУ на выбранные обмоточные провода.

Таблица 2.1. Основные технические требования к структуре преобразователя на
ОДН

Параметр	Описание и размерность
$U_{\text{вх мин}}$	Минимальное действующее значение входного напряжения переменного тока, В
$U_{\text{вх макс}}$	Максимальное действующее значение входного напряжения переменного тока, В
$f_{\text{мин}}$	Минимальная частота входного напряжения переменного тока, Гц
$f_{\text{макс}}$	Максимальная частота входного напряжения переменного тока, Гц
$I_{\text{w мин}}$	Минимальный ток через ОДН, А
$I_{\text{w макс}}$	Максимальный ток через ОДН, А
$N_{\text{п}}$	Пульсность схемы выпрямления
$U_{\text{н ном}}$	Номинальное значение напряжения нагрузки, В
$I_{\text{н мин}}$	Минимальный ток нагрузки, А
$I_{\text{н макс}}$	Максимальный ток нагрузки, А
$T_{\text{ср мин}}$	Минимальное значение температуры окружающей среды, °С
$T_{\text{ср макс}}$	Максимальное значение температуры окружающей среды, °С

РВУ могут быть запитаны от различных типов систем генерирования электроэнергии, которые могут иметь как стабильную, так и плавающую частоту выходного напряжения. В связи с тем, что для разных типов таких систем установлены разные диапазоны изменения напряжений и частот, необходимо провести расчет максимального вольт-секундного интеграла (ВСИ) входного напряжения. Проектирование устройства всегда ведется на худший случай (в том числе на худшее для устройства сочетание параметров входной электроэнергии),

поэтому следует так рассчитать параметры ОДН, чтобы устройство сохраняло работоспособность при максимальном ВСИ входного напряжения.

Для оценочного расчета максимального ВСИ необходимы параметры $U_{вх_мин}$, $U_{вх_макс}$, $f_{мин}$, $f_{макс}$, приведенные в таблице 2.1. Далее для различных сочетаний указанных параметров рассчитываются вольт-секундные интегралы, и среди них определяется максимальный.

В дальнейшем, при проектировании ОДН, будем учитывать те параметры входной сети, которые обеспечивают максимальный ВСИ.

2.3.2. Расчет габаритной мощности ОДН

Расчет параметров ОДН начнем с определения его габаритной мощности, которая может быть найдена по формуле

$$P_{г} = U_{макс} \cdot I_{w\ макс}, \quad (2-32)$$

где $U_{макс}$ – максимальное напряжение, подводимое к ОДН, В;

$I_{w\ макс}$ – максимальный ток, протекающий через ОДН, А.

Максимальное значение подводимого к ОДН напряжения вычисляется согласно схемотехнике конкретной структуры преобразователя и связано с параметрами входной сети, обеспечивающими максимальный ВСИ входного напряжения.

Также напряжение на ОДН может быть найдено по формуле:

$$U_{макс} = \frac{w \cdot S_{ст} \cdot K_{ст} \cdot \delta B}{\delta t}, \quad (2-33)$$

где w – количество витков обмотки ОДН;

$S_{ст}$ – площадь поперечного сечения сердечника ОДН, м²;

$K_{ст}$ – коэффициент использования стали сердечника (выбирается в диапазоне от 0,7 до 0,8);

δB – размах изменения магнитной индукции сердечника (примем, что индукция в сердечнике ОДН изменяется от $-B_s$ до $+B_s$, что связано с обеспечением защиты от коротких замыканий), Тл;

δt – время восстановления индукции ОДН до исходной величины (B_r), с.

Следует заметить, что время восстановления δt зависит от структуры РВУ и в максимуме может составлять значение, равное половине периода напряжения сети

$$\delta t = \frac{T_c}{2}, \quad (2-34)$$

где T_c – период напряжения сети, соответствующий той частоте f_c , которая обеспечивает максимальный ВСИ питающего напряжения

$$T_c = \frac{1}{f_c} \quad (2-35)$$

В соответствии с вышесказанным, размах изменения магнитной индукции сердечника находится как

$$\delta B = 2 \cdot B_s \quad (2-36)$$

Максимальный ток, протекающий через ОДН в нагрузку, может быть найден как

$$I_{w \text{ макс}} = j \cdot S_{\text{пр}}, \quad (2-37)$$

где j – плотность тока в обмотке ОДН, А/м²;

$S_{\text{пр}}$ – площадь поперечного сечения провода обмотки ОДН, м².

Плотность тока выбираем в соответствии с графиком, представленным на рис. 2.31. Данный график был сформирован при анализе данных, приводимых разными авторами в специализированной литературе [51-57].

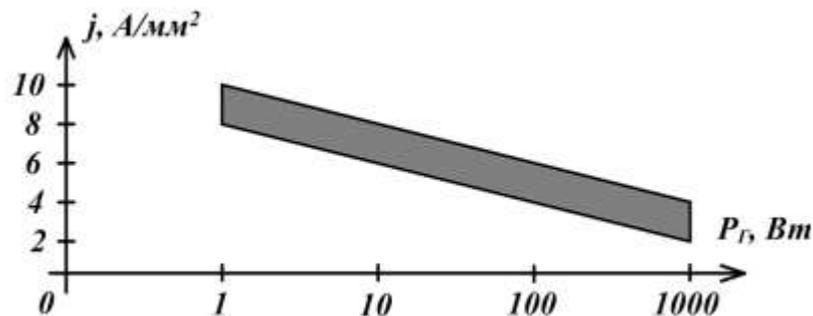


Рис. 2.31. Выбор плотности тока в обмотке в зависимости от габаритной мощности ОДН

Учитывая (2-33) – (2-37), выражение (2-32) принимает вид:

$$P_{\Gamma} = \frac{w \cdot S_{\text{ст}} \cdot K_{\text{ст}} \cdot 2 \cdot B_s \cdot j \cdot S_{\text{пр}}}{\frac{T_c}{2}} \quad (2-38)$$

Учитывая, что

$$S_{\text{пр}} \cdot w = S_{\text{окна}} \cdot K_{\text{окна}}, \quad (2-39)$$

где $S_{\text{окна}}$ – площадь поперечного сечения окна кольцевого сердечника, м²;

$K_{\text{окна}}$ – коэффициент заполнения окна кольцевого сердечника обмоткой (выбирается в диапазоне от 0,4 до 0,7).

Выражение (2-38) принимает вид

$$P_{\Gamma} = \frac{S_{\text{окна}} \cdot K_{\text{окна}} \cdot S_{\text{ст}} \cdot K_{\text{ст}} \cdot 2 \cdot B_s \cdot j}{\frac{T_c}{2}} \quad (2-40)$$

Учитывая (2-35), выразим из (2-40) произведение $S_{\text{ст}} \cdot S_{\text{окна}}$, называемое геометрическим фактором (сердечника ОДН):

$$S_{\text{ст}} \cdot S_{\text{окна}} = \frac{P_{\Gamma}}{4 \cdot B_s \cdot j \cdot f_c \cdot K_{\text{окна}} \cdot K_{\text{ст}}} \quad (2-41)$$

2.3.3. Выбор марки магнитопровода

Для расчетов и проектирования ОДН потребуются магнитные и физические параметры, представленные в таблице 2.2 и которые могут быть взяты из технических условий (ТУ) на конкретный тип магнитопровода.

Таблица 2.2. Магнитные и физические параметры магнитопровода ОДН

Параметр	Описание и размерность
B_s	Индукция насыщения, Тл
$H_{\text{с стат}}$	Статическая коэрцитивная сила, А/м
$H_{\text{с дин}}$	Динамическая коэрцитивная сила, А/м
$H_{\text{д макс}}$	Максимальная динамическая напряженность, А/м
α	Безразмерные коэффициенты, учитываемые при вычислении потерь в магнитопроводе
β	
P_0	Удельные потери в магнитопроводе, Вт/м ³
μ	Относительная магнитная проницаемость материала
$\rho_{\text{серд}}$	Плотность материала магнитопровода, кг/м ³

В таблице 2.3 представлены температурные параметры ОДН, необходимые для проведения теплового расчета.

Таблица 2.3. Температурные параметры ОДН

Параметр	Описание и размерность
$T_{с \text{ мин}}$	Минимальная рабочая температура сердечника, °С
$T_{с \text{ макс}}$	Максимальная рабочая температура сердечника, °С
$T_{п \text{ мин}}$	Минимальная рабочая температура провода, °С
$T_{п \text{ макс}}$	Максимальная рабочая температура провода, °С

Следует отметить, что в процессе проектирования должны быть выбраны такие материалы сердечника и изоляции обмоточных проводов, которые допускали бы работу при пониженной температуре $T_{ср \text{ мин}}$, определяемую в ТЗ и указанную в таблице 2.1.

Перед тем, как приступить к дальнейшим расчетам, стоит оговорить несколько особенностей представления ППГ и выбора материала магнитопровода ОДН.

Во-первых, при выборе магнитопровода нужно обращать внимание на величины B_s и H_c . От индукции насыщения обратно пропорционально зависят габариты сердечника при заданной габаритной мощности, а от коэрцитивной силы прямо пропорционально зависит значение тока размагничивания ОДН. Поэтому следует выбирать магнитопровод с такой ППГ, чтобы B_s была как можно больше, H_c была как можно меньше.

В-вторых, следует учесть тот факт, что формы петель гистерезиса типоминалов современных аморфных и нанокристаллических сплавов не являются идеальными (см. рис. 2.32) и имеют некий коэффициент отклонения от прямоугольности, заключенный в параметре $K_{п}$ – коэффициенте прямоугольности, который не равен 1, а имеет значение 0.85-0.95 [15-17, 25].

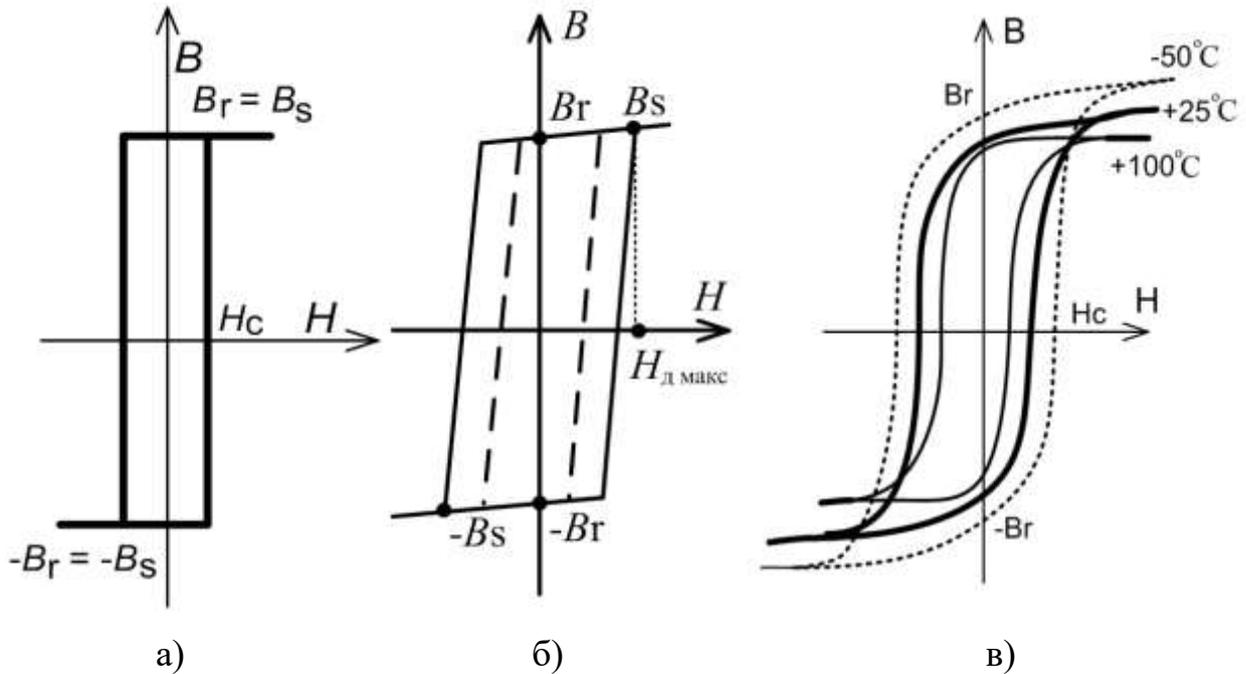


Рис. 2.32. Прямоугольные петли гистерезиса для магнитопровода ОДН:
 а) идеальная статическая, с учетом ширины петли; б) деформированная динамическая для различных частот работы; в) деформированная динамическая для различных температур работы

Разница между значениями B_s и B_r ППГ (рис. 2.32б) отражается в значении индуктивности проводящего ОДН, которая определяет падения напряжения на открытом (проводящем) ОДН, а значит потери на проводимость. Но в модели сердечника, созданной в программе Orcad 9.2 [41-45], построение ППГ возможно с еще большими искажениями и отклонением от прямоугольности (рис. 2.32в), причем, разница $B_s - B_r$ в модели будет больше, чем в реальном магнитопроводе при фиксированной частоте работы и температуре (см. рис. 2.33а, б). Данные искажения формы петли обусловлены ограничениями на точность вычислений внутри вычислительного ядра программы, при несоблюдении которых в программе возникает проблема конвергенции и процесс решения прерывается.

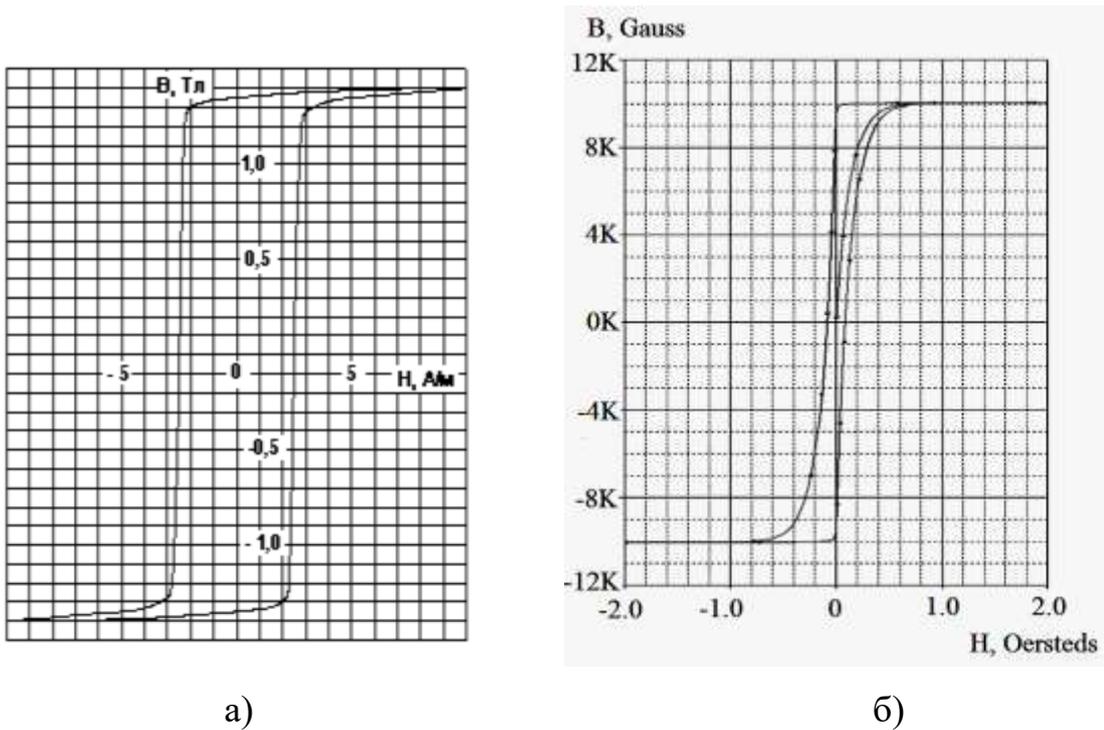


Рис. 2.33. Прямоугольная петля гистерезиса для магнитопровода ОДН: а) для сердечника ГМ440А ООО НПП «ГАММАМЕТ»[15-17], б) ППГ для модели ОДН в программе Orcad 9.2

Качественно это несоответствие параметров модели реальному образцу магнитопровода выражается в большей разнице $B_s - B_r$, а значит в завышенных потерях в ОДН в статике (в проводящем состоянии).

Поэтому при выборе магнитопровода для ОДН стоит также обратить внимание на разницу $B_s - B_r$, и выбрать сердечник с меньшим значением этой разности, иначе будет снижена эффективность ОДН.

В-третьих, при работе ОДН на переменном токе необходимо учитывать изменение значения H_c для материала сердечника, что должно быть приведено производителем в технических условиях (ТУ) на конкретный тип магнитопровода. При увеличении рабочей частоты увеличиваются значения коэрцитивной силы H_c и динамической напряженности H_d , что условно показано на рис. 2.32б), где пунктиром показана ширина базовой петли (при минимальной частоте перемагничивания).

Знать и учитывать изменение напряженности важно при расчете максимального тока управления ОДН и тока холостого хода нагрузки РВУ.

Максимальный ток управления $I_{\text{упр макс}}$ при размагничивании ОДН, зависит от максимальной динамической напряженности петли гистерезиса $H_{\text{д макс}}$ (см. рис. 2.32б)

$$I_{\text{упр макс}} = \frac{H_{\text{д макс}} \cdot l_{\text{ст}}}{w}, \quad (2-42)$$

где $I_{\text{упр макс}}$ – максимальный ток размагничивания магнитопровода ОДН, А;
 $l_{\text{ст}}$ – средняя длина магнитной силовой линии (средняя длина магнитопровода);

w – число витков обмотки.

Минимальный ток $I_{\text{н мин}}$ нагрузки РВУ – ток холостого хода, который определяется максимальным током намагничивания $I_{\mu \text{ макс}}$ ОДН, от параметров динамической ППГ, причем

$$I_{\mu \text{ макс}} = I_{\text{упр макс}}, \quad (2-43)$$

Сопротивление холостого хода нагрузки вычисляется как

$$R_{xx} = \frac{U_{\text{н ном}}}{I_{\mu \text{ макс}}}, \quad (2-44)$$

где $U_{\text{н ном}}$ – номинальное значение нагрузки.

В-четвертых, следует отметить, что для любого типа магнитопровода значение индукции насыщения изменяется обратно пропорционально температуре сердечника: так с ростом температуры значение индукции насыщения снижается. Также с ростом температуры наблюдается снижение коэрцитивной силы. Для каждого типа магнитомягкого материала характерны индивидуальные количественные зависимости изменений параметров от температуры. Кривые таких температурных зависимостей должны приводиться в ТУ или datasheet на конкретный материал магнитопровода, но, к сожалению, такие данные, как правило, не всегда предоставляются производителями.

Для довольно грубой оценки зависимости B_s от температуры сердечника T_c возможно применение следующей эмпирически установленной зависимости: для материала с максимальной индукцией порядка 1 Тл на каждые 100°С изменения температуры приходится 0,1 – 0,15 Тл изменения индукции насыщения, что наглядно показано на рис. 2.32в) и рис. 2.34 [15, 16].

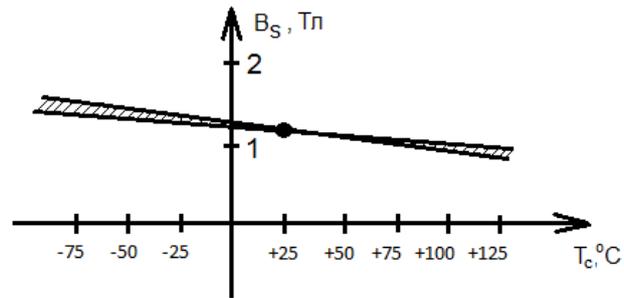


Рис. 2.34. График зависимости индукции насыщения материала магнитопровода от температуры

Для грамотного проектирования магнитных устройств разработчик должен знать все вышеуказанные изменения ключевых параметров выбранного им сердечника, на что стоит обратить внимание и представителям компаний-изготовителей таких сердечников при создании технической документации на выпускаемую продукцию.

Итак, из справочника или из таблицы, приведенной на сайте производителя, выбираем сердечник с тем значением геометрического фактора $S_{ст} * S_{окна}$, которое является ближайшим большим значению, рассчитанному в предыдущем пункте.

Выбрав сердечник, руководствуясь вышеизложенными критериями, получаем для дальнейших расчетов его геометрические параметры (таблица 2.4, рис. 2.35):

Таблица 2.4. Геометрические параметры магнитопровода ОДН

Параметр	Описание и размерность
D	Внешний диаметр кольца, м
d	Внутренний диаметр кольца, м
h	Высота магнитопровода, м

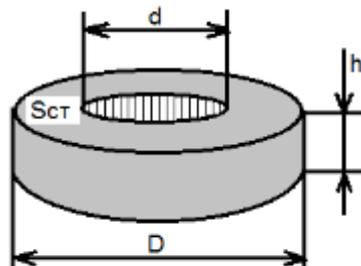


Рис. 2.35. Геометрические параметры магнитопровода кольцевого типа для ОДН

Далее определяем площадь поперечного сечения кольца $S_{ст}$, м²

$$S_{ст} = \frac{(D-d) \cdot h}{2} \quad (2-45)$$

Определяем площадь окна внутри кольца $S_{окна}$, м²

$$S_{окна} = \frac{\pi \cdot d^2}{4} \quad (2-46)$$

Определяем объем сердечника $V_{серд}$, м³

$$V_{серд} = \frac{\pi \cdot (D^2 - d^2) \cdot h}{4} \quad (2-47)$$

Определяем среднюю длину магнитопровода $l_{ст}$, м

$$l_{ст} = \frac{\pi \cdot (D+d)}{2} \quad (2-48)$$

Определяем длину 1-го витка обмотки l_0 , м

$$l_0 = D - d + 2 \cdot h \quad (2-49)$$

Определяем массу магнитопровода m_m , кг

$$m_m = \rho_{серд} \cdot V_{серд} \quad (2-50)$$

2.3.4. Определение количества витков обмотки ОДН

Из выражения (2-33), учитывая (2-34), (2-36), (2-39) находим количество витков w

$$w = \frac{U_{\max}}{4 \cdot S_{ст} \cdot K_{ст} \cdot B_s \cdot f_c} \quad (2-51)$$

Полученное значение округляем до целого в большую сторону.

2.3.5. Конструктивный расчет

Проводим конструктивный расчет на размещение обмоток в окне выбранного магнитопровода. Для этого вычисляем площадь поперечного сечения провода обмотки $S_{\text{обм}}$, м^2

$$S_{\text{обм}} = \frac{I_{W \text{ д макс}}}{j}, \quad (2-52)$$

где $I_{W \text{ д макс}}$ – максимальное действующее значение тока через обмотку ОДН, А.

Далее проверяем выполнение неравенства:

$$S_{\text{окна}} > \frac{S_{\text{обм}} \cdot W}{K_{\text{окна}}}, \quad (2-53)$$

где $K_{\text{окна}}$ – коэффициент запаса при заполнении окна сердечника проводами обмотки, выбирается в диапазоне 0,5 – 0,7.

Если данное неравенство (2-53) не выполняется, то следует вернуться к формуле (2-41) и выбрать следующий больший типоразмер магнитопровода. Также возможно увеличение принятого значения плотности тока j , но при таком подходе нужно будет внимательно оценить нагрев провода, не допуская его перегрева!

2.3.6. Энергетический расчет

Рассчитываем потери в магнитопроводе P_c , Вт

$$P_c = P_0 \cdot B_s^\alpha \cdot f_c^\beta \cdot V_{\text{серд}} \quad (2-54)$$

Рассчитываем потери в обмотке $P_{\text{обм}}$, Вт

$$P_{\text{обм}} = I_{\text{макс}}^2 \cdot R_w, \quad (2-55)$$

где R_w – активное сопротивление обмоточного провода, Ом, которое может быть найдено из

$$R_w = \rho_m \cdot \frac{l_0 \cdot W}{S_{\text{пр}}} \cdot K_t \cdot K_f, \quad (2-56)$$

где ρ_m – удельное сопротивление меди (при применении медных обмоточных проводов), равная $0,175 \cdot 10^{-7}$ Ом*м;

K_t – коэффициент учета возрастания плотности (возрастание удельного сопротивления магнитного материала) с возрастанием температуры окружающей среды, выбирается в диапазоне от 1,1 до 1,2;

K_f – коэффициент учета скин-эффекта и эффекта близости, выбирается в диапазоне от 1,05 до 1,25.

Причем выполнение предложенных диапазонов изменения коэффициентов K_t , K_f справедливо при частотах перемагничивания ОДН до порядка 100кГц.

Суммарные потери в ОДН могут быть найдены, как

$$P_{\Sigma} = P_c + P_{обм} \quad (2-57)$$

2.3.7. Тепловой расчет

Целью теплового расчета является выявление факта перегрева обмотки и магнитопровода ОДН.

Рассчитаем максимальную температуру ОДН

$$T_{\max} = T_{\text{ср макс}} + P_{\Sigma} \cdot R_t, \quad (2-58)$$

где R_t – тепловое сопротивление металл – окружающая среда, Ом

$$R_t = \frac{1}{\alpha_{\text{охл}} \cdot S_{\text{охл}}}, \quad (2-59)$$

где $\alpha_{\text{охл}}$ – коэффициент охлаждения, зависит от способа охлаждения: естественное или принудительное;

$S_{\text{охл}}$ – площадь поверхности, с которой отводится тепло, в м².

Для ОДН, выполненном на магнитопроводе кольцевого типа, $S_{\text{охл}}$ рассчитывается согласно следующей формуле

$$S_{\text{охл}} = \frac{\pi \cdot D^2}{4} \cdot 2 + \pi \cdot D \cdot h \quad (2-60)$$

Далее проверяем выполнение неравенств

$$T_{\max} < T_{\text{п макс}} \quad (2-61)$$

$$T_{\max} < T_{\text{с макс}} \quad (2-62)$$

Если неравенства (2-61) – (2-62) не выполняются, то в формуле (2-41) следует либо снизить принятое значение плотности тока в обмоточном проводе j , либо снизить индукцию насыщения B_s .

Что касается диапазона изменений коэффициентов $K_{\text{ст}}$, $K_{\text{окна}}$, K_t , K_f , то они предлагаются нами на основании суммирования данных, приводимых в литературе [51-56].

2.3.8. Пример проектирования ОДН по предложенной методике

По предложенной методике были рассчитаны ОДН для схемы 1Ф-ТРВУ-ОДН [42, 43, 49, 50, 57].

Выбраны следующие параметры входного напряжения питания: действующее значение фазного напряжения питания в номинале составляет 115 В, частотой 400 Гц согласно ГОСТ Р 54073-2010 [40]. Напряжение нагрузки стабилизируется на уровне 27 В. Мощность нагрузки зададим равной 500 Вт. Напряжение, прикладываемое к ОДН, составляет 27 В. В качестве магнитопровода ОДН выбираем ГМ440А производства ООО НПП «Гаммамет» [15-17], габаритами 55/35/15 (внешний диаметр/ внутренний диаметр/ высота). Охлаждение ОДН примем как естественное при температуре окружающей среды в 60°C. Ниже представлена таблица 2.5 со значениями рассчитанных параметров ОДН.

Таблица 2.5. Результаты расчета ОДН для схемы однофазного РВУ

Параметр	Значение
$P_{Г}$, Вт	500
w	93
$m_{М}$, кг	0.157
$m_{с}$, кг	0.163
$m_{\Sigma 2}$, кг	0.288
$P_{с}$, Вт	0.06
$P_{обм}$, Вт	26,28
$P_{\Sigma 2}$, Вт	52,68
$T_{макс}$, °С	95,8

Где $m_{\Sigma 2}$ – суммарная масса 2-х ОДН (сердечников и обмоток);

$P_{\Sigma 2}$ – суммарные потери в 2-х ОДН.

Выводы по п.2.3

Проектирование ОДН по предлагаемой методике ведется по конструктивному и тепловому критериям.

Предложенная методика является универсальной и справедлива как для однофазных, так и для трехфазных выпрямителей, работающих на частоте питающего напряжения.

Выводы по главе 2

1. Предложены структурные и схемотехнические решения РВУ на основе ОДН для однофазных и трехфазных сетей переменного тока.

2. С помощью ИКМ исследованы и проанализированы регулировочные характеристики РВУ на основе ОДН для однофазных и трехфазных сетей переменного тока.

3. Предложен способ построения узла защиты от аварийных перегрузок по току и коротких замыканий цепи нагрузки для РВУ на базе ОДН.

4. С помощью ИКМ исследованы процессы в РВУ на основе ОДН в переходных установившихся, и аварийных режимах для различных типов выходных сглаживающих фильтров.

5. Разработана и предложена методика расчета и проектирования управляемого однообмоточного дросселя насыщения для регулируемых выпрямительных устройств.

Глава 3

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ СВОЙСТВ РЕГУЛИРУЕМЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ НА БАЗЕ ОДНООБМОТОЧНЫХ ДРОССЕЛЕЙ НАСЫЩЕНИЯ

3.1. Актуальность постановки задачи

Для СЭС ЛА качество выходного напряжения вторичных систем постоянного тока в переходных и установившихся режимах работы однозначно регламентируется согласно ГОСТ Р 54073–2010 [40]. Если к бортовому ВУ предъявляется требование по стабилизации выходного напряжения, то оно должно выполняться во всех оговоренных режимах работы и отвечать по качеству в соответствии с вышеуказанным ГОСТ.

Факт стабилизации выходного напряжения, в рамках регламентированных отклонений, должен обеспечиваться РВУ в установившихся и переходных режимах.

Установившийся режим работы устройства может соответствовать разным значениям нагрузки от холостого хода до длительных перегрузок по току, во всем оговоренном в техническом задании диапазоне изменения амплитуды и частоты питающего напряжения.

Переходные режимы работы РВУ возникают при изменении параметров питающей сети и скачкообразном изменении мощности нагрузки.

С целью обеспечения устойчивой работы устройства в установившихся и переходных режимах, как замкнутой системы автоматического управления, в систему управления устройства вводятся цепи коррекции.

Широко известны критерии устойчивости Найквиста, на основании которых могут быть спроектированы цепи коррекции. Но эта задача не имеет единственного решения, хотя суть ее сводится к построению динамической модели, определению ПФ звеньев системы, линеаризации, получению передаточной функции КУ, и далее синтезу физически реализуемого устройства, которое обеспечит данную ПФ КУ.

Как показал анализ научно-технической литературы, работы, посвященные методикам проектирования и выбора цепей коррекции для РВУ на базе ОДН,

отсутствуют в открытом доступе. Поэтому для данного класса устройств предлагается методика, отвечающая описанным выше критериям, т.е. описывает проектирование и выбор цепей коррекции с последующим получением структуры КУ и способа его схемотехнической реализации.

Особенность предлагаемой методики заключается в том, что в ней учитывается переменный характер нагрузки РВУ, т.е. учитывает изменение АЧФ и ФЧХ ВСФ при различных токах нагрузки, от тока холостого хода до максимального, а также учитывает ПФ ОДН, который является звеном чистого запаздывания.

Стоит заметить, что в научно-технической литературе упоминаются разные варианты трактовки значения постоянной времени дросселя насыщения. Если система однополупериодная, то реакция системы на воздействие будет наблюдаться только спустя период сетевого напряжения, т.е. будет запаздывать на период. Если система выпрямления является двухполупериодной, то задержка реакция системы на воздействие будет составлять половину периода, т.е. если в момент времени, когда один ОДН находится в насыщенном состоянии, сформировано воздействие, то реакция на это воздействие будет наблюдаться при включении второго ОДН в следующем полупериоде напряжения сети. Поэтому худшим случаем для однополупериодной системы является постоянная времени равная периоду сетевого напряжения, а для двухполупериодных и остальных систем – половине периода сетевого напряжения [25].

3.2. Методика проектирования цепей коррекции для обеспечения РВУ на базе ОДН как замкнутой системы автоматического управления

Для системы со звеном чистого запаздывания существует только один вид линейной коррекции – низкочастотная. Т.е. необходимо формировать частоту среза левее частоты, соответствующей постоянной времени звена чистого запаздывания. Поэтому получить от структур, содержащих дроссели насыщения, высокую динамику, сопоставимую с транзисторными РВУ, в принципе невозможно, что является их существенным недостатком.

3.2.1. Функциональная схема РВУ на базе ОДН

Рассмотрим следующую функциональную схему (рис. 3.1) замкнутой системы (ЗС) РВУ на базе ОДН.

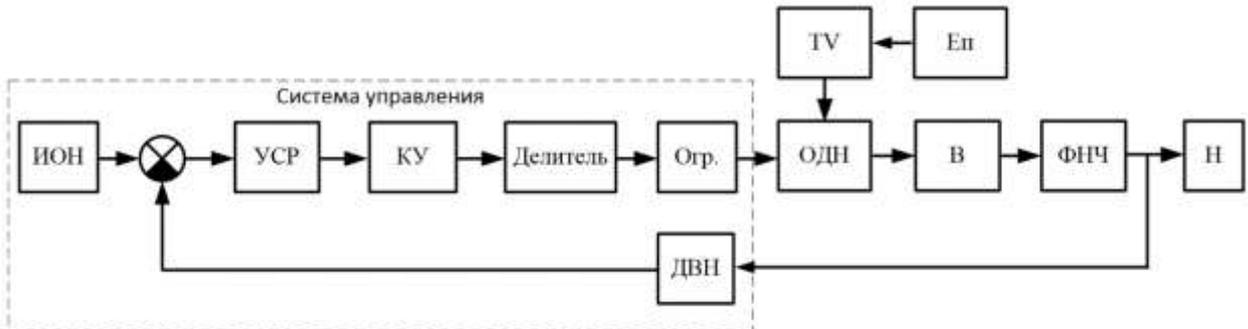


Рис. 3.1. Функциональная схема ЗС РВУ на базе ОДН

Схема, представленная на рис. 3.1, содержит функциональные блоки:

- ИОН – источник опорного напряжения;
 - УСР – усилитель сигнала рассогласования (УСР) и в нем же, в виде цепи местной обратной связи, включено корректирующее устройство КУ;
 - Делитель – плечо резистивного делителя, уменьшающее напряжение, подводимое к управляющему элементу.
 - Ограничитель – схема ограничения тока размагничивания ОДН, в состав которой входят резистор и конденсатор.
 - ОДН – однообмоточный дроссель насыщения;
 - В – силовой выпрямительный диод;
 - ТВ – силовой трансформатор;
 - ФНЧ – фильтр низких частот;
 - ДВН – датчик выходного напряжения;
- Также на данной схеме показаны:
- Еп – внешний источник питания силовой части;
 - Н – нагрузка.

3.2.2. Выбранный критерий устойчивости ЗС

Устойчивость данной замкнутой системы будем анализировать по логарифмическому критерию устойчивости Найквиста.

Рассмотрим логарифмический критерий устойчивости системы автоматического управления (САУ). Данный критерий формулируется следующим образом: для устойчивости замкнутой САУ необходимо и достаточно, чтобы в её разомкнутой цепи запаздывание по фазе не достигало минус 180° вплоть до частоты среза, т.е. $\varphi(\omega_{ср}) > -180$.

Устойчивость данной системы будем анализировать по логарифмической амплитудной частотной характеристике (ЛАЧХ) $L(\omega)$ и логарифмической фазовой частотной характеристике (ЛФЧХ) $\varphi(\omega)$ разомкнутой цепи. Чтобы обеспечить устойчивую работу данной системы, необходимо подобрать структуру и параметры КУ.

Итак, об устойчивости системы РВУ на ОДН будем судить по передаточной функции ее разомкнутой системы (РС).

На рис. 3.2 представлена функциональная схема РС РВУ на ОДН.

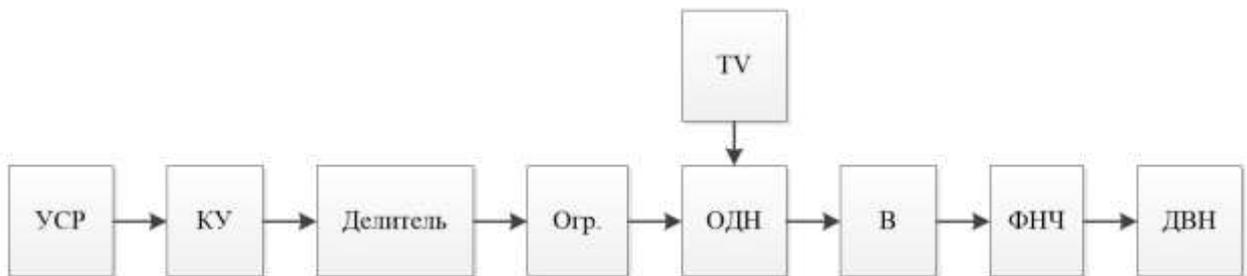


Рис. 3.2. Функциональная схема РС РВУ на ОДН

Для анализа динамических свойств РВУ необходимо преобразовать приведенную на рис. 3.2 схему таким образом, чтобы она отражала отдельные звенья с передаточными функциями (ПФ).

ПФ соответствует звену, т.е. блоку, вход которого не влияет на выход предыдущего каскада, а его выход не влияет на вход последующего каскада.

Поэтому совокупность некоторых функциональных узлов можно представить в виде ПФ, общей для них.

Рассмотрим РС в виде совокупности звеньев, структура которой показана на рис. 3.3.

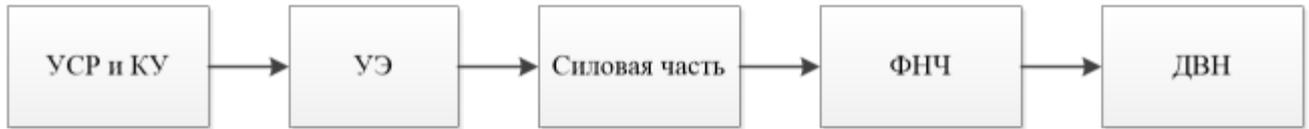


Рис. 3.3. Совокупность звеньев РС РВУ на ОДН

Схема, представленная на рис. 3.3, содержит следующие звенья:

- УСР и КУ – звено совокупности узлов УСР и КУ;
- УЭ – звено управляющего элемента, являющееся совокупностью узлов Делителя и Ограничителя;
- Силовая часть – совокупность узлов силового трансформатора, ОДН и силового выпрямителя;
- ФНЧ – звено фильтра низких частот;
- ДВН – звено ДВН;

РС, схема которой приведена на рис. 3.3 может быть представлена в виде следующей ПФ:

$$W_{PC} = W_{УСР\ и\ КУ} \cdot W_{УЭ} \cdot W_{СЧ} \cdot W_{ФНЧ} \cdot W_{ДВН}, \quad (3-1)$$

- где W_{PC} – передаточная функция разомкнутой системы РВУ на ОДН;
 $W_{УСР\ и\ КУ}$ – передаточная функция корректирующего устройства и УСР;
 $W_{УЭ}$ – передаточная функция управляющего элемента;
 $W_{СЧ}$ – передаточная функция трансформатора, ОДН и силового выпрямителя;
 $W_{ФНЧ}$ – передаточная функция фильтра низких частот;
 $W_{ДВН}$ – передаточная функция датчика выходного напряжения;

Теперь необходимо найти вышеперечисленные передаточные функции, составляющие W_{PC} .

3.2.3. Передаточная функция силовой части

Силовая часть РВУ представлена совокупностью следующих узлов: силового трансформатора, ОДН, силового выпрямителя.

ПФ ОДН, как звена чистого запаздывания, $W_{\text{ОДН}}$ имеет следующий вид:

$$W_{\text{ОДН}} = e^{-\tau_{\text{ОДН}} \cdot S} \quad (3-2.1)$$

Постоянную времени ОДН [25] можно выразить как:

$$\tau_{\text{ОДН}} = \frac{T_c}{2}, \quad (3-2.2)$$

ПФ силовой части $W_{\text{СЧ}}$ имеет следующий вид:

$$W_{\text{СЧ}} = k_y \cdot W_{\text{ОДН}} = k_y \cdot e^{-\tau_{\text{ОДН}} \cdot S} \quad (3-3)$$

Где k_y – коэффициент усиления силовой части, который является функцией от коэффициента трансформации k_{tv} силового трансформатора и напряжения питания $E_{\text{п}}$ силовой части схемы:

$$k_y = f(k_{tv}, E_{\text{п}}) \quad (3-4)$$

На рисунках 3.4 и 3.5 приведены ЛАЧХ и ЛФЧХ для звена силовой части РВУ на ОДН при $k_y=100$.

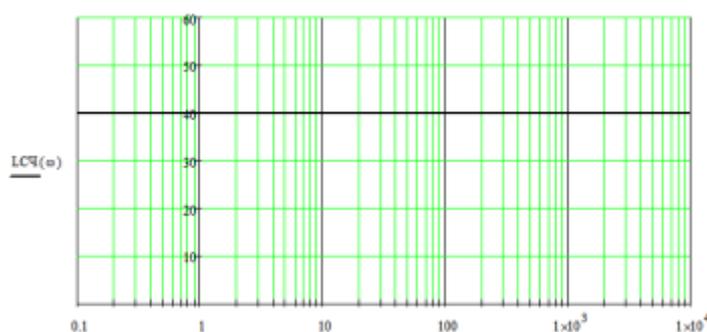


Рис. 3.4. ЛАЧХ звена силовой части РВУ на базе ОДН

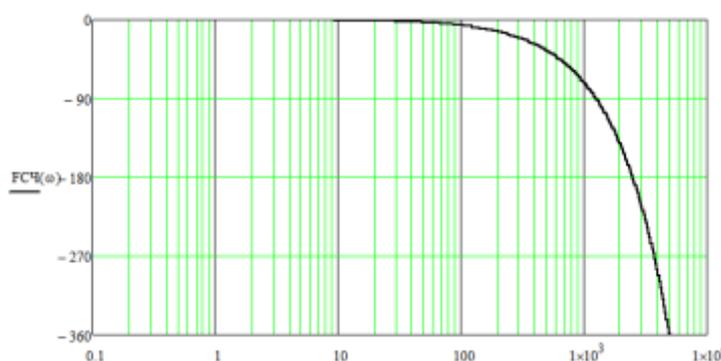


Рис. 3.5. ЛФЧХ звена силовой части РВУ на базе ОДН

3.2.4. Передаточная функция управляющего элемента

Цепь Делителя (см. рис.1.10), состоящая из резисторов R1 и R2, необходима для минимизации значения напряжения на резисторе R0.

При питании от напряжения $U_p = +15\text{В}$, ОУ DA1, входящий в состав блока УСР, будет иметь на выходе максимальное напряжение +15В.

Тогда для того, чтобы на выходе делителя, т.е. на резисторе R2, было маленькое максимальное напряжение (например, в 100 раз меньше максимального напряжения на выходе УСР) необходимо, чтобы номиналы резисторов R1 и R2, чтобы выполнялось равенство:

$$\frac{U_{R1}}{U_{R2}} = \frac{R_1}{R_2} = 100 \quad (3-5)$$

Тогда Делитель будет иметь коэффициент усиления $k_{\text{дел}}$:

$$k_{\text{дел}} = \frac{U_{\text{вых дел}}}{U_{\text{вх дел}}} = \frac{R_2}{R_1} \quad (3-6)$$

Следует связать U_{C0} с воздействующим на него параметром. Конденсатор C0 разряжается током, который задает ограничитель:

$$i_{C0} = C_0 \left(\frac{du_{C0}}{dt} \right) \quad (3-7)$$

Откуда находим U_{C0} :

$$u_{C0} = \frac{1}{C_0} \int i_{C0} dt \quad (3-8)$$

Тогда выражение (3-8) принимает вид:

$$U_C(S) = \frac{1}{C_0 \cdot S} \cdot I_{C0} \quad (3-9)$$

Ток ограничителя I_{C0} , заряжающий конденсатор C0 находится как:

$$I_{C0} = \frac{U_{\text{вых дел}}}{R_0} = \frac{U_{\text{вх дел}} \cdot k_{\text{дел}}}{R_0} \quad (3-10)$$

Постоянная времени управляющего элемента (ограничителя) $\tau_{\text{огр}}$ равняется:

$$\tau_{\text{огр}} = \frac{C_0 \cdot R_{\text{огр}}}{k_{\text{дел}}} \quad (3-11)$$

Постоянная времени $\tau_{\text{огр}}$ выбирается из следующих соотношений. Необходимо сделать УЭ с такой постоянной времени, чтобы пульсации сети не сбили его режим

работы. Т.к. конденсатор УЭ перезаряжается с частотой сети, надо сделать так чтобы частота сети не влияла на U_c . Поэтому берем постоянную времени $\tau_{огр}$ как минимум на порядок больше τ_c .

$$\tau_{огр} = 10\tau_{сети} \quad (3-12)$$

Тогда передаточная функция звена УЭ принимает вид:

$$W_{уэ} = \frac{1}{\tau_{огр} \cdot S} \quad (3-13)$$

На рисунках 3.6 и 3.7 приведены ЛАЧХ и ЛФЧХ для звена УЭ для РВУ на ОДН. Для примера, характеристики соответствуют $k_{дел} = 0,01$, $C_0 = 25 \mu\text{кФ}$, $R_0 = 10 \text{ Ом}$, $\tau_{огр} = 25 \text{ мс}$.

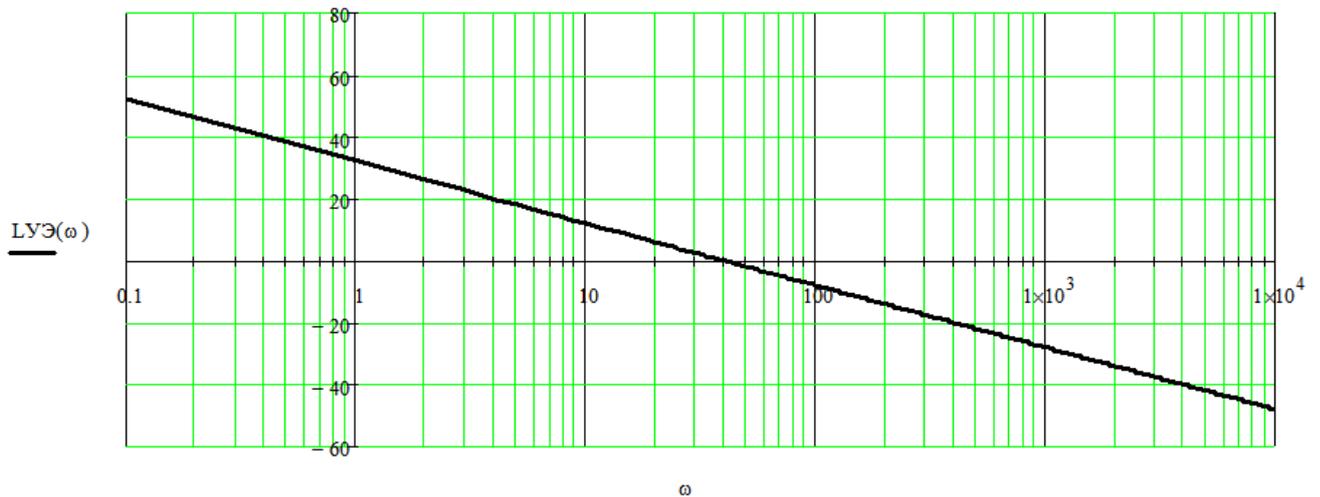


Рис. 3.6. ЛАЧХ звена управляющего элемента РВУ на базе ОДН

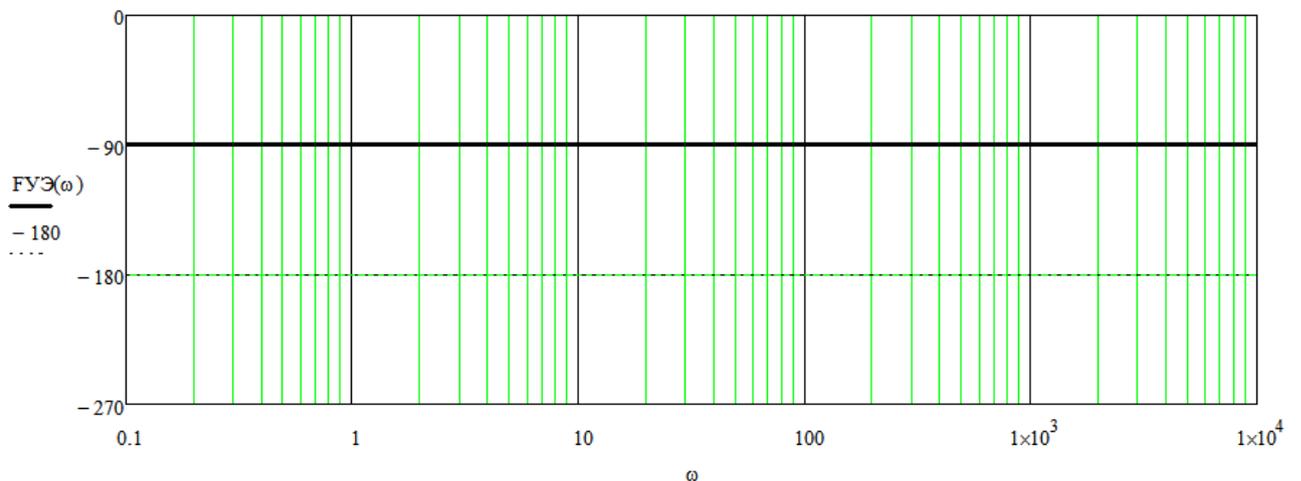


Рис. 3.7. ЛФЧХ звена управляющего элемента РВУ на базе ОДН

3.2.5. Передаточная функция датчика выходного напряжения

Рассмотрим передаточную функцию датчика выходного напряжения (ДВН). Для этого необходимо сравнить значения номинального напряжения нагрузки U_n и опорного напряжения $U_{оп}$.

Тогда ДВН будет иметь передаточную функцию $W_{ДВН}$:

$$W_{ДВН} = k_{ДВН} = \frac{U_{оп}}{U_n} \quad (3-14)$$

На рисунках 3.8 и 3.9 приведены ЛАЧХ и ЛФЧХ для звена ДВН для РВУ на ОДН. Например, при $k_{ДВН}=0,1$.

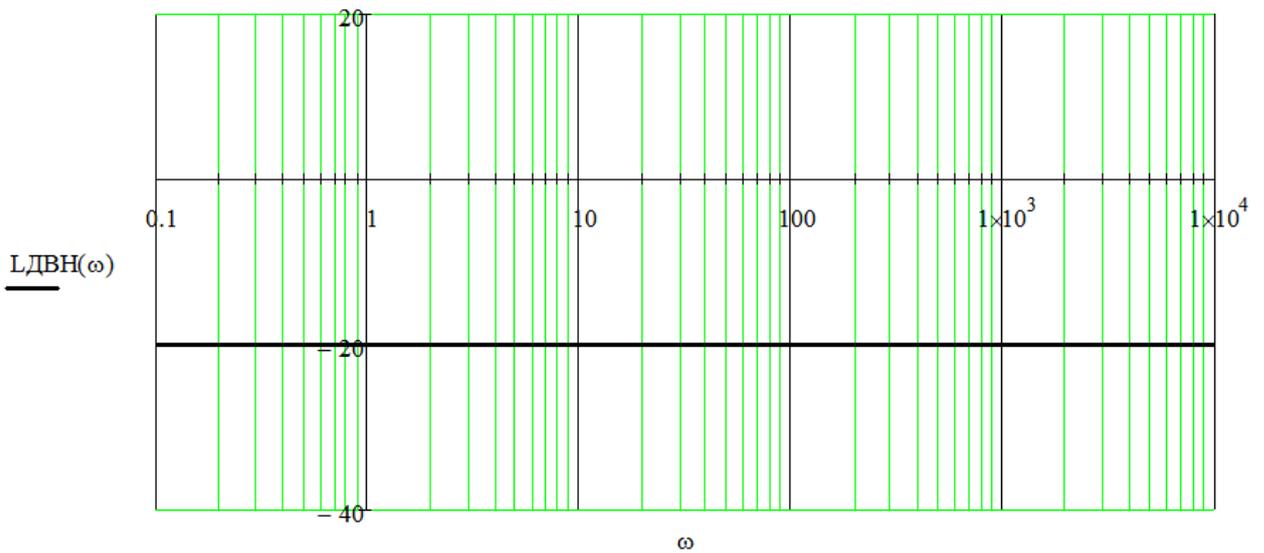


Рис. 3.8. ЛАЧХ звена датчика выходного напряжения РВУ на базе ОДН

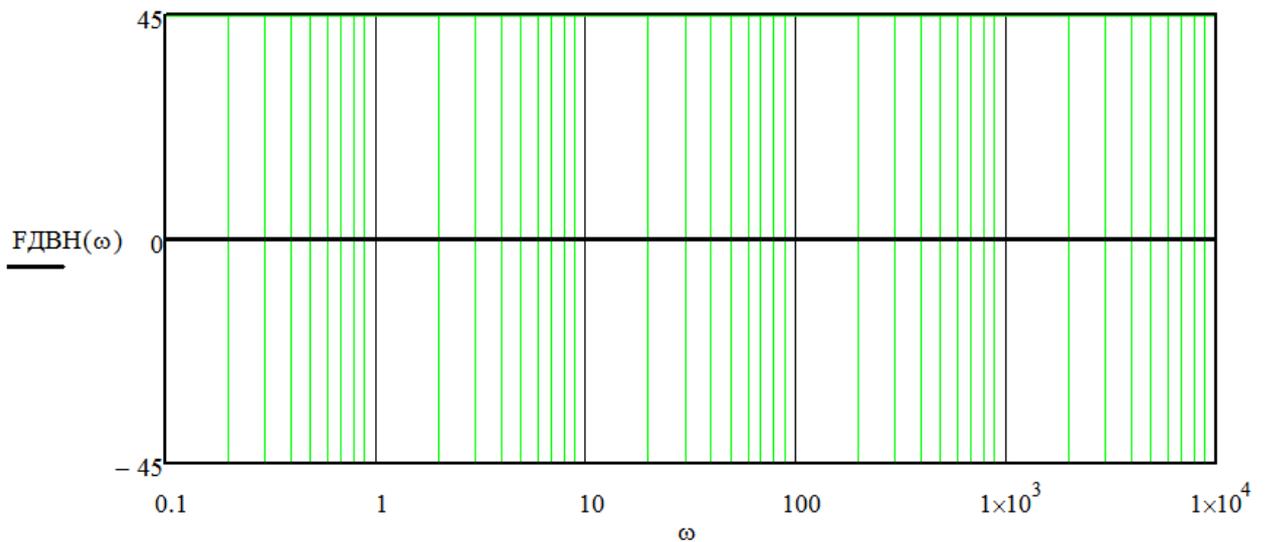


Рис. 3.9. ЛФЧХ звена датчика выходного напряжения РВУ на базе ОДН

3.2.6. Передаточная функция фильтра низких частот

Фильтр низких частот характеризуется тем, что:

- 1) Обеспечивает требуемого уровня пульсаций выходного выпрямленного напряжения РВУ;
- 2) Влияет на устойчивость ЗС РВУ на базе ОДН;
- 3) Нужен при динамической работе системы для снижения перенапряжений, т.к. обмотки источника питания РВУ (трансформатора или генератора) имеют индуктивности рассеивания, а нагрузка может быть.

В рассматриваемой структуре РВУ на базе ОДН могут применяться различные варианты ФНЧ (т.е. ВСФ): RL, RC, RLC – фильтры.

В зависимости от структуры, передаточная функция ФНЧ может иметь различные виды.

При изменении $R_{нагр}$ получает семейство ЛАЧХ, поэтому надо выбрать такое КУ, которое будет всегда обеспечивать устойчивость, т.е. изначально выбрать такое КУ, которое обеспечит устойчивость при наихудшем сочетании параметров нагрузки и ФНЧ.

Для RL – фильтра постоянная времени составляет:

$$T_{ФНЧ_RL} = \frac{L_{ФНЧ}}{R_{н\ мин}}, \quad (3-15)$$

Где $L_{ФНЧ}$ – индуктивность дросселя ФНЧ, Гн;

$R_{н\ мин}$ – минимальное активное сопротивление нагрузки, Ом.

Для RC – фильтра постоянная времени составляет:

$$T_{ФНЧ_RC} = C_{ФНЧ} \cdot R_{н\ макс}, \quad (3-16)$$

Где $C_{ФНЧ}$ – емкость конденсатора ФНЧ, Ф;

$R_{н\ макс}$ – максимальное активное сопротивление нагрузки (на холостом ходе), Ом.

Для фильтров первого порядка, которыми являются RL – и RC – фильтры, ПФ имеет следующий вид:

$$W_{\text{ФНЧ}_1}(S) = \frac{1}{T_{\text{ФНЧ}_1} \cdot S + 1}, \quad (3-17)$$

Где $T_{\text{ФНЧ}_1}$ – постоянная времени ФНЧ 1-го порядка, с.

На рисунках 3.10 и 3.11 приведены ЛАЧХ и ЛФЧХ для звена ФНЧ 1-го порядка (RC-фильтр), для РВУ на ОДН, при токе холостого хода и номинальном.

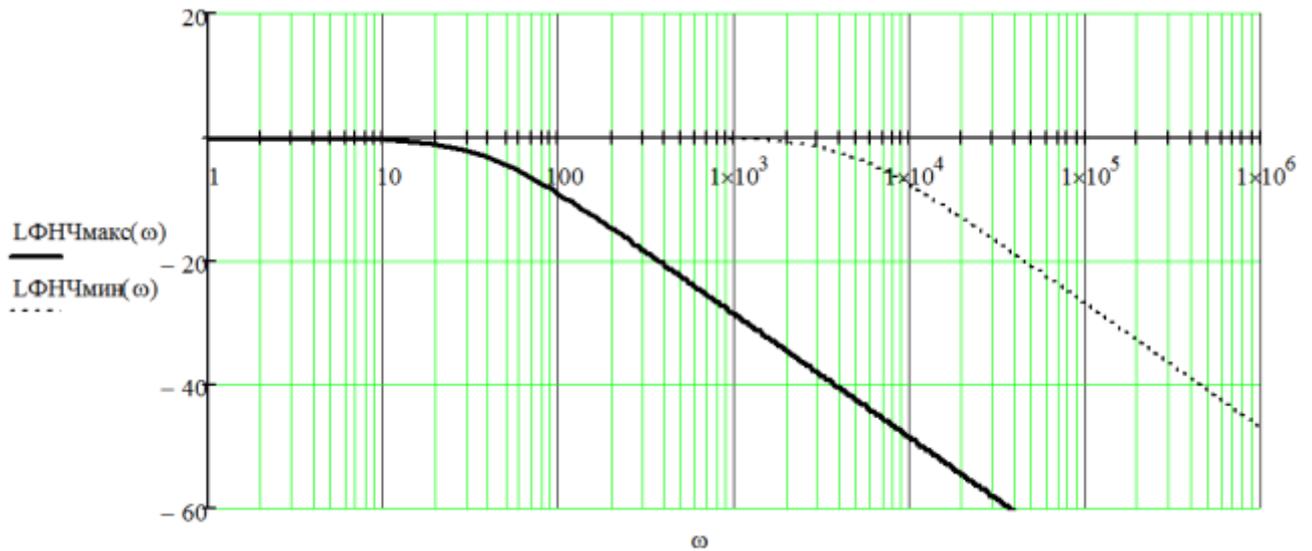


Рис. 3.10. ЛАЧХ для звена ФНЧ 1-го порядка (RC-фильтр), для РВУ на ОДН, при токе холостого хода ($\text{ФНЧ}_{\text{макс}}$) и номинальном ($\text{ФНЧ}_{\text{мин}}$).

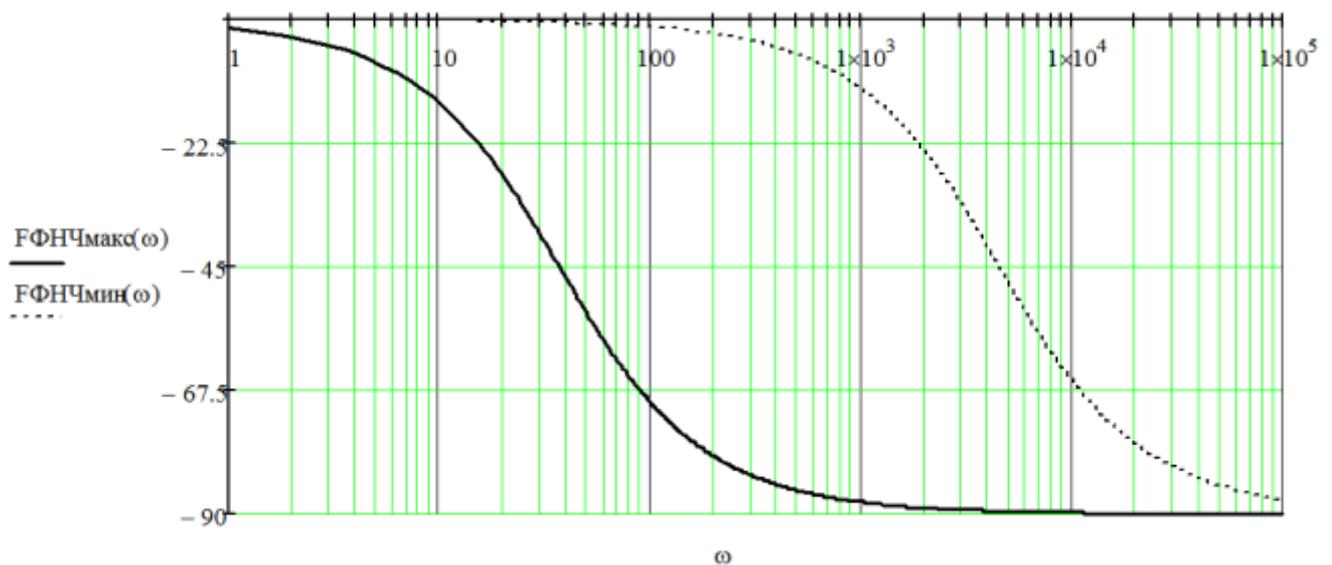


Рис. 3.11. ЛФЧХ для звена ФНЧ 1-го порядка (RC-фильтр), для РВУ на ОДН, при токе холостого хода ($\text{ФНЧ}_{\text{макс}}$) и номинальном ($\text{ФНЧ}_{\text{мин}}$).

Для фильтра второго порядка, которым является RLC– фильтр, ПФ имеет следующий вид:

$$W_{\text{ФНЧ}_2}(S) = \frac{1}{T_{\text{ФНЧ}_2}^2 \cdot S^2 + 2 \cdot q \cdot T_{\text{ФНЧ}_2} \cdot S + 1}, \quad (3-18)$$

Где $W_{\text{ФНЧ}_2}$ – передаточная функция ФНЧ 2-го порядка;

$T_{\text{ФНЧ}_2}$ – постоянная времени ФНЧ 2-го порядка, с;

Для LC – фильтра 2 – го порядка постоянная времени составляет:

$$T_{\text{ФНЧ}_{LC}} = L_{\text{ФНЧ}} \cdot C_{\text{ФНЧ}}, \quad (3-19)$$

Где $L_{\text{ФНЧ}}$ – индуктивность дросселя ФНЧ, Гн;

$C_{\text{ФНЧ}}$ – емкость конденсатора ФНЧ, Ф.

3.2.7. Передаточная функция разомкнутой системы РВУ на базе ОДН

Построение нескорректированных (располагаемых) ЛАЧХ и ЛФЧХ РС РВУ на базе ОДН может быть проведено, согласно следующему алгоритму:

1. Постоянная времени звена ОДН равняется $T_c/2$, при этом фазовый сдвиг при круговой частоте, соответствующей данной постоянной времени, составляет -57° градусов.

2. Звено УЭ содержит Ограничитель, который является интегратором и дает фазовый сдвиг на частоте среза равный – 90 град. Значит, суммирующая ФЧХ звеньев ограничителя и ОДН уже даст на частоте среза фазовый сдвиг -147° градусов.

3. Далее рассматриваем звено ФНЧ. Если постоянную времени ФНЧ взять равной постоянной времени звена ограничителя, то суммарная ФЧХ звеньев ФНЧ и ограничителя уже будет давать на частоте среза -135° градусов. Далее при суммировании с характеристикой ОДН, фазовый сдвиг на частоте среза составит уже – 192° градуса, что по критерию Найквиста говорит о неустойчивости системы. Поэтому отсюда следует, что постоянная времени ФНЧ должна быть немного сдвинута «вправо», т.е. в область высоких частот. Слишком сдвигать постоянная времени ФНЧ вправо тоже не выгодно, т.к. при этом снижается фильтрующая

способность ФНЧ. Значит постоянная времени ФНЧ должна (быть в районе) равняться постоянной времени сети. Итак, назначаем $T_{\text{фнч}}$ равной $T_{\text{сети}}$.

$$\tau_{\text{ФНЧ}} = \tau_{\text{сети}} \quad (3-20)$$

Чтобы система была устойчива, то нужно $T_{\text{огр}}$ и $T_{\text{ку}}$ сместить «влево», т.е. в область низких частот. Тогда система станет устойчива, но ее быстродействие снизится. Поэтому при выборе ПФ звена КУ, отступаем от частоты среза суммарной АЧХ системы без КУ как можно меньше, т.е. максимум на одну декаду. Вправо отступить на оси частот не имеет смысла, т.к. система уже неустойчива. Хотя чем дальше в области высоких частот находится частота среза, тем лучше динамические свойства системы.

Звено Ограничителя является интегратором и в сумме со звеном КУ дает наклон -40 дБ/дек. Значит, чтобы обеспечить устойчивость системы нужно:

До частоты среза наклон суммарной АЧХ для системы с КУ будет составлять – 40 дБ/дек, но по логарифмическому критерию Найквиста для обеспечения устойчивости системы пересекать ось частот под таким наклоном АЧХ нельзя. Тогда после частоты среза АЧХ должна иметь наклон -20 дБ/дек, что обеспечивается нулевым наклоном АЧХ звена КУ и наклоном -20 дБ/дек звена Ограничителя. Далее на частоте ФНЧ, наклон суммирующей АЧХ станет равным -40 дБ/дек, если ФНЧ есть фильтр первого порядка, либо -60 дБ/дек при применении ФНЧ второго порядка.

При этом будет обеспечен запас по амплитуде, т.к. влево от частоты среза будет наклон -40дБ/дек, а вправо на 1 декаду будет наклон -20дБ/дек

Вывод: частоте среза должны соответствовать постоянные времени звеньев Ограничителя и (частота сопряжения) КУ.

$$\tau_{\text{огр}} = \tau_{\text{ку}} = 10\tau_{\text{сети}} \quad (3-21)$$

Тогда на частоте среза ЛФЧХ принимает значение -135° градусов. Получается запас по фазе, равный 45° , что говорит об устойчивости системы по критерию Найквиста. Далее фаза будет расти из-за ФЧХ звеньев ФНЧ и ОДН, но это уже не важно, т.к. будет правее частоты среза.

Тогда, в соответствии с (3-1), (3-3), (3-13), (3-14), (3-17) располагаемая ЛАЧХ ($L_{\text{раз}}(\omega)$ – на рис. 3.12) разомкнутой системы примет вид:

$$L_{\text{PC расп}}(\omega) = 20 \log(|W_{\text{СЧ}}(\omega) \cdot W_{\text{ФНЧмакс}}(\omega) \cdot W_{\text{УЭ}}(\omega) \cdot W_{\text{ДВН}}(\omega)|) \quad (3-22)$$

Располагаемая ЛФЧХ ($F_{\text{раз}}(\omega)$ – на рис. 3.13) разомкнутой системы примет вид:

$$F_{\text{PC расп}}(\omega) = (\arg(W_{\text{ДВН}}(\omega)) + \arg(W_{\text{ФНЧмакс}}(\omega)) + \arg(W_{\text{УЭ}}(\omega)) - (\tau \cdot \omega)) \cdot \frac{180}{\pi} \quad (3-23)$$

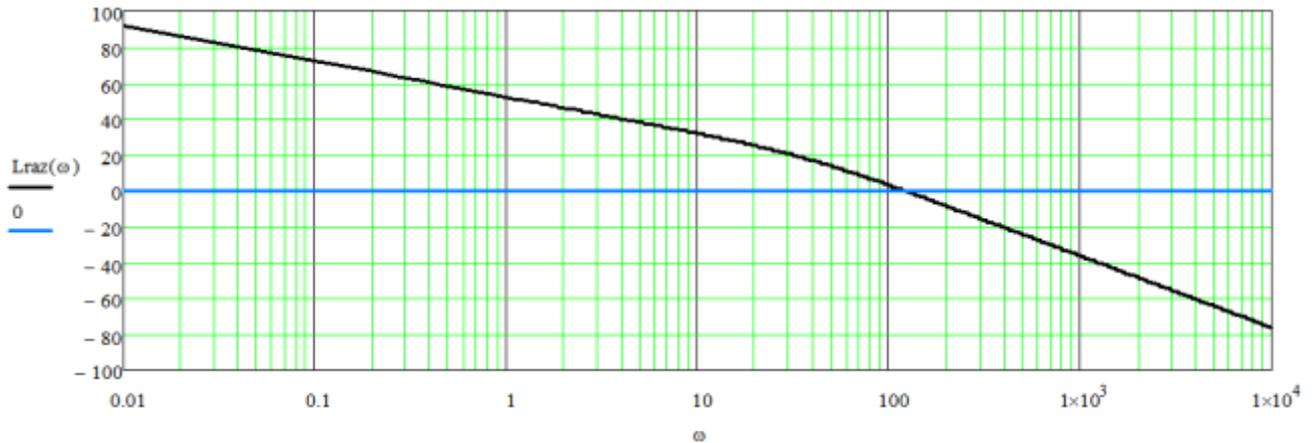


Рис. 3.12. Располагаемая ЛАЧХ РС РВУ на базе ОДН

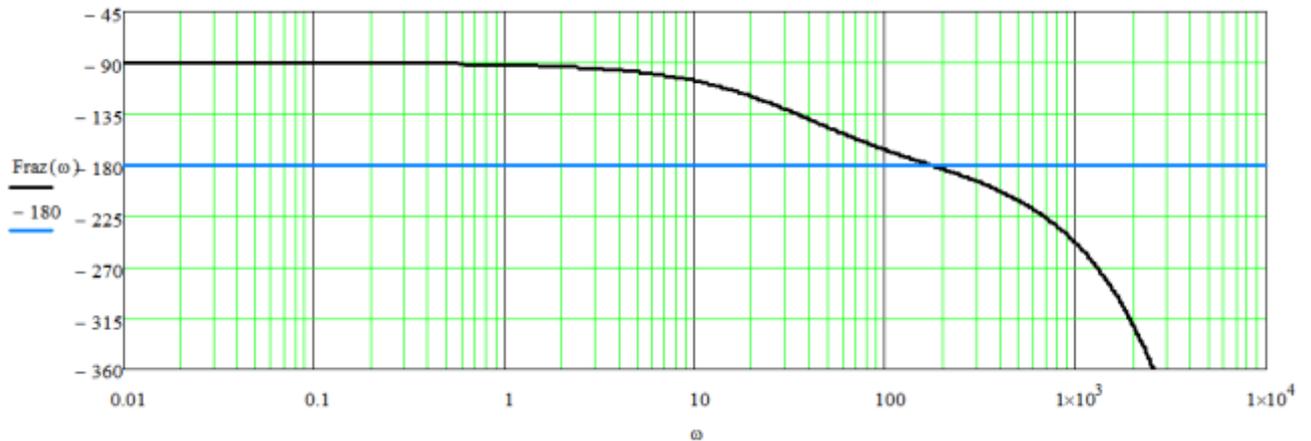


Рис. 3.13. Располагаемая ЛФЧХ РС РВУ на базе ОДН

3.2.8. Построение скорректированных (желаемых) амплитудных и частотных характеристик

Для того, чтобы ПФ РС удовлетворяла логарифмическому критерию устойчивости Найквиста, ее ЛАЧХ и ЛФЧХ, представленные на рис.3.12, 3.13, необходимо скорректировать, т.е. построить желаемые ЛАЧХ и ЛФЧХ:

$$L_{\text{жел}}(\omega) = 20 \log(|W_{\text{СЧ}}(\omega) \cdot W_{\text{ФНЧмакс}}(\omega) \cdot W_{\text{УЭ}}(\omega) \cdot W_{\text{ДВН}}(\omega) \cdot W_{\text{КУ}}(\omega)|) \quad (3-24)$$

$$F_{\text{жел}}(\omega) = (\arg(W_{\text{ДВН}}(\omega)) + \arg(W_{\text{ФНЧмакс}}(\omega)) + \arg(W_{\text{УЭ}}(\omega)) + \arg(W_{\text{КУ}}(\omega)) - (\tau \cdot \omega)) \cdot \frac{180}{\pi} \quad (3-25)$$

На рисунках 3.14, 3.15 представлены одни из возможных вариантов скорректированных, т.е. «желаемых» ЛАЧХ ($L_{\text{жел}}$ – на рис. 3.14) и ЛФЧХ ($F_{\text{жел}}$ – на рис. 3.15) для ПФ РС РВУ на базе ОДН.

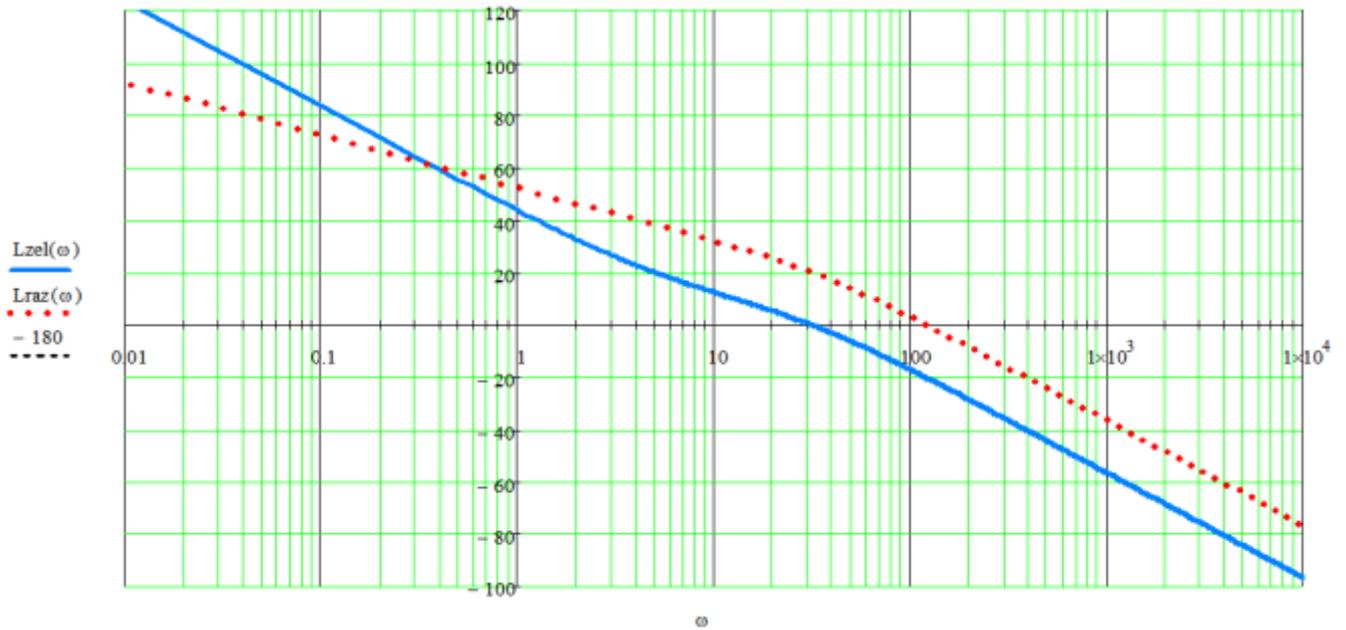


Рис. 3.14. Скорректированная ЛАЧХ и располагаемая ЛАЧХ РС РВУ на базе ОДН

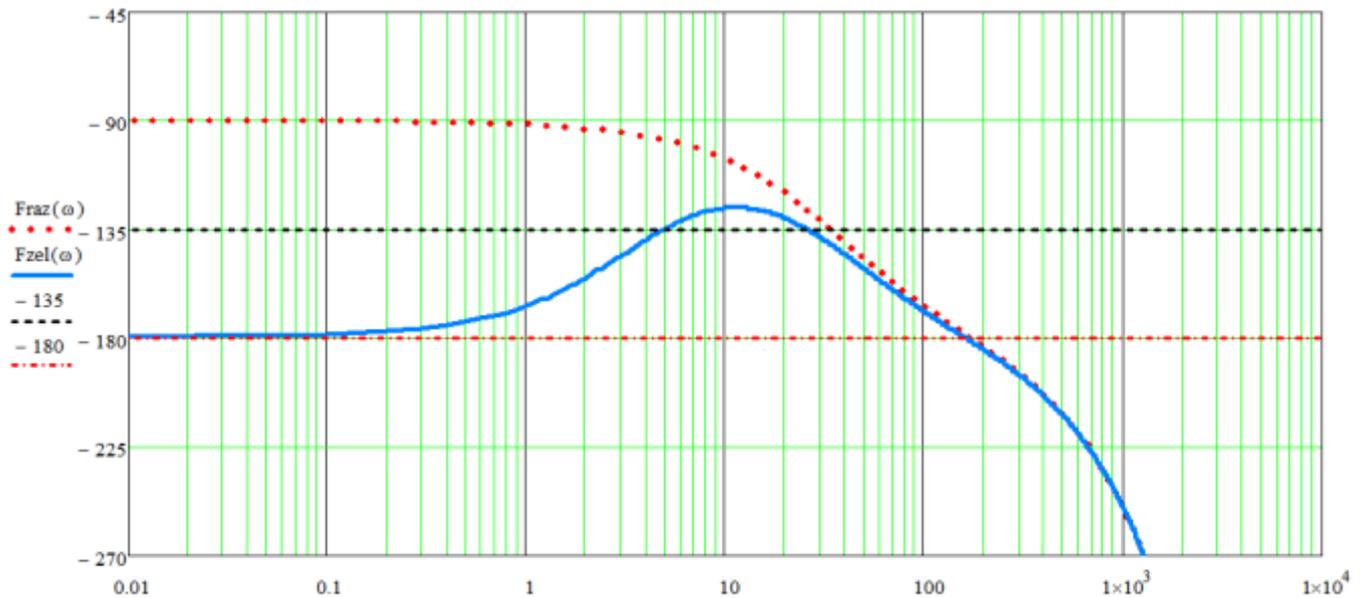


Рис. 3.15. Скорректированная ЛФЧХ и располагаемая ЛФЧХ РС РВУ на базе ОДН

Как видно на графике, приведенном на рис. 3.15, скорректированная ЛФЧХ РС имеет в точке сопряжения запас по фазе 45° , что, согласно логарифмическому критерию устойчивости Найквиста, говорит об устойчивости ЗС РВУ на базе ОДН.

3.2.9. Определение передаточной функции корректирующего устройства

Для того, чтобы статическая ошибка равнялась нулю, КУ должно быть форме интегратора, т.е. в передаточной функции корректирующего звена должно присутствовать звено интегратора.

Реализовать ПФ КУ можно разными способами, например как интегрирующее звено, либо как сочетание форсирующего и интегрирующего:

$$W_{\text{КУ}} = \begin{cases} \frac{1}{T_{u1} \cdot S} \\ \frac{T_{u1} \cdot S + 1}{T_{u2} \cdot S} \end{cases} \quad (3-26)$$

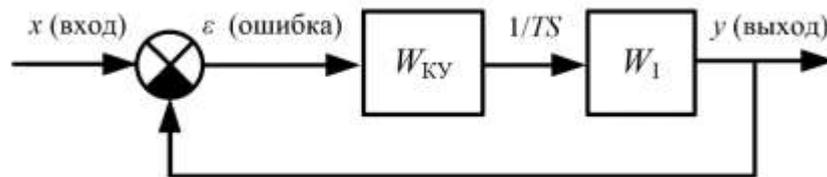


Рис. 3.16. Синтез КУ

Где x – входной сигнал;

ε – статическая ошибка;

$W_{\text{КУ}}$ – ПФ КУ, изменяемая часть;

W_1 – неизменяемая часть,

y – выходной сигнал.

ПФ корректирующего устройства может выглядеть следующим образом.

В соответствии с (рис. 3.14) и (рис. 3.15), при «вычитании» располагаемой ЛАЧХ из желаемой (скорректированной) получаем следующие ЛАЧХ (см. рис. 3.17) и ЛФЧХ (см. рис. 3.18) корректирующего устройства.

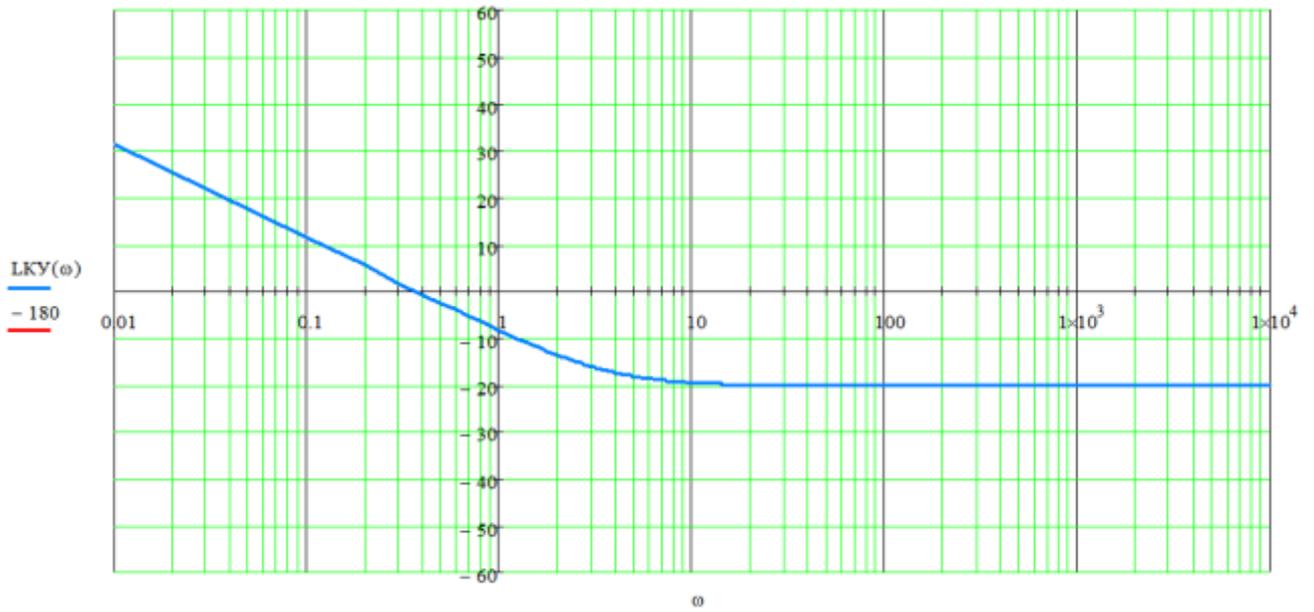


Рис. 3.17. ЛАЧХ КУ для РВУ на базе ОДН

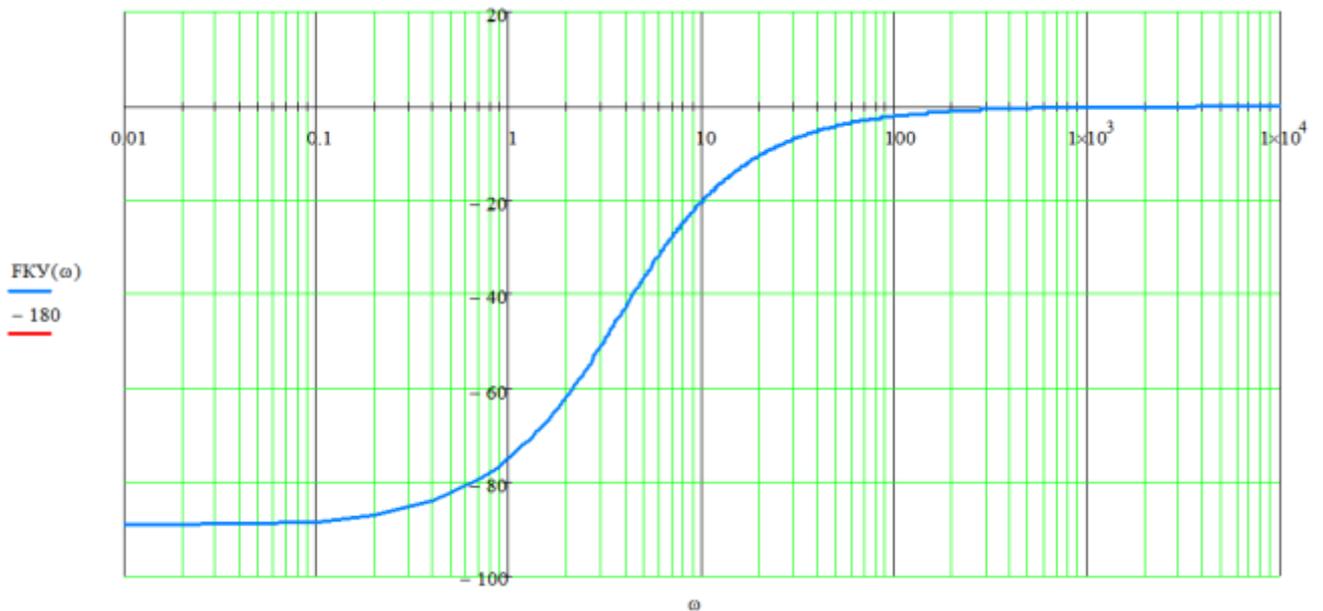


Рис. 3.18. ЛФЧХ КУ для РВУ на базе ОДН

Таким ЛАЧХ и ЛФЧХ может соответствовать следующая ПФ:

$$W_{\text{КУ}} = \frac{T_{\text{КУ}} \cdot S + 1}{T_{\text{КУ}} \cdot S} \quad (3-27)$$

Стоит отметить, что задача коррекции не имеет единственного решения, решений может быть много.

3.2.10. Физическая реализация корректирующего устройства

Физически реализовать КУ, ПФ которого соответствует (3-37), можно, например, так, как это представлено на рис. 3.19.

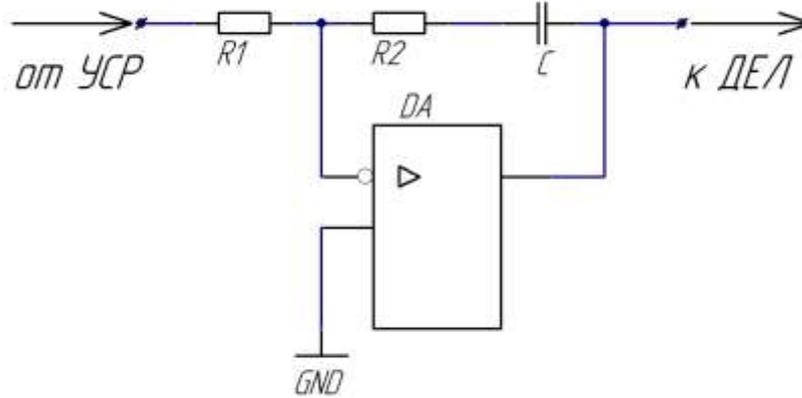


Рис. 3.19. Схемотехническая реализация КУ для ТВУ на базе ОДН

Устройство, принципиальная схема которого приведенное на рис. 3.19, имеет следующую передаточную функцию :

$$W_1(S) = k \cdot \frac{T_1 \cdot S + 1}{T_1 \cdot S} \quad (3-28)$$

Параметры ПФ (3-38) могут быть определены, согласно схеме (см. рис. 3.19), следующим образом:

$$T_1 = R1 \cdot C \quad (3-29)$$

$$k = \frac{R2}{R1} \quad (3-30)$$

3.3. Моделирование работы ТВУ на ОДН с цепями коррекции

Моделирование проводилось на ИК-моделях однофазного трансформаторного ТВУ на базе ОДН (1Ф-ТВУ-ОДН) и трехфазного трансформаторного ТВУ на базе ОДН (3Ф6П-ТВУ-ОДН) для подтверждения справедливости методики проектирования цепей коррекции, изложенной выше. Рассматривался режим скачкообразного изменения тока нагрузки от значения холостого хода до номинального, а также режим полуторакратного изменения действующего значения напряжения питания.

3.3.1. Моделирование устойчивой работы 1Ф-ТРВУ-ОДН

На рис. 3.21 представлена ИК-модель силовой части 1Ф-ТРВУ-ОДН для исследования динамических свойств при стабилизации выходного напряжения на уровне 27В, при скачкообразном изменении тока нагрузки и при изменении параметров питающего напряжения.

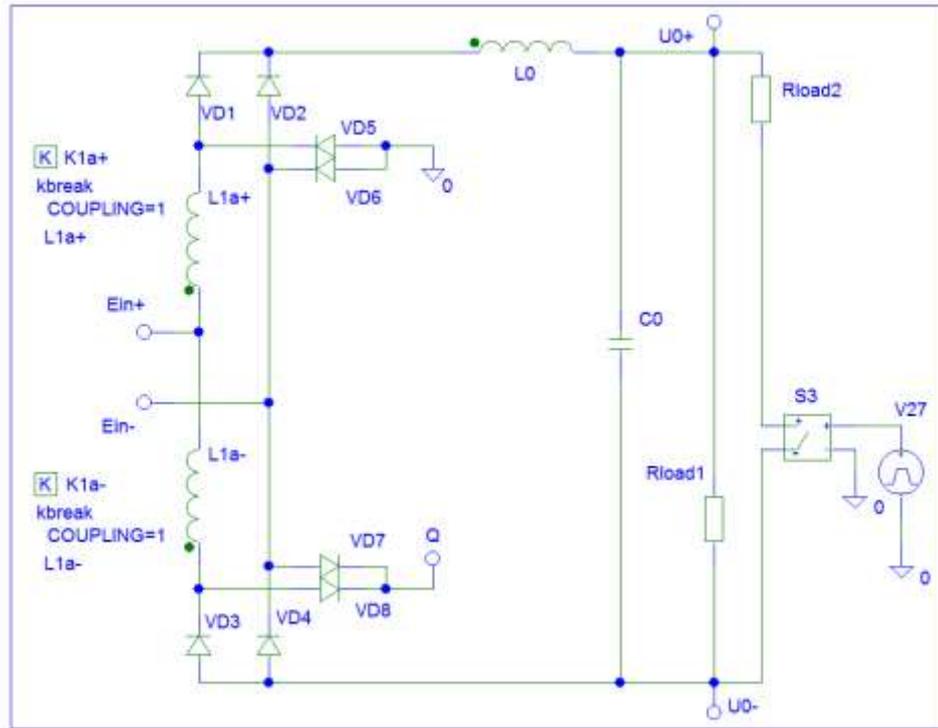


Рис. 3.20. Модель СЧ 1Ф-ТРВУ-ОДН для исследования динамических свойств ЗС при изменении параметров нагрузки

Модель (рис. 3.20) включает в себя следующие элементы: однообмоточные дроссели насыщения: L_{a+} , L_{a-} , на сердечниках $K1a+$, $K1a-$; рабочие диоды (диоды выпрямителя) $VD1$ – $VD4$; разделительные диоды цепи управления $VD5$ – $VD8$; RLC-ВСФ на дросселе $L0$ и конденсаторе $C0$, нагрузочные резисторы $Rload1$ и $Rload2$, переключатель $S3$, источник, задающий управляющие импульсы для переключения нагрузки $V27$. К клеммам $Ein+$, $Ein-$ подключается модель источника входного напряжения, к клемме Q , подводится сигнал от модели УЭ, к клеммам $U0+$, $U0-$ подключается модель отрицательной обратной связи (ООС).

На рис. 3.21 представлена ИК-модель источника входного напряжения 1Ф-ТРВУ-ОДН для исследования динамических свойств ЗС, при изменении параметров питающего напряжения и при изменении параметров нагрузки.

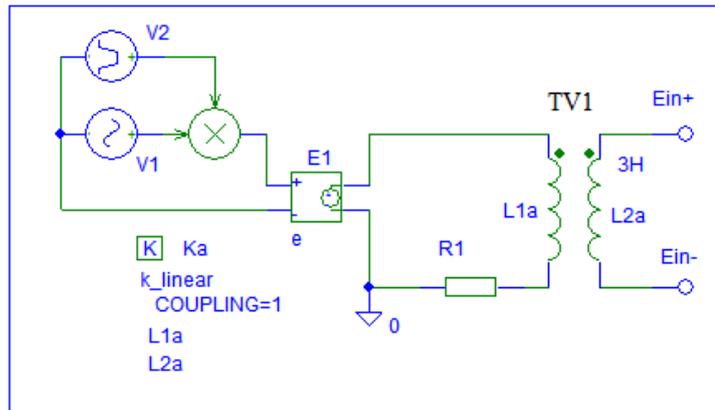


Рис. 3.21. Модель источника входного напряжения 1Ф-ТРВУ-ОДН для исследования динамических свойств ЗС при изменении параметров питающего напряжения, а также параметров нагрузки

Модель (рис. 3.21) включает в себя следующие элементы: источник однофазного напряжения переменного тока V1 имитирующий однофазную сеть; трансформатор TV1, представленный первичной L1a и вторичной L2a обмотками; источник V2, изменяющий, при помощи схемы умножения, напряжение источника V1 в 1,5 раза по временному алгоритму; управляемый источник E1, передающий изменяющееся во времени напряжение на первичную обмотку силового трансформатора.

На рис. 3.22 представлена ИК-модель управляющего элемента, содержащая МДП-транзистор VT1, блок Ограничителя на резисторе R16 и конденсаторе C2, блок Делителя на резисторах R13, R14. На клемму Uupr приходит сигнал от цепи ООС.

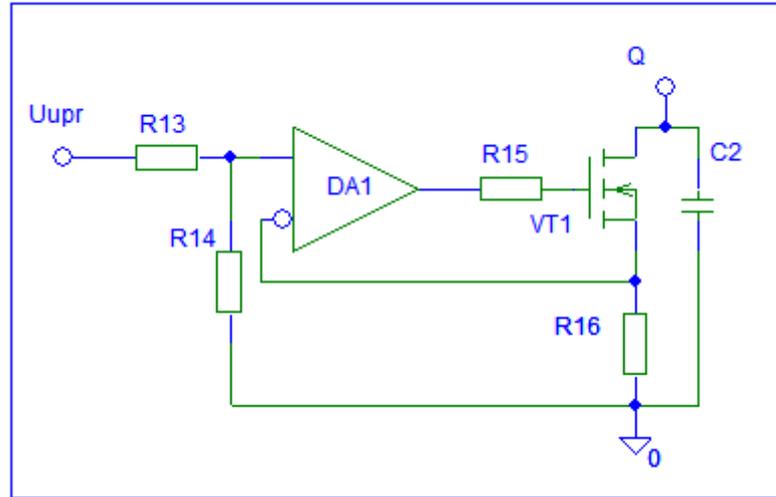


Рис. 3.22. Модель УЭ для 1Ф-ТРВУ-ОДН

На рис. 3.22 представлена ИК-модель цепи ООС, содержащая КУ на конденсаторе С3, и резисторах R8, R10.

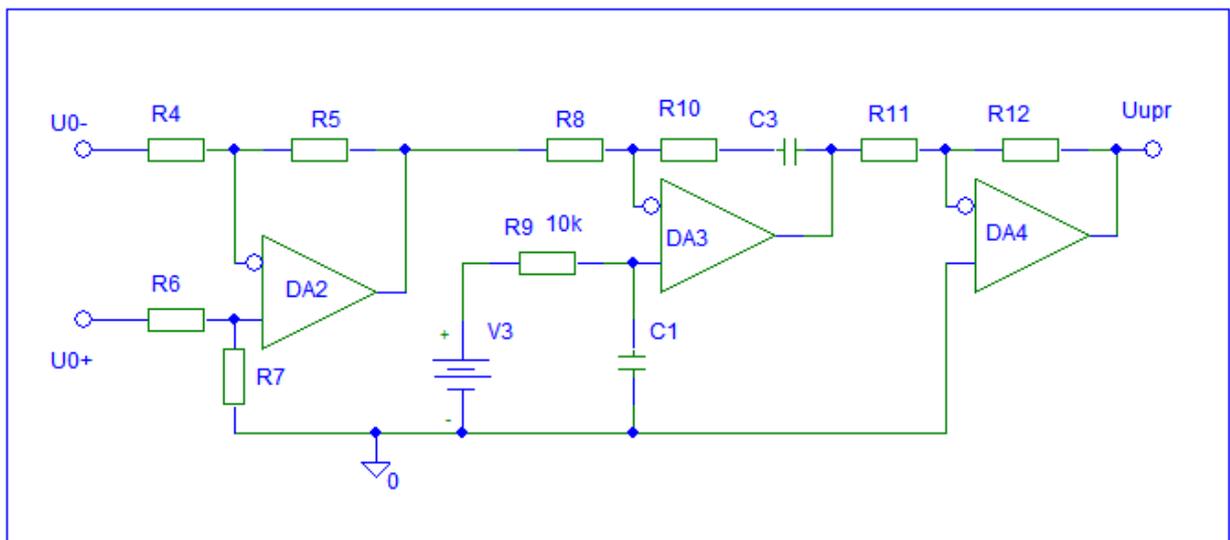


Рис. 3.23. Модель цепи ООС для 1Ф-ТРВУ-ОДН

На рис. 3.24 приведены графики процессов в 1Ф-ТРВУ-ОДН при изменении параметров нагрузки. Показаны диаграммы изменения тока нагрузки I_n и напряжения нагрузки U_n .

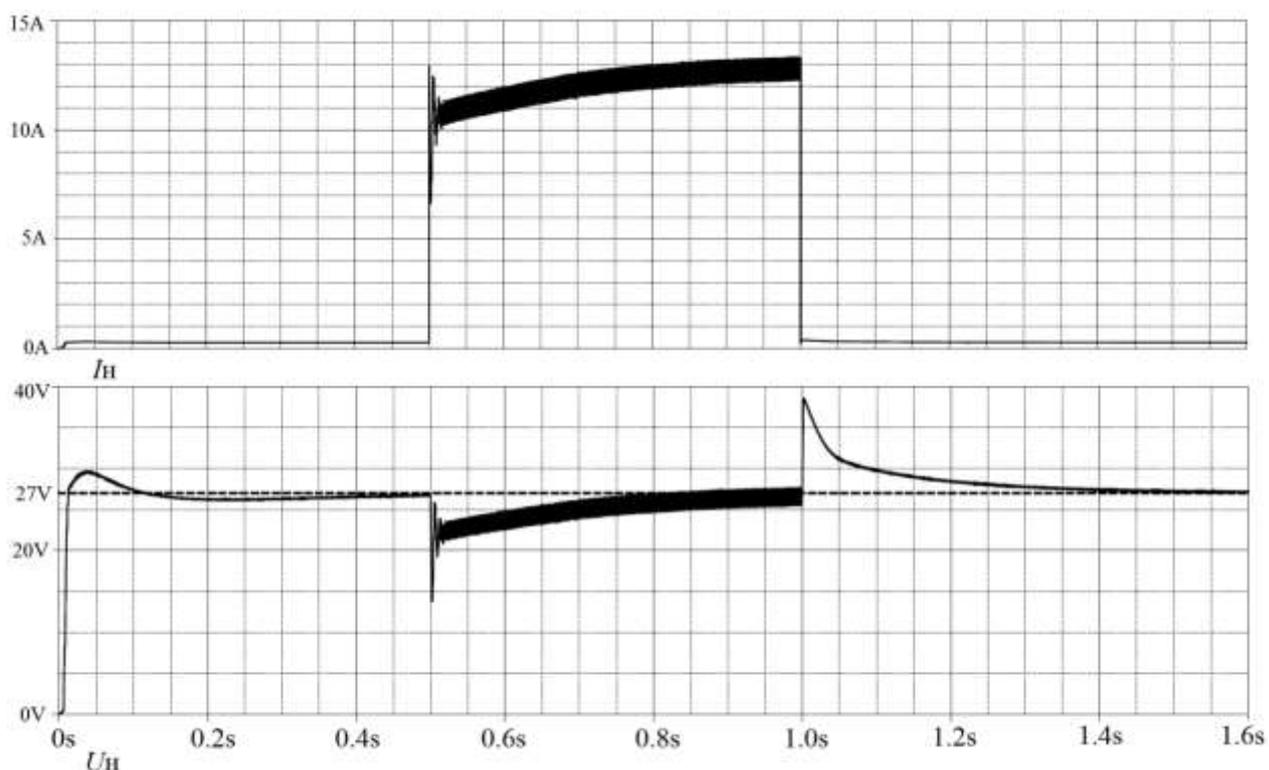


Рис. 3.24. Графики процессов в модели 1Ф-ТРВУ-ОДН при стабилизации выходного напряжения на уровне 27В, при изменении параметров нагрузки

Согласно диаграммам, представленным на рис. 3.24, при изменении тока нагрузки от значения порядка 0,4А до 12,5А, модель 1Ф-ТРВУ-ОДН стабилизирует напряжение нагрузки на уровне 27В. Анализ переходных процессов позволяет сделать вывод о том, что параметры корректирующего устройства, были рассчитаны верно, что в то же время подтверждает справедливость предложенной методики проектирования цепей коррекции для 1Ф-ТРВУ-ОДН.

На рис. 3.25 приведены графики процессов в 1Ф-ТРВУ-ОДН при изменении параметров питающего напряжения. Показаны диаграммы изменения действующего значения напряжения входного источника $RMS(E_n)$, тока нагрузки I_n и напряжения нагрузки U_n .

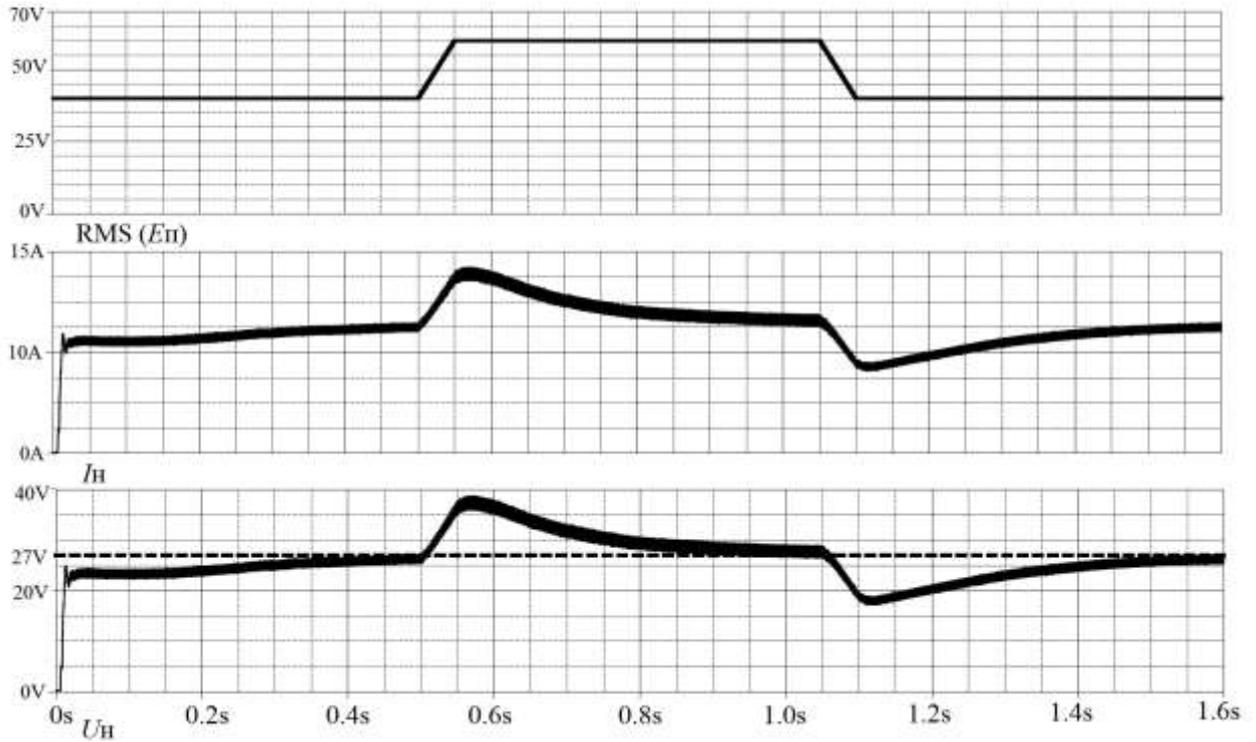


Рис. 3.25. Графики процессов в модели 1Ф-ТРВУ-ОДН при стабилизации выходного напряжения на уровне 27В, при изменении параметров питающего напряжения

Согласно диаграммам, представленным на рис. 3.25, при изменении действующего значения напряжения входного источника от 40В до 60В и обратно, модель 1Ф-ТРВУ-ОДН стабилизирует напряжение нагрузки на уровне 27В. Анализ переходных процессов позволяет сделать вывод о том, что параметры корректирующего устройства, были рассчитаны верно, что в то же время подтверждает справедливость предложенной методики проектирования цепей коррекции для 1Ф-ТРВУ-ОДН.

3.3.2. Моделирование устойчивой работы 3Ф6П-ТРВУ-ОДН

На рис. 3.26 представлена ИК-модель силовой части 3Ф6П-ТРВУ-ОДН для исследования динамических свойств при стабилизации выходного напряжения на уровне 27В, при скачкообразном изменении тока нагрузки и при изменении параметров питающего напряжения.

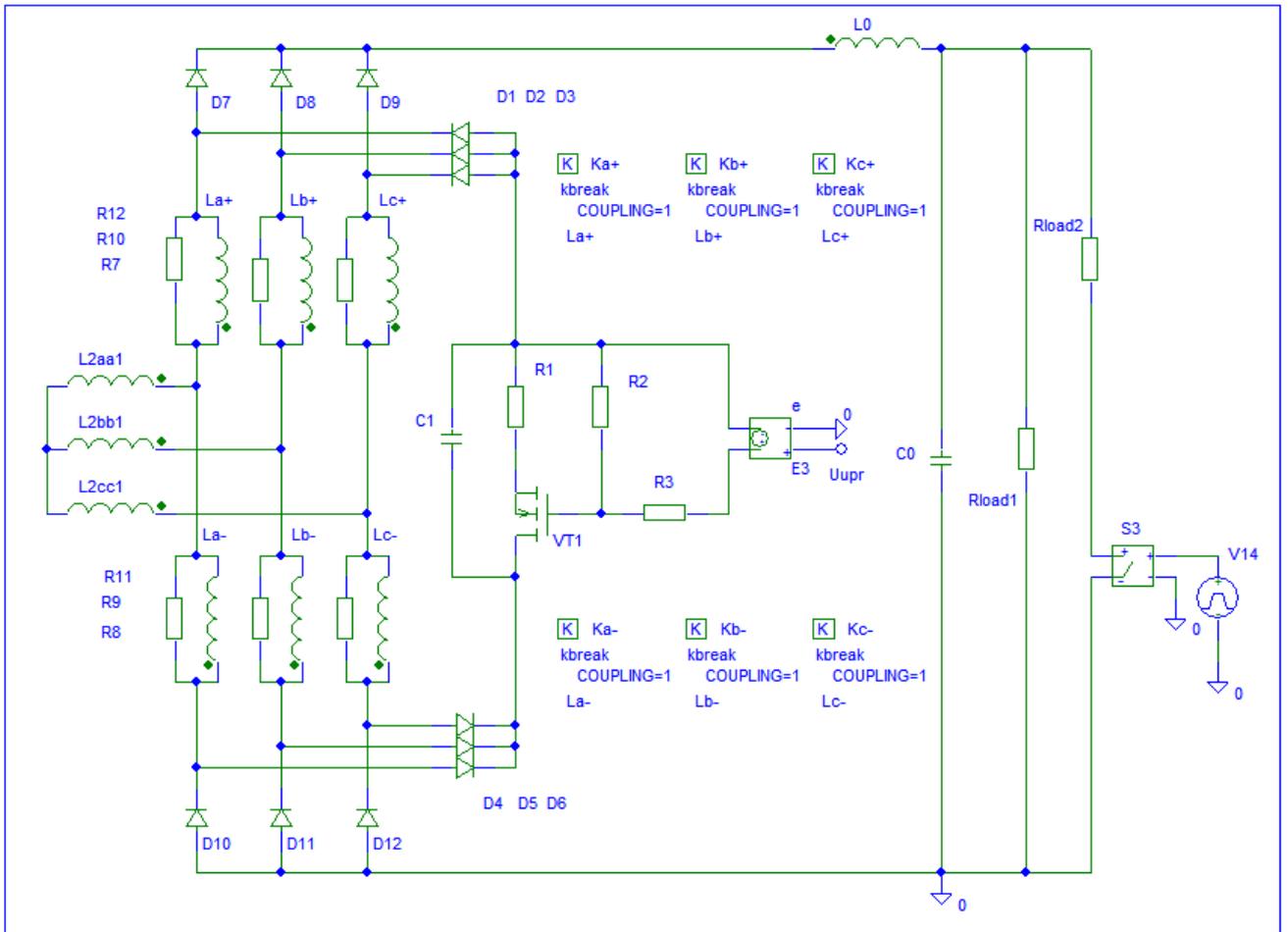


Рис. 3.26. Модель СЧ 3Ф6П-ТРВУ-ОДН для исследования динамических свойств ЗС при изменении параметров нагрузки

Модель (рис. 3.26) включает в себя следующие элементы: вторичные обмотки силового трансформатора $L2aa1$, $L2bb1$, $L2cc1$; однообмоточные дроссели насыщения: $La+$, $La-$, $Lb+$, $Lb-$, $Lc+$, $Lc-$ на сердечниках $Ka+$, $Ka-$, $Kb+$, $Kb-$, $Kc+$, $Kc-$; рабочие диоды (диоды выпрямителя) $VD7$ – $VD12$; разделительные диоды цепи управления $VD1$ – $VD6$; RLC-BCФ на дросселе $L0$ и конденсаторе $C0$, нагрузочные резисторы $Rload1$ и $Rload2$; переключатель $S3$; источник, задающий управляющие импульсы для переключения нагрузки $V14$; МДП-транзистор $VT1$, блок Ограничителя на резисторе $R1$ и конденсаторе $C1$. На клемму U_{upr} приходит сигнал от цепи ООС.

ИК-модель цепи ООС, содержащая КУ, соответствует рис. 3.23 с некоторым изменением параметров КУ.

На рис. 3.27 представлена ИК-модель источника входного напряжения 3Ф6П-ТРВУ-ОДН для исследования динамических свойств ЗС, при изменении параметров питающего напряжения и при изменении параметров нагрузки.

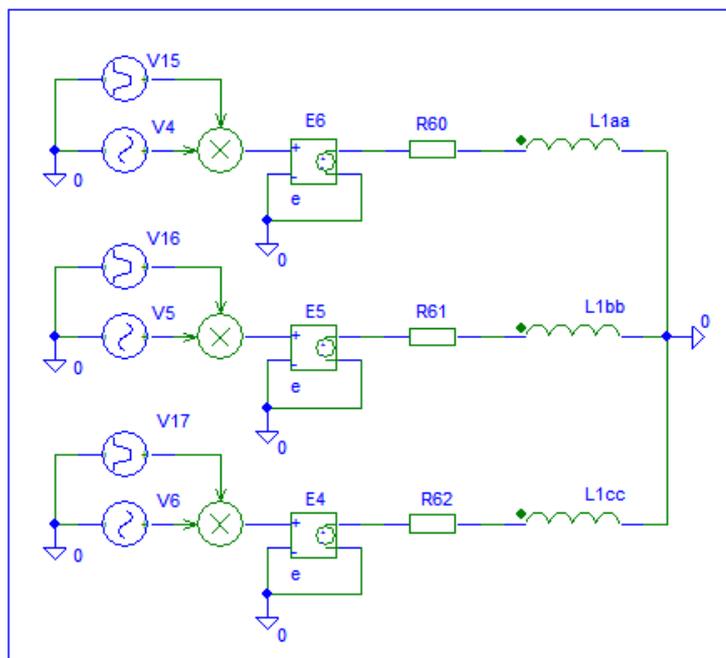


Рис. 3.27. Модель источника входного напряжения 3Ф6П-ТРВУ-ОДН для исследования динамических свойств ЗС при изменении параметров питающего напряжения, а также параметров нагрузки

Модель (рис. 3.27) включает в себя следующие элементы: источники напряжений $V4$, $V5$, $V6$, имитирующие фазными ЭДС трехфазного напряжения переменного тока, источники $V15-17$, изменяющие, при помощи схем умножения, напряжения источников $V4$, $V5$, $V6$, в 1,5 раза по временному алгоритму; управляемые источники $E4-6$, передающие изменяющееся во времени фазные напряжения на первичные обмотки силового трансформатора; силовой трансформатор, представленный первичными обмотками $L1aa$, $L1bb$, $L1cc$.

На рис. 3.28 приведены графики процессов в 3Ф6П-ТРВУ-ОДН при изменении параметров нагрузки. Показаны диаграммы изменения тока нагрузки I_n и напряжения нагрузки U_n .

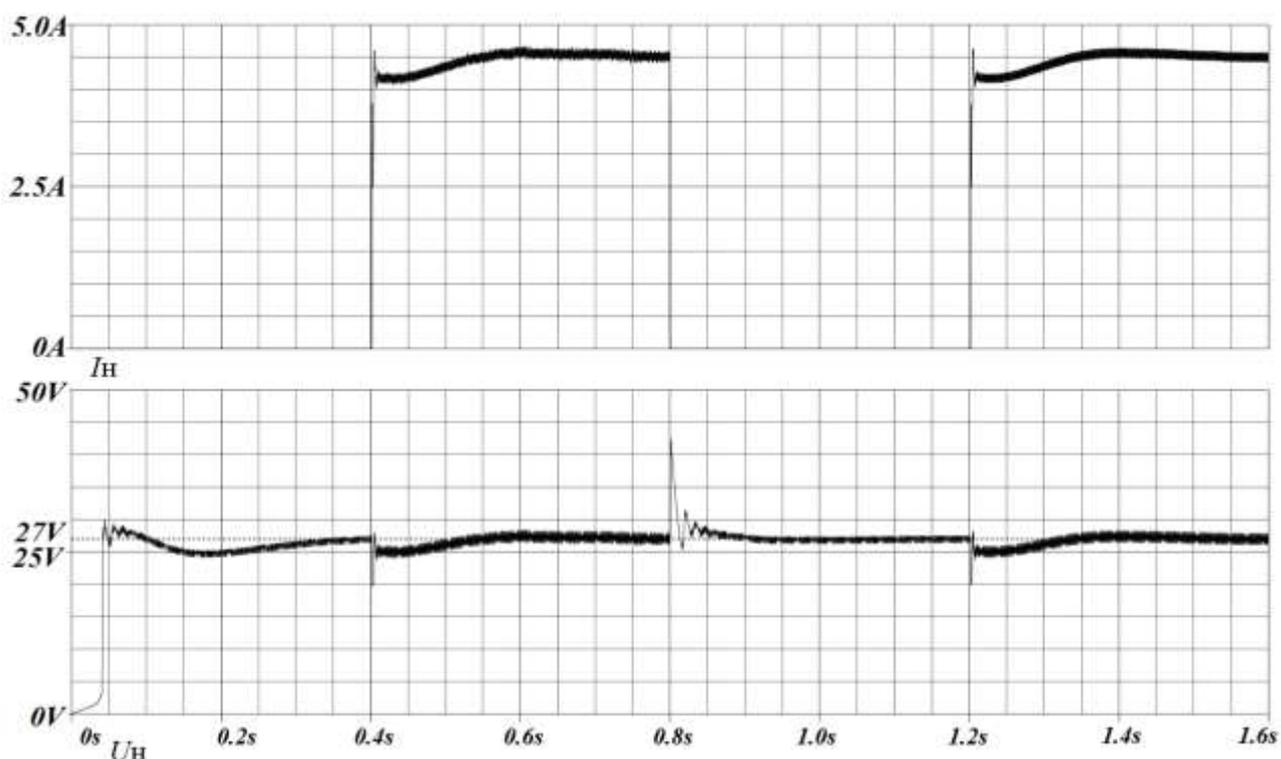


Рис. 3.28. Графики процессов в модели 3Ф6П-ТРВУ-ОДН при стабилизации выходного напряжения на уровне 27В, при изменении параметров нагрузки

Согласно диаграммам, представленным на рис. 3.28, при изменении тока нагрузки от значения порядка 0,05А до 4,5А, модель 3Ф6П-ТРВУ-ОДН стабилизирует напряжение нагрузки на уровне 27В. Качество переходных процессов отвечает требованиям ГОСТ Р 54073-2010 для выходного напряжения вторичных СЭС постоянного тока 27В. Анализ переходных процессов позволяет сделать вывод о том, что параметры корректирующего устройства, были рассчитаны верно и в то же время подтверждает справедливость предложенной методики проектирования цепей коррекции для 3Ф6П-ТРВУ-ОДН.

На рис. 3.29 приведены графики процессов в 3Ф6П-ТРВУ-ОДН при изменении параметров питающего напряжения. Показаны диаграммы изменения среднего выпрямленного значения напряжения входного источника $AVGX(ABS(Ufa),10m)$, тока нагрузки I_n , составляющего в установившемся режиме 5А, напряжения нагрузки U_n при токе нагрузки 5А, напряжения нагрузки U_{n_xx} при токе холостого хода нагрузки.

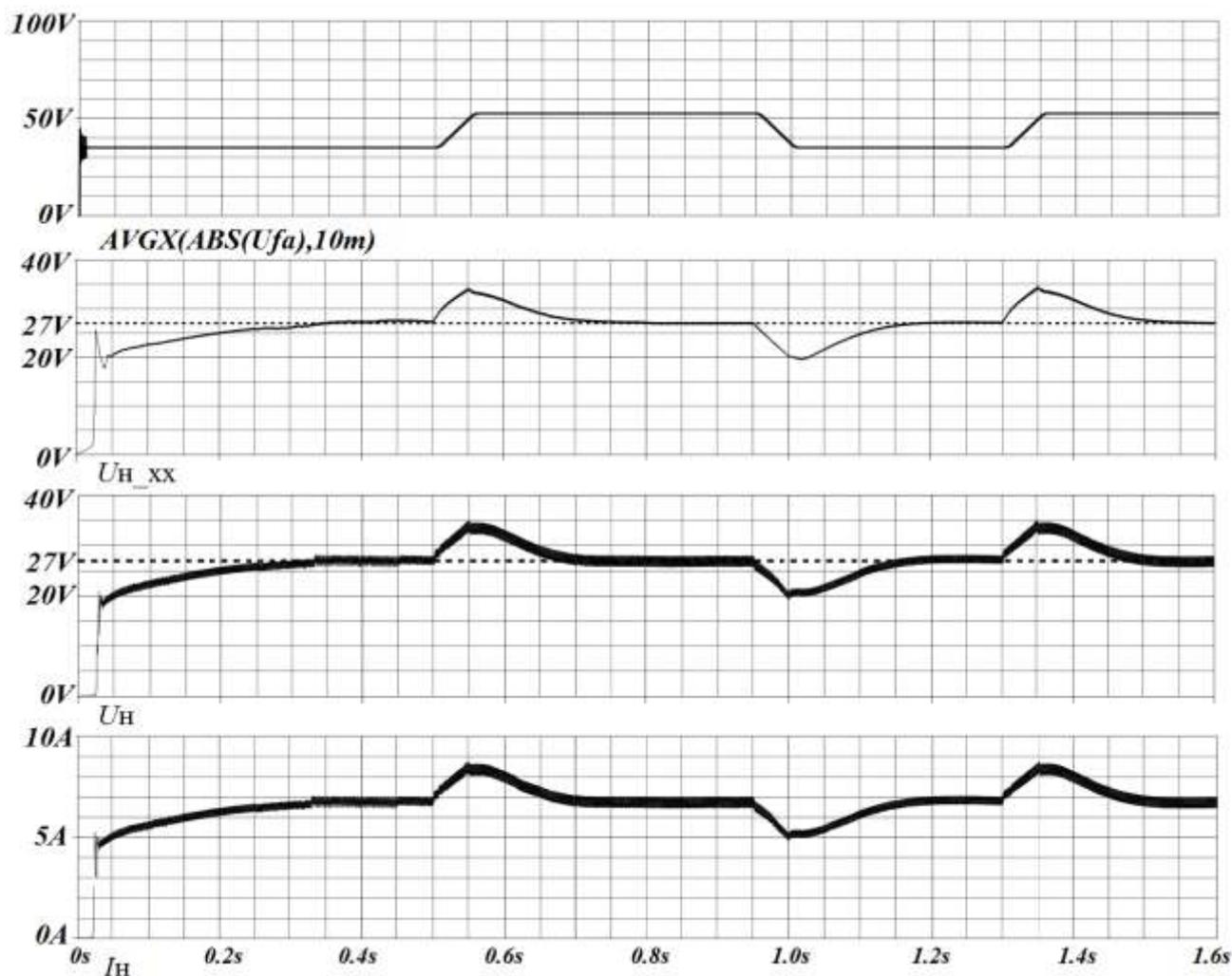


Рис. 3.29. Графики процессов в модели 3Ф6П-ТРВУ-ОДН при стабилизации выходного напряжения на уровне 27В, при изменении параметров питающего напряжения

Согласно диаграммам, представленным на рис. 3.29, при изменении действующего значения напряжения входного источника от 35В до 50В и обратно, модель 3Ф6П-ТРВУ-ОДН стабилизирует напряжение нагрузки на уровне 27В. Качество переходных процессов отвечает требованиям ГОСТ Р 54073-2010 для выходного напряжения вторичных СЭС постоянного тока 27В. Анализ переходных процессов позволяет сделать вывод о том, что параметры корректирующего устройства, были рассчитаны верно и в то же время подтверждает справедливость предложенной методики проектирования цепей коррекции для 3Ф6П-ТРВУ-ОДН.

Выводы по главе 3

1. Получена передаточная функция для РВУ на основе ОДН.
2. На основе критерия устойчивости Найквиста разработана методика проектирования корректирующего устройства, обеспечивающего устойчивую работу РВУ на ОДН как замкнутой системы автоматического управления.
3. Предложенная методика выбора КУ обеспечивает устойчивую работу РВУ во всем диапазоне изменения тока нагрузки от холостого хода до максимального.
4. Предложен вариант схемотехнической реализации корректирующего устройства на основе операционного усилителя, охваченного частотно-зависимыми местными обратными связями.
5. Представлены результаты ИКМ, подтверждающие справедливость предложенной методики
6. С помощью ИКМ проанализировано качество переходных процессов в однофазном и трехфазном РВУ на базе ОДН с корректирующими устройствами, спроектированными по предложенной методике. Показано, что переходные процессы отвечают требованиям ГОСТ Р 54073-2010 [40].

Глава 4

ИССЛЕДОВАНИЕ МНОГОПУЛЬСНЫХ РЕГУЛИРУЕМЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

4.1. Многопульсные трансформаторные РВУ на базе ОДН

4.1.1. Постановка задачи

Для СЭС ЛА одним из требований к преобразовательным устройствам, как к потребителям электроэнергии, является обеспечение допустимой несинусоидальности кривой потребляемого тока, что регламентировано ГОСТ Р 54073-2010 [40].

Однако на современных авиационных объектах это требование более ужесточается. Данное обстоятельство связано с тем, что рост суммарной мощности потребителей вызывает увеличение количества преобразователей, питаемых от сети переменного тока параллельно друг другу. Это в свою очередь приводит к усилению эффектов взаимного влияния всех потребителей канала и к внесению ими значительного суммарного вклада в искажение гармонического состава сетевого напряжения.

В то же время на борту ЛА находятся нагрузки, критичные к качеству питающей электроэнергии переменного тока. Особенно это касается бортового оборудования более электрического самолета (БЭС), обеспечивающего выполнение различных авиационных задач. Поэтому надежность БЭС и безопасность полета во многом определяются качеством электроэнергии.

Стоит заметить, что существующие 6-пульсные выпрямительные устройства становятся неприемлемы для современных СЭС ЛА обеспечение из-за того, что не обеспечивают требуемого уровня искажений синусоидальности формы тока.

Повышение качества потребляемого выпрямительными устройствами тока реализуется различными способами, например, использованием корректоров коэффициента мощности, либо повышением пульсности выпрямления.

Повышение пульсности современных ВУ, обусловлено факторами:

1. Улучшение качества потребляемой энергии и улучшение ЭМС по кондуктивным помехам с бортовой РЭА;

2. Снижение амплитуды пульсаций выходного напряжения, что позволяет снизить массу и объем ВСФ, а в некоторых случаях отказаться от применения ненадежных и пожароопасных алюминиевых электролитических конденсаторов.

Анализ иностранных публикаций позволяет сделать вывод, что для ВУ с мощностью потребления от 5кВА целесообразным является применение 12-, 18-пульсных схем выпрямления [68-70].

Поэтому большинство современных трансформаторных выпрямительных устройств (ТВУ) и РВУ содержат, как минимум, 12-пульсные выпрямительные звенья.

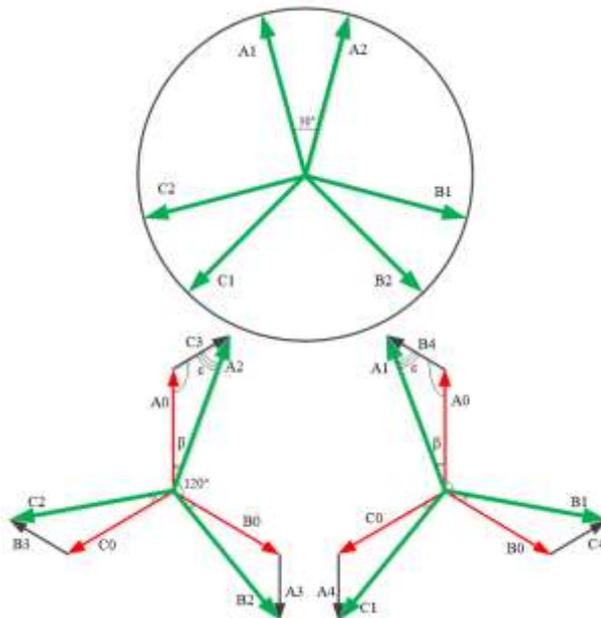


Рис. 4.1. Векторные диаграммы, поясняющие принцип формирования 6-фазной системы напряжений силового трансформатора с формированием систем вторичных обмоток по типу «зигзаг»

Реализовать многопульсное выпрямление можно разными способами, но одним из простейших способов является построение 6-фазного СТ с фазовым сдвигом между системами обмоток. При этом две системы вторичных обмоток СТ должны быть сформированы зигзагообразно, с углом между собой в 30 электрических градусов.

На рис. 4.1. приведены векторные диаграммы, поясняющие принцип формирования 6-фазной системы напряжений, показано, что две системы трехфазных напряжений $A_1-B_1-C_1$ и $A_2-B_2-C_2$ формируются вторичными обмотками СТ, чередуясь определенным образом.

Индуктивности обмоток $A_1, B_1, C_1, A_2, B_2, C_2$

Последующая задача заключается в доработке структуры 3Ф6П-ТРВУ-ОДН для формирования 12-пульсного выпрямления и ее дальнейшего исследования посредством ИКМ.

4.1.2. Моделирование устойчивой работы 3Ф12П-ТРВУ-ОДН

На рис. 4.2 представлена ИК-модель силовой части трехфазного 12-пульсного трансформаторного РВУ на базе ОДН (3Ф12П-ТРВУ-ОДН) для исследования динамических свойств при стабилизации выходного напряжения на уровне 27В, при скачкообразном изменении тока нагрузки.

Модель (рис. 4.2) включает в себя две системы вторичных обмоток СТ ($L_{2aa1}-L_{2cc2}$, $L_{2bb1}-L_{2aa2}$, $L_{2cc1}-L_{2bb2}$ и $L_{2bb3}-L_{2aa4}$, $L_{2cc3}-L_{2bb4}$, $L_{2aa3}-L_{2cc4}$), соединенных зигзагообразно, для получения двух систем трехфазных напряжений, сдвинутых друг относительно друга на 30 электрических градусов, для последующего обеспечения 12-пульсного выпрямления. Также данная модель содержит два трехфазных диодных мостовых выпрямителя на диодах $VD_7 - VD_{12}$ и $VD_{13} - VD_{18}$; двенадцать ОДН: $L_{1a+...L_{2c}}$ –на сердечниках $K_{1a+...K_{2c}}$; разделительные диоды цепи управления $D_1 - D_6$, $D_{42}-D_{47}$; RLC-ВСФ на дросселе L_0 и конденсаторе C_0 , нагрузочные резисторы R_{load1} и R_{load2} ; переключатель S_2 ; источник, задающий управляющие импульсы для переключения нагрузки V_{20} ; На клемму Q приходит сигнал от цепи УЭ.

На рис. 4.3 представлена ИК-модель источника входного напряжения 3Ф12П-ТРВУ-ОДН для исследования динамических свойств. Модели источника входного напряжения, УЭ и ООС применялись те же, что и для исследования модели 3Ф6П-ТРВУ-ОДН.

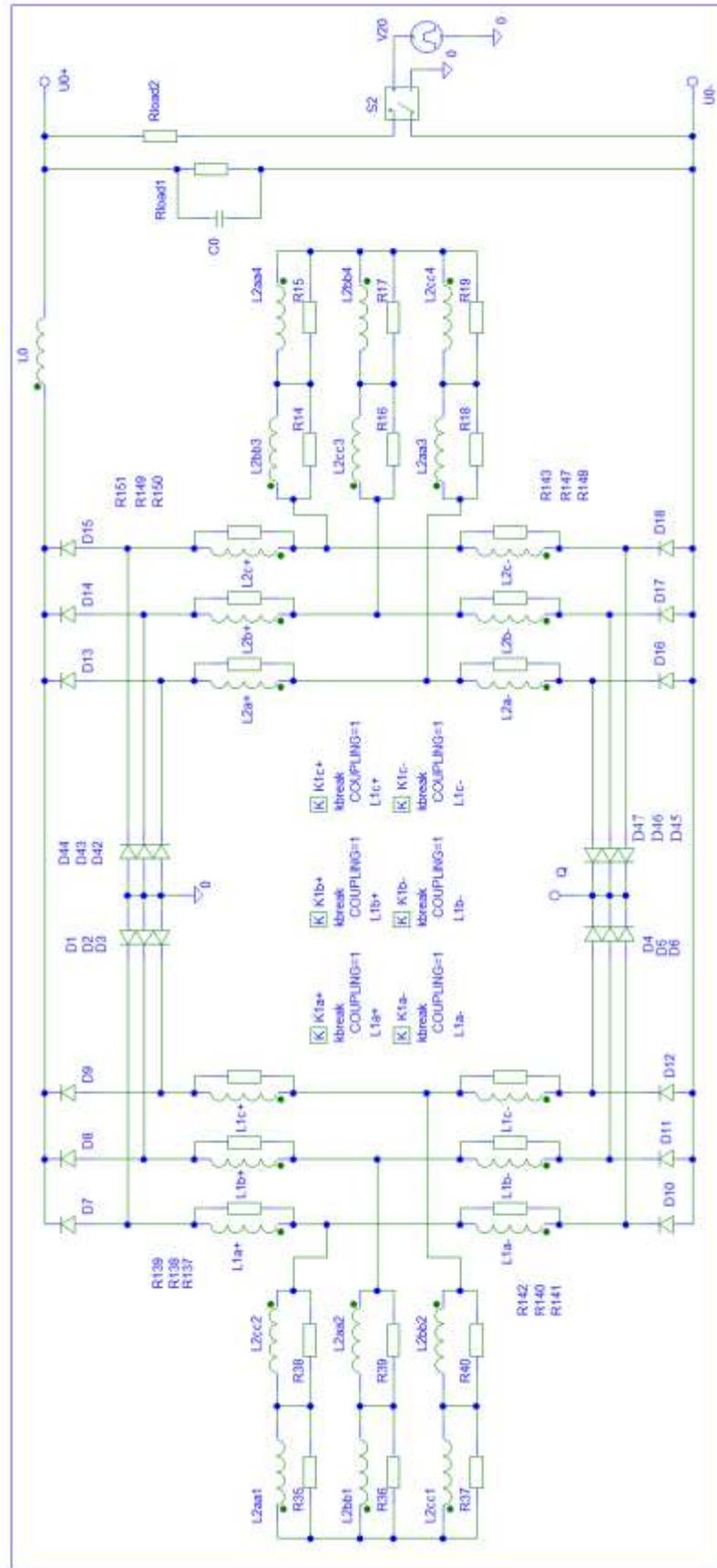


Рис. 4.2. Модель СЧ 3Ф12П-ТРВУ-ОДН для исследования динамических свойств

На рис. 4.3 приведены графики процессов в 3Ф12П-ТРВУ-ОДН при изменении параметров нагрузки. Показаны диаграммы изменения тока нагрузки I_n и напряжения нагрузки U_n . Видно, что качество переходных процессов отвечает требованиям ГОСТ Р 54073-2010 [40].

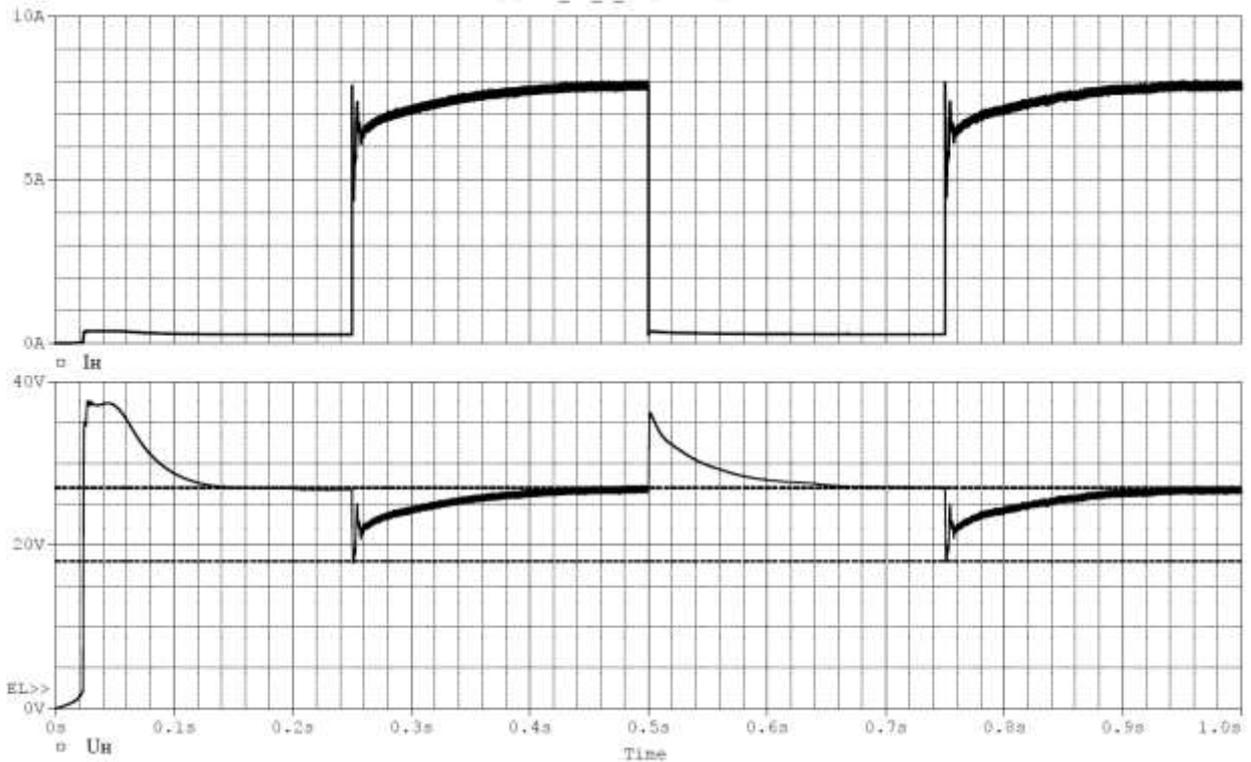


Рис. 4.3. Графики процессов в модели 3Ф12П-ТРВУ-ОДН при стабилизации выходного напряжения на уровне 27В, при изменении параметров нагрузки

Согласно диаграммам, представленным на рис. 4.3, при изменении тока нагрузки от значения порядка 0,4А до 8А, модель 3Ф12П-ТРВУ-ОДН стабилизирует напряжение нагрузки на уровне 27В. Качество переходных процессов отвечает требованиям ГОСТ Р 54073-2010 для выходного напряжения вторичных СЭС постоянного тока 27В. Анализ переходных процессов позволяет сделать вывод о том, что параметры корректирующего устройства, были рассчитаны верно и в то же время подтверждает справедливость разработанной методики проектирования цепей коррекции для 3Ф12П-ТРВУ-ОДН.

4.1.3. Структурная схема 18-пульсного ТРВУ на базе ОДН

На рис. 4.4 приведены диаграммы формы потребляемого тока и пульсаций выходного напряжения для 6-, 12- и 18-пульсных ВУ. Показано, что КНИ, составляющий 28-32% для 6-го ВУ, значительно снижается до 9-14% и 6-9% при применении 12- и 18-пульсных схем выпрямления соответственно. Пульсации выходного напряжения также существенно снижаются при повышении пульсности ВУ. Однако для разных применений выбор между 12- и 18-пульсными структурами не является однозначным и должен проходить при взвешенной оценке и сопоставлении всех требуемых параметров, в том числе масса, объем, себестоимость, а также сроки разработки.

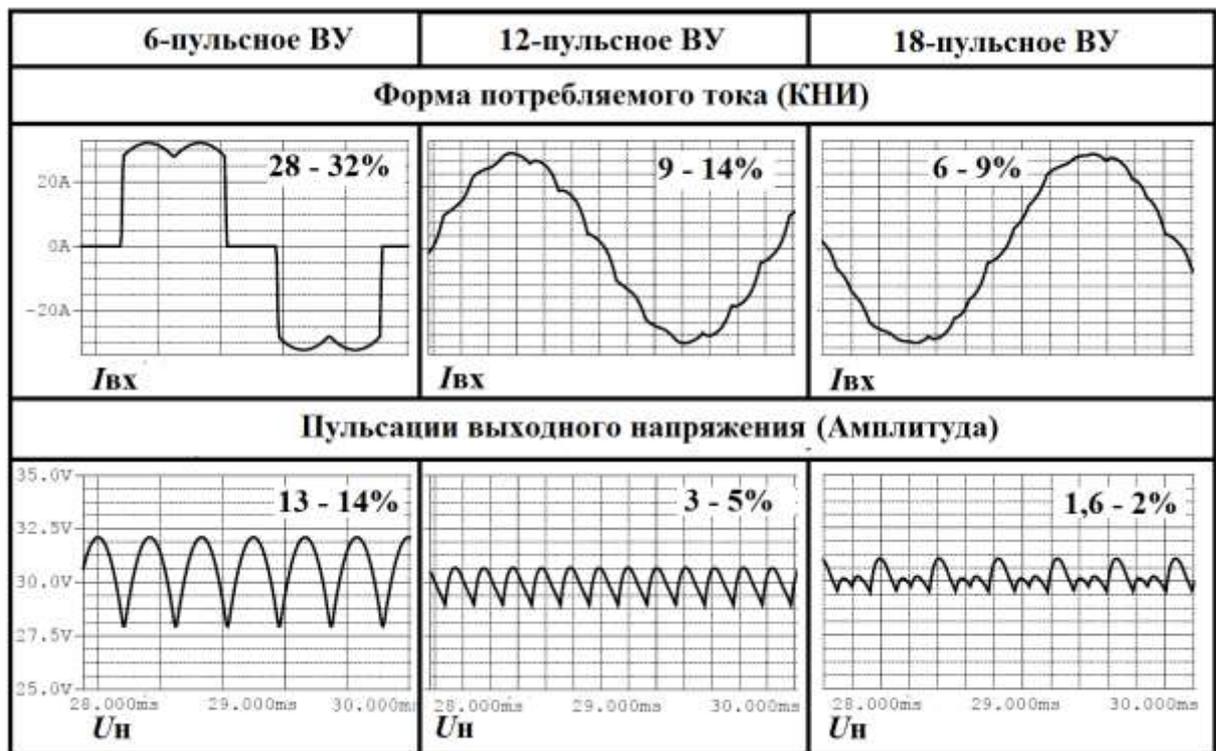


Рис. 4.4. Диаграммы формы потребляемого тока и пульсаций выходного напряжения для 6-, 12- и 18-пульсных ВУ

На рис. 4.5. приведены векторные диаграммы, поясняющие принцип формирования 9-фазной системы напряжений, показано, что три системы трехфазных напряжений А1-В1-С1, А2-В2-С2 и А3-В3-С3 формируются вторичными обмотками СТ, чередующимися определенным образом.

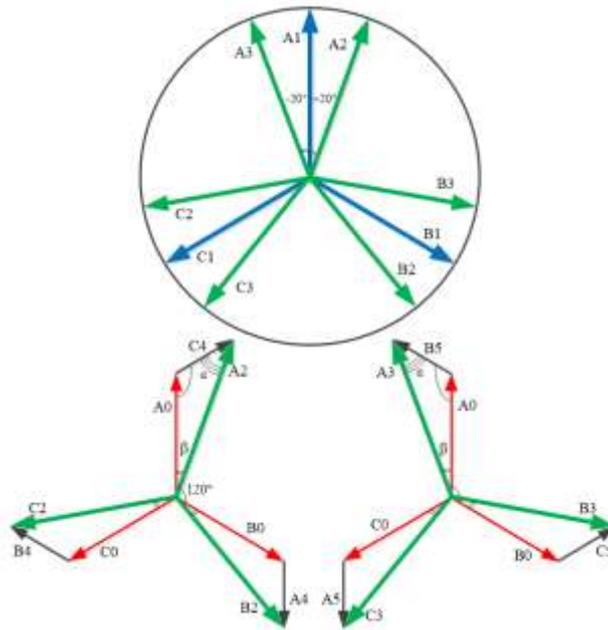


Рис. 4.5. Векторные диаграммы, поясняющие принцип формирования 9-фазной несимметричной системы напряжений силового трансформатора
Индуктивности обмоток трансформатора, соответствующие векторам A2, B2, C2, A3, B3, C3 могут быть найдены согласно:

$$\frac{A2}{\sin(120^\circ)} = \frac{A0}{\sin(\epsilon)} = \frac{C4}{\sin(\beta)}, \quad (4-1)$$

Где A0 – вектор, соответствующий фазе A первичной обмотки трансформатора;

β – угол сдвига фаз для n-пульсной системы выпрямления.

На рис. 4.6 представлена структурная схема 18-пульсного ТРВУ на базе ОДН (3Ф18П-ТРВУ-ОДН).

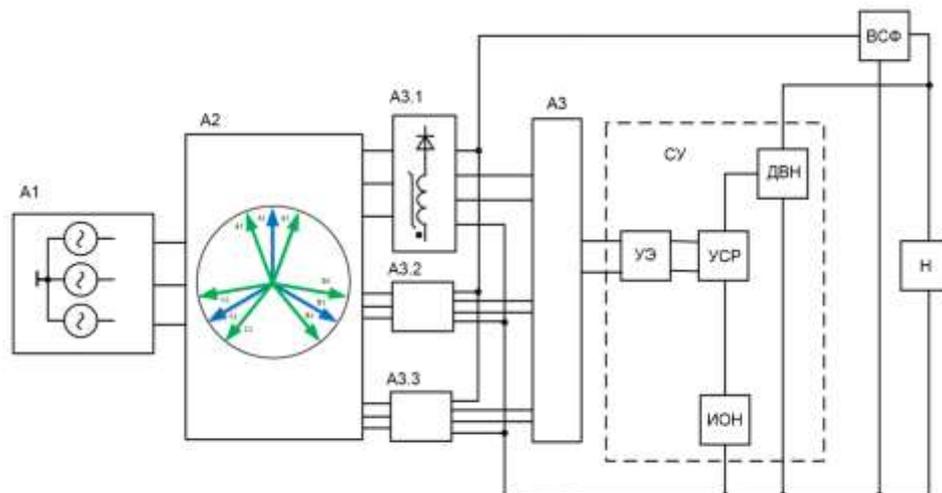


Рис. 4.6. Структурная схема 3Ф18П-ТРВУ-ОДН

Предлагаемая структура 18-пульсного РВУ (см. рис. 4.6) содержит: источник напряжения переменного тока А1; 9-фазный трансформатор, который может быть реализован, например, по простейшей схеме (см. рис.4.5); три трехфазных моста А3.1 – А3.3, каждый на 6-ти диодах с 6-ю однообмоточными ДН; блок маломощных разделительных диодов А3, выходной сглаживающий фильтр (ВСФ), нагрузку (Н), систему управления (СУ) с датчиком выходного напряжения (ДВН), усилителем сигнала рассогласования (УСР), источником опорного напряжения (ИОН), управляющим элементом (УЭ).

Выводы по п.4.1

1. Предложена структурная схема многопульсного трансформаторного РВУ на базе ОДН.
2. Работоспособность предложенной структурно-функциональной схемы 12-пульсного трансформаторного РВУ на ОДН подтверждена результатами ИКМ.
3. Динамические характеристики 3Ф12П-ТРВУ-ОДН с RLC-выходными сглаживающими фильтрами исследованы и проанализированы, качество переходных процессов отвечает требованиям ГОСТ Р 54073-2010 [40].

4.2. Многопульсные безтрансформаторные РВУ на базе ОДН для перспективных СЭС ЛА

4.2.1. Постановка задачи

Снижение пульсаций выходного напряжения выпрямительных устройств (ВУ) можно обеспечить многопульсными и многофазными схемами выпрямления. Одним из средств, позволяющих реализовать многофазное выпрямление напряжения переменного тока, является применение специализированных генераторов, имеющих 6, 9 и более выходных фаз (кратных 3-м). Применение подобных генераторов вызывает изменение облика структуры СЭС, а повышение частоты генерируемого такими генераторами напряжения позволяет снизить массогабаритные показатели силовых трансформаторов гальванической развязки и/или моточных элементов, предназначенных для регулирования выходного выпрямленного напряжения.

На сегодняшний день применяемые в структурах СЭС ЛА типа «переменная скорость постоянная частота (ПСПЧ)» и «СЭС переменного тока постоянной частоты с интегральной привод-генераторной установкой (ИПГ)», на регулируемые и нерегулируемые ВУ имеют удельную массу в среднем 1,5 – 2 кг/кВт. Зарубежные РВУ и ТВУ, представленные на примере продукции фирм ELDEC, Avionic Instruments, Thales имеют, в зависимости от установленной выходной мощности, удельные массы в пределах 1 – 1,5 кг/кВт [68]. В то же время их аналоги, представленные на примере продукции российских фирм, в зависимости от установленной выходной мощности, удельные массы в пределах 2 – 3 кг/кВт. При этом регулируемые и нерегулируемые ВУ имеют сопоставимые массы, т.к. значительную долю в нерегулируемых занимает силовой трансформатор, а в регулируемых - радиатор для отвода тепла от тиристоров или от транзисторов высокочастотного преобразовательного звена.

Одним из способов снижения массогабаритных характеристик МРВУ являются исключение из структуры силового трансформатора и повышение частоты питающего напряжения. Оба фактора реализуемы, если питать РВУ от генератора, предназначенного только для построения СЭС постоянного тока. Мощность генератора в такой системе определяется нуждами потребителей постоянного тока. Также в таком случае возможно понижение выходного фазного напряжения генератора и повышение частоты напряжения, а также повышение количества троек фаз выходного напряжения (применение многофазного генератора).

4.2.2. Структурная схема многопульсного безтрансформаторного РВУ на базе ОДН

На рис. 4.7 представлена структурная схема многопульсного безтрансформаторного РВУ на базе ОДН для перспективных СЭС ЛА. Предлагаемая структура РВУ содержит: источник напряжения переменного тока А1, трехфазный мост А2 на 6-ти диодах с 6-ю однообмоточными ДН, блок маломощных разделительных диодов А3, выходной сглаживающий фильтр (ВСФ), нагрузку (Н), систему управления (СУ) с датчиком выходного напряжения (ДВН),

усилителем сигнала рассогласования (УСР), источником опорного напряжения (ИОН), управляющим элементом (УЭ). Количество троек фаз первичного источника А1 и, соответственно, количество выпрямительных мостов с ДН определяется на этапе проектирования и зависит от технических требований.

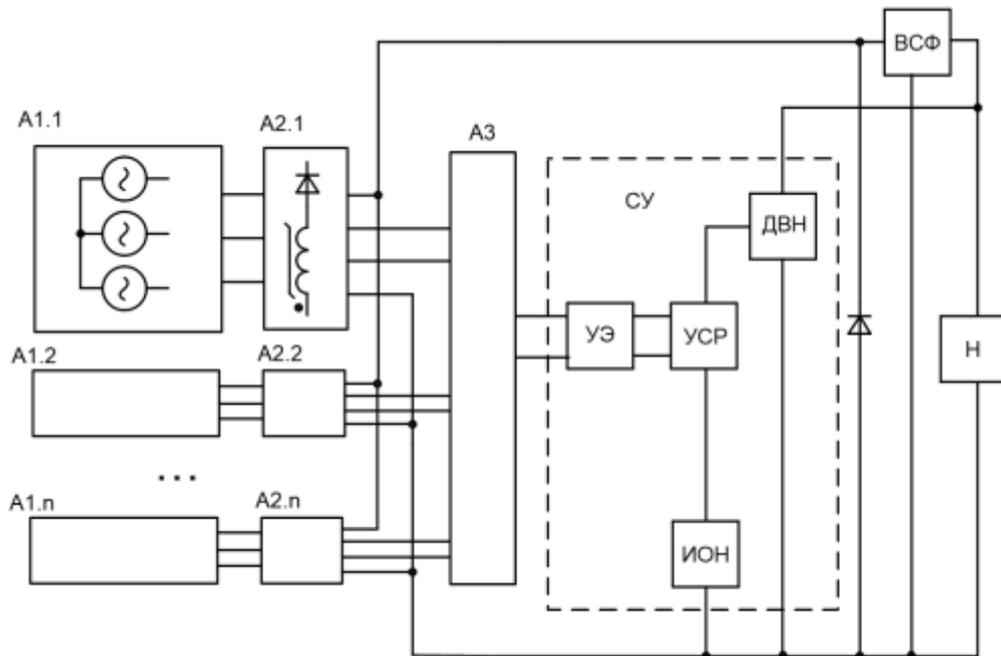


Рис. 4.7. Структурная схема многопульсного безтрансформаторного РВУ на базе ОДН для перспективных СЭС ЛА

4.2.3. Моделирование устойчивой работы 6Ф12П-РВУ-ОДН

На рис. 4.8 представлена ИК-модель силовой части шестифазного 12-пульсного безтрансформаторного РВУ на базе ОДН (6Ф12П-РВУ-ОДН) для исследования динамических свойств при стабилизации выходного напряжения на уровне 27В, при скачкообразном изменении тока нагрузки.

Модель (рис. 4.8) включает в себя шесть фаз генератора с ЭДС: V1-V6; двенадцать ОДН: L1a+...L2c—на сердечниках K1a+...K2c-; разделительные диоды цепи управления D1 – D6, D42-D47; RLC-ВСФ на дросселе L0 и конденсаторе C0, нагрузочные резисторы Rload1 и Rload2; переключатель S2; источник, задающий управляющие импульсы для переключения нагрузки V20; На клемму Q приходит сигнал от цепи УЭ. Модели источника УЭ и ООС применялись те же, что и для исследования модели 3Ф6П-ТРВУ-ОДН (см. рисунки 3.22 и 3.23).

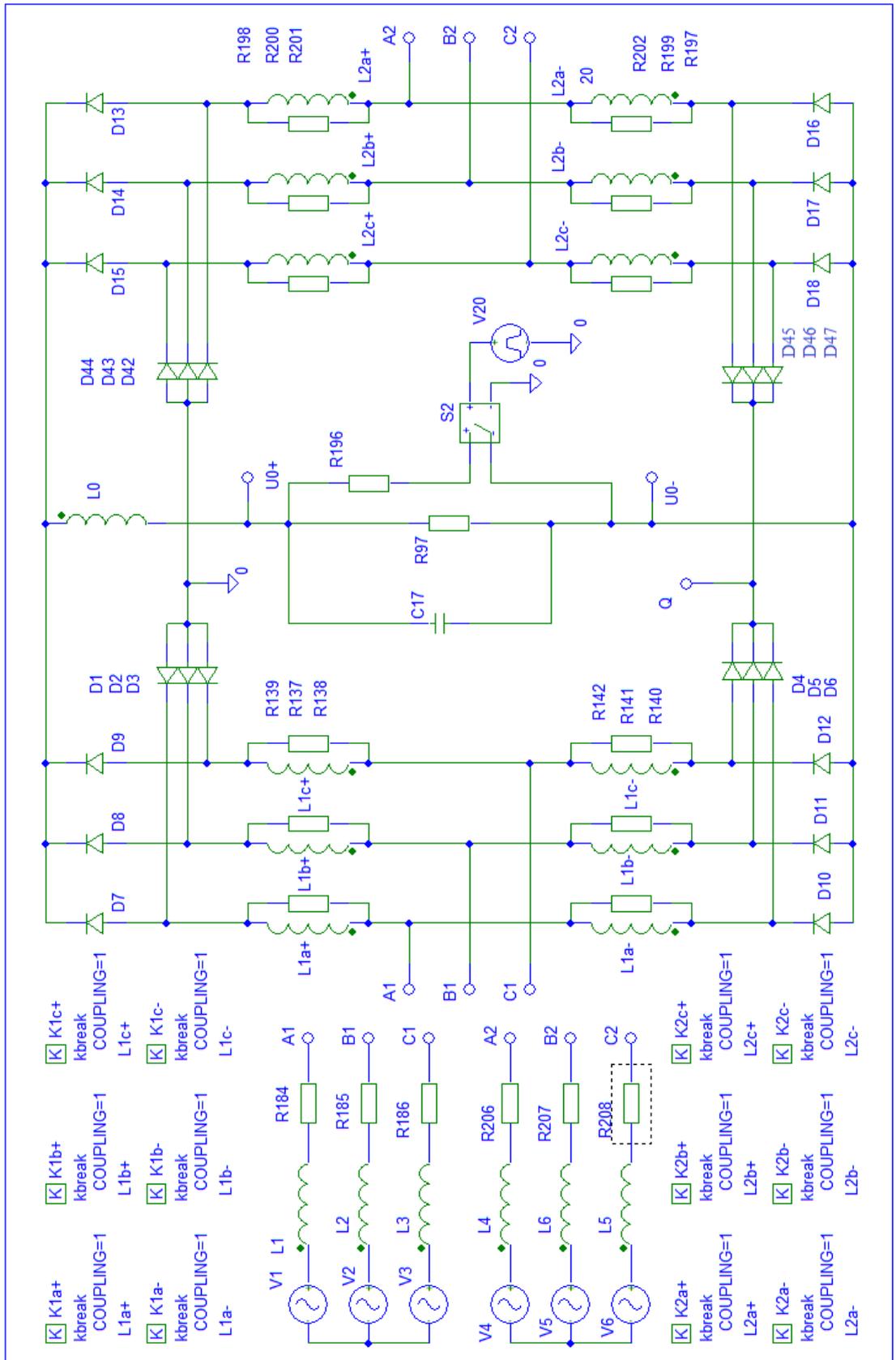


Рис. 4.8. Модель СЧ 3Ф12П-ТРВУ-ОДН для исследования динамических свойств

На рис. 4.9 приведены графики процессов в 6Ф12П-РВУ-ОДН при изменении параметров нагрузки. Показаны диаграммы изменения тока нагрузки I_H и напряжения нагрузки U_H . Видно, что качество переходных процессов отвечает требованиям ГОСТ Р 54073-2010 [40].

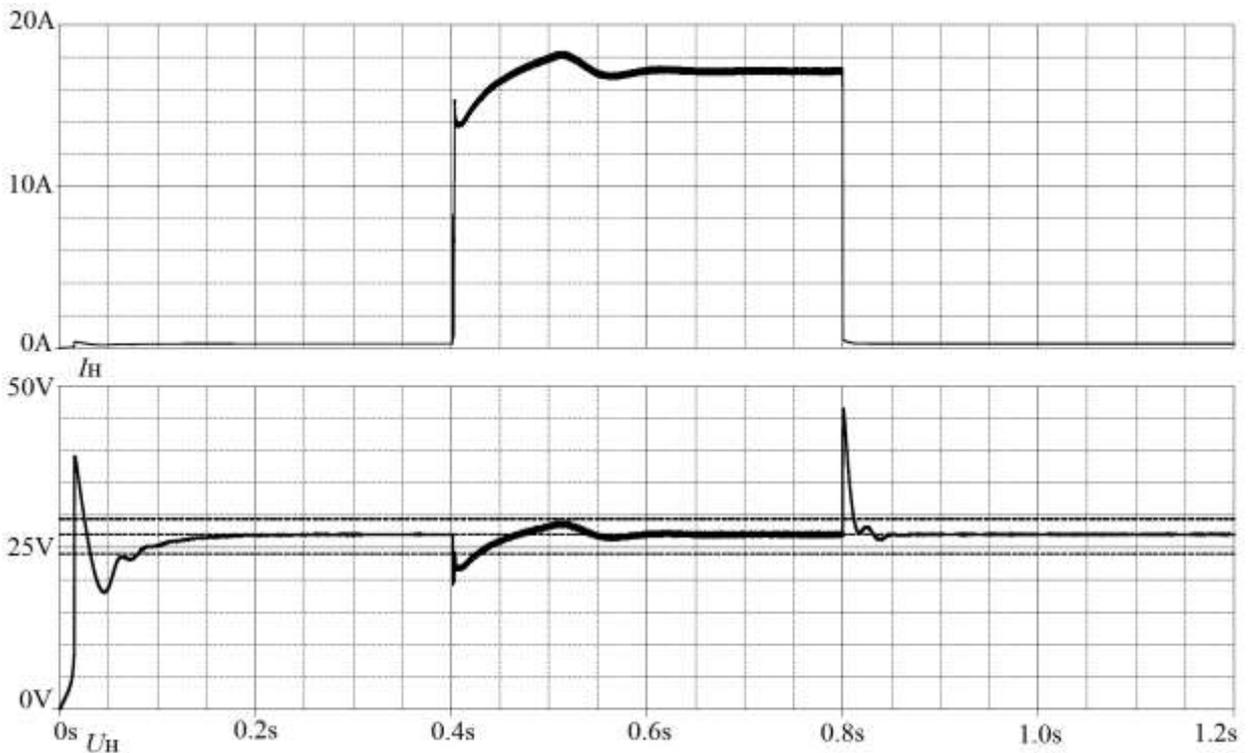


Рис. 4.9. Графики процессов в модели 6Ф12П-РВУ-ОДН при стабилизации выходного напряжения на уровне 27В, при изменении параметров нагрузки

Согласно диаграммам, представленным на рис. 4.9, при изменении тока нагрузки от значения порядка 0,4А до 17А, модель 6Ф12П-РВУ-ОДН стабилизирует напряжение нагрузки на уровне 27В. Качество переходных процессов отвечает требованиям ГОСТ Р 54073-2010 для выходного напряжения вторичных СЭС постоянного тока 27В. Анализ переходных процессов позволяет сделать вывод о том, что параметры корректирующего устройства, были рассчитаны верно и в то же время подтверждает справедливость разработанной методики проектирования цепей коррекции для 6Ф12П-РВУ-ОДН.

Выводы по п.4.2

1. Перспективные СЭС ЛА, в частности для беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) и вертолетов, позволяют исключить из состава ВУ силовой трансформатор, что существенно сказывается на снижении массы такого ВУ.

Применение многопульсных структур выпрямления напряжения при питании от специализированного многофазного генератора переменного тока, позволяет исключить из состава ВУ громоздкий выходной фильтр на электролитических конденсаторах, что положительно скажется как на уменьшении массы устройства, так и на повышении его надежности.

2. Предложенная простая и надежная структура 12-пульсного РВУ на базе ОДН обладает высокой надежностью, электромагнитной совместимостью, высоким КПД. По результатам проведенных расчетов, целесообразно питать предложенную структуру РВУ от специализированного 6-фазного генератора повышенной частоты, возрастающей до 2,5кГц, при этом РВУ имеет удельную массу, значение которой ниже, чем у известных существующих зарубежных и отечественных аналогов.

3. Работоспособность предложенной структурная схемы многофазного безтрансформаторного РВУ на ОДН подтверждена результатами ИКМ.

4. Динамические характеристики 6Ф12П-РВУ-ОДН с RLC-выходными сглаживающими фильтрами исследованы и проанализированы, качество переходных процессов отвечает требованиям ГОСТ Р 54073-2010 [40].

4.3. Сравнительный анализ предложенных структур РВУ

По разработанной методике, изложенной в главе 2, были рассчитаны параметры ОДН для РВУ, формирующих напряжение 27В и имеющих номинальную выходную мощность 3, 6, 9, 12кВт. Расчет был проведен для различных частот питающего напряжения с действующим фазным значением 35В, формируемого генератором, а именно: 400Гц, 1,5кГц, 2,5кГц. В качестве материалов сердечников ОДН применялись ГМ440А (для частоты 400Гц) и ГМ412А (для частот 1кГц – 2,5кГц) производства ООО НПП ГАММАМЕТ [15-17]. Расчеты были проведены для 6-фазных структур генераторов переменного тока. Результаты расчетов сведены в таблицу № П1-1 (приложение П1) и в таблицу № П2-1 (приложение П2).

Согласно результатам расчетов, сведенным в таблицы №П1-1а,б можно сделать вывод о целесообразным увеличением частоты генератора до 2кГц. При этом

дальнейшее повышение частоты не приводит к значительному уменьшению массы, но усиливает влияние паразитных эффектов в проводах линии электропитания. Повышение фаз генератора до 4-х троек не приводит ни к снижению потерь и увеличению КПД, ни к существенному снижению суммарной массы всех ОДН.

4.4. Сравнительный анализ массогабаритных характеристик МРВУ на ОДН с другими классами РВУ

В рамках диссертационной работы был проведен сравнительный анализ массогабаритных характеристик РВУ на ОДН с другими классами РВУ.

На рис. 4.10 приведены графики, показывающие зависимости массы от установленной мощности выпрямительного устройства для ТВУ, тиристорного РВУ с низкочастотным трансформатором, транзисторного РВУ с высокочастотным преобразовательным звеном, 12-пульсного МРВУ на базе ОДН с низкочастотным трансформатором (3Ф12П-ТРВУ-ОДН), 12-пульсного безтрансформаторного МРВУ на базе ОДН(6Ф12П-РВУ-ОДН, работающий на 1,5кГц). По графикам видно, что трансформаторное 12-пульсное РВУ превышает по массе все существующие аналоги. Однако данная структура характеризуется простотой реализации силовой части и схемы управления, а также обладает высоким коэффициентом полезного действия (КПД). В то же время безтрансформаторные МРВУ, работающие от источника напряжения повышенной частоты (специализированных генераторов) выгодно отличаются от полупроводниковых аналогов по массе.

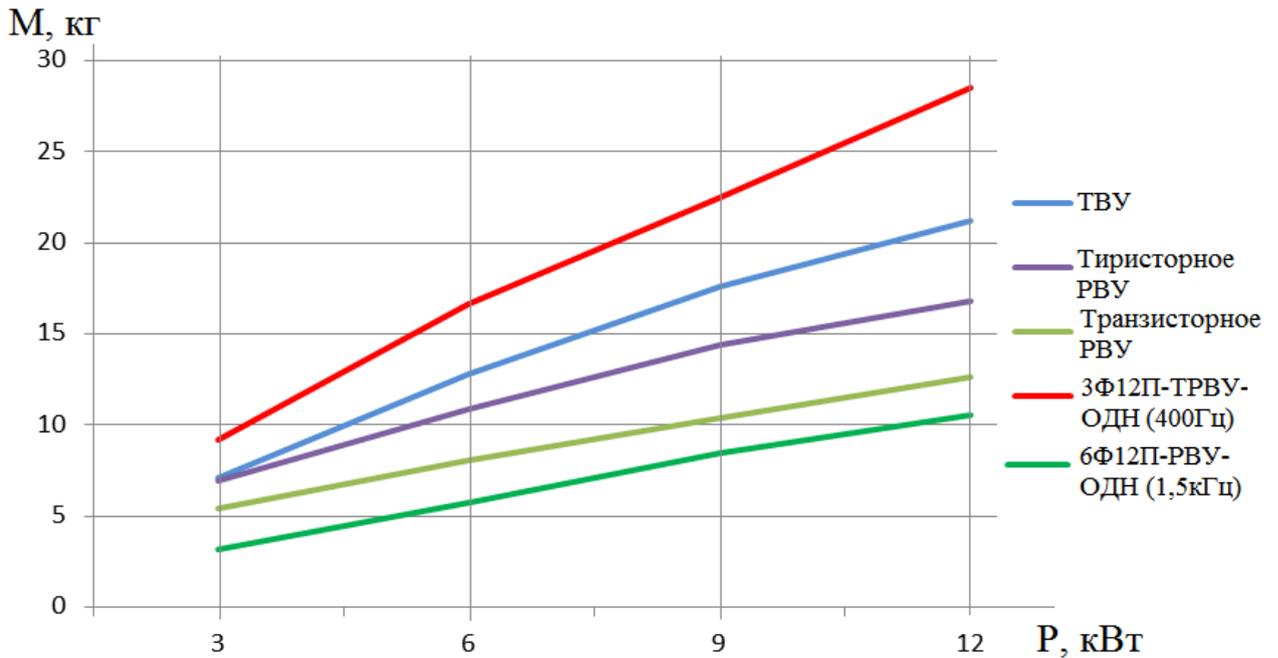


Рис. 4.10. Графики зависимости массы от установленной мощности выпрямительных устройств.

На рис.4.11 приведены графики зависимости суммарных КПД всех ОДН в устройстве от установленной мощности для 12-пульсных МРВУ, работающих на частотах 400Гц, 1500Гц, 2500Гц. Видно, что ОДН имеет очень высокий КПД.

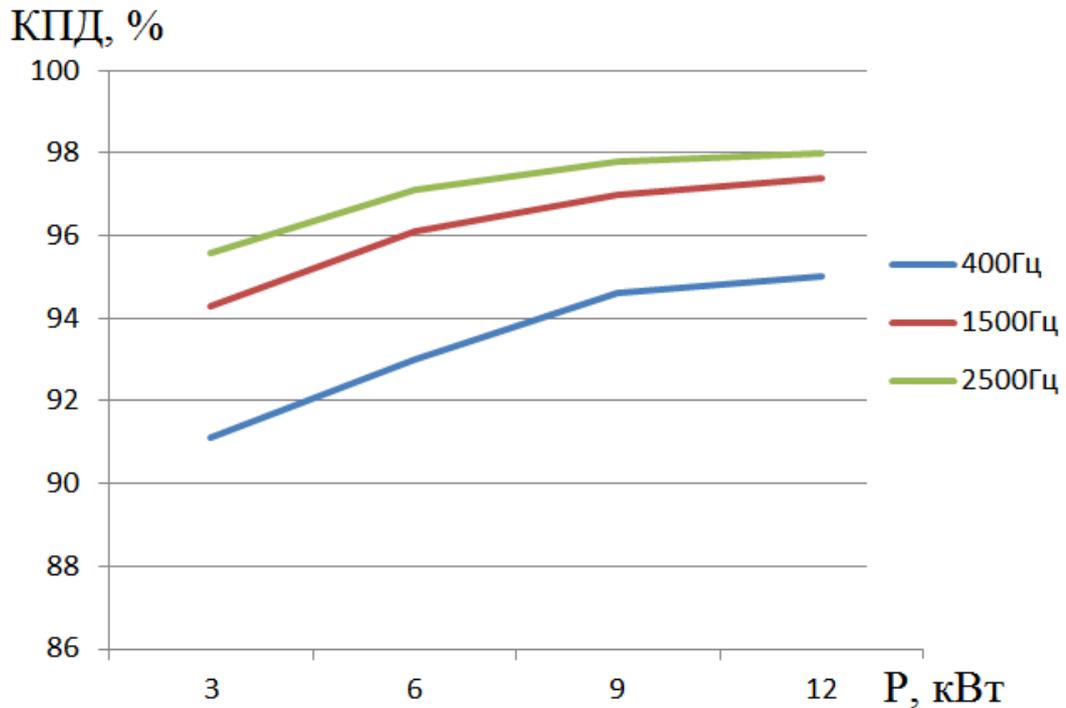


Рис.4.11. Графики, отражающие зависимость суммарного КПД ОДН для 12-пульсных МРВУ от установленной мощности

Выводы по главе 4

1. Предложены: способ и вариант аппаратной реализации управления многопульсными РВУ на базе ОДН.
2. Предложены структурные и схемотехнические решения для многопульсных РВУ на ОДН с использованием трансформатора.
3. Предложены структурные и схемотехнические решения для многопульсных безтрансформаторных РВУ на ОДН.
4. С помощью ИКМ показана работоспособность трансформаторных и безтрансформаторных РВУ в переходных, установившихся и аварийных режимах работы.
5. Проведен расчет массогабаритных характеристик многопульсных РВУ на ОДН.
6. Проведен сравнительный анализ массогабаритных характеристик РВУ на ОДН с другими классами РВУ.
7. Исследованы формы потребляемого тока и показано, что многопульсные РВУ на ОДН могут выполнять функцию пассивного корректора коэффициента мощности.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате выполнения диссертационной работы получены следующие научные и практические результаты:

1. Проведен анализ характеристик, свойств и параметров современных магнитомягких материалов на основе аморфных и нанокристаллических сплавов. Сделан вывод о целесообразности применения их в качестве магнитопроводов однообмоточных дросселей насыщения, входящих в состав РВУ;

2. Разработаны варианты структурных и схмотехнических решений силовых каскадов однофазных, трёхфазных и многопульсных РВУ на базе ОДН с использованием перспективных магнитомягких материалов.

3. Разработан принцип построения и предложен вариант аппаратной реализации устройства управления ОДН для РВУ с использованием современной элементной базы.

4. Предложен вариант аппаратной реализации узла токовой защиты РВУ на ОДН от аварийных перегрузок по току и коротких замыканий цепи нагрузки.

5. Разработана методика проектирования корректирующего устройства и предложен вариант его схмотехнической реализации.

6. Разработана методика проектирования ОДН, справедливая для однофазных, трёхфазных и многопульсных РВУ;

7. С помощью имитационного компьютерного моделирования подтверждена работоспособность предложенных технических решений.

8. Показано, что при использовании современных магнитных материалов диапазон регулирования РВУ на ОДН может достигать 1000. Это позволяет обеспечить работоспособность РВУ на базе ОДН на холостом ходе.

9. Показано, что применение встроенного резистора холостого хода увеличивает дополнительно потери не более чем на 0,5%. При этом устройство способно работать устойчиво от тока холостого хода нагрузки до максимального тока нагрузки.

10. С помощью ИКМ получены регулировочные характеристики для однофазных, трёхфазных и многопульсных РВУ на базе ОДН.

11. Исследованы процессы для различных вариантов РВУ на ОДН в установившихся, переходных и аварийных режимах.

12. Рассчитаны массогабаритные и энергетические параметры РВУ на базе ОДН для ряда мощностей от 3кВт до 12кВт.

13. Проведен сравнительный анализ массогабаритных и энергетических характеристик РВУ на базе ОДН с аналогичными тиристорными и транзисторными устройствами.

14. Исследованы формы потребляемого тока и показано, что многопульсные РВУ на ОДН могут выполнять функцию пассивного корректора коэффициента мощности.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

СЭС – система электроснабжения

ЛА – летательный аппарат

ИКМ – имитационное компьютерное моделирование

ИК-модель – имитационная компьютерная модель

РВУ – регулируемое выпрямительное устройство

ИВЭП – источник вторичного электропитания

РЭА – радиоэлектронная аппаратура

ЭМС – электромагнитная совместимость

ДН – дроссель насыщения

ОДН – однообмоточный дроссель насыщения

ЭДС – электродвижущая сила

УЭ – управляющий элемент

СТ – силовой трансформатор

МРВУ – магнитно-регулируемое выпрямительное устройство

1Ф-ТРВУ-ОДН – однофазное трансформаторное регулируемое выпрямительное устройство на базе однообмоточных дросселей насыщения

УТЗ – узел токовой защиты

КЗ – короткое замыкание

ТДТ – трансформаторный датчик тока

3Ф6П-ТРВУ-ОДН – трехфазное шестипульсное трансформаторное регулируемое выпрямительное устройство на базе однообмоточных дросселей насыщения

ТУ – технические условия

ВСИ – вольт-секундный интеграл

ЗС – замкнутая система

РС – разомкнутая система

ПФ – передаточная функция

ПФ РС – передаточная функция разомкнутой системы

УСР – усилитель сигнала рассогласования

САУ – система автоматического управления

ЛАЧХ – логарифмическая амплитудная частотная характеристика

ЛФЧХ – логарифмическая фазовая частотная характеристика

КУ – корректирующее устройство

ДВН – датчик выходного напряжения

ООС – отрицательная обратная связь

БЭС – более электрический самолет

3Ф12П-ТРВУ-ОДН – трехфазное 12-пульсное трансформаторное регулируемое выпрямительное устройство на базе однообмоточных дросселей насыщения

ИПГ – интегральная привод-генераторная установка

6Ф12П-РВУ-ОДН – 6-фазное 12-пульсное безтрансформаторное регулируемое выпрямительное устройство на базе однообмоточных дросселей насыщения

БПЛА – беспилотный летательный аппарат

КПД – коэффициентом полезного действия

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Smith, C. H. Magnetic Characteristics of Amorphous Metal Saturable Reactors in Pulse Power Systems / Smith C. H., Nathasingh D. M. // Third European Particle Accelerator Conference (EPAC 1992), Berlin, Germany, – 1992, – pp. 1603 – 1605.
2. Mullett, C. New Amorphous Materials Improve High-Frequency Saturable Reactor Output Regulators // Power Conversion and Intelligent Motion, July, –1986, – pp. 28-35.
3. Trinkaus, G. The Magnetic Amplifier: A Lost Technology of the 1950s // Nuts & Volts, February, –2006, pp. 68–71.
4. Wilson, T.G. The evolution of power electronics // Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '99, Fourteenth Annual, – 1999.
5. Abraham, I. Switching Power Supply Design. McGraw-Hill Professional /Abraham I., Pressman, 1997.
6. Mammano, B. Magnetic Amplifier Control for Simple, Low-Cost, Secondary Regulation // Texas Instruments Seminar 500, – 2001.
7. Harada, K. Applications of Magnetic Amplifiers to High- Frequency DC-to DC Converters // Proceedings of the IEEE, vol.76, no.4, – 1988.
8. Харада, К. Применение магнитных усилителей в высокочастотных импульсных преобразователях постоянного тока / Харада К., Набэсима Т. // ТИИЭР, Т.76, №4, – 1988, , С.60 – 66.
9. Arakawa, O. and others. Improved Cost-Performance by Using Amorphous Magnetic Parts for Switching Power Supplies. Toshiba Review №158, 1986.
10. Johansson, B. Tools and Methodology for Collaborative Systems Design Applied on More Electric Aircraft. / Johansson B., Austrin L., Engdahl G., Krus P // Proc. ICAS 2004, Yokohama, Japan, – 2004.
11. Austrin, L. On Magnetic Amplifiers in Aircraft Applications. Royal Institute of Technology Electromagnetic Engineering, Stockholm, Sweden, 2007, – 98 p.

12. Austrin, L. Modeling of a Three-phase Magnetic Amplifier. / Austrin L., Engdahl G. // Proc. of the 24th Congress of the International Council of the Aeronautical Science Yokohama, Japan, – 2004.
13. Austrin, L. New Electric Components for Aircraft / Austrin L., Hansson J. // Proc. Flygteknik 2004, October 18-19, 2004 Stockholm.
14. Austrin, L. A Modeling Approach of a Magnetic Amplifier. Journal of Magnetism and Magnetic Materials / Austrin L., Krah J.H., Engdahl G. // Proc. of the International Conference of Magnetism (ICM 2003), May 2004, pp. E1709–E1710.
15. Стародубцев, Ю.Н. Магнитные свойства аморфных и нанокристаллических сплавов / Стародубцев Ю.Н., Белозеров В.Я. – Екатеринбург: Издательство Уральского университета, 2002, – 384с.
16. Стародубцев, Ю.Н. Аморфные металлические материалы / Стародубцев Ю.Н., Белозеров В.Я. // Силовая электроника, №2, 2009, с. 86 – 89.
17. <http://gammamet.ru/>
18. <http://www.metglas.com/>
19. Куневич, А.В. Ферриты. Каталог. – Москва: ВНИИ, 1991, – 212с.
20. Горский, А.Н. Расчет электромагнитных элементов источников вторичного электропитания / Горский А.Н., Русин Ю.С., Иванов Н.Р., Сергеева Л.А. – Москва: Радио и связь, 1988, – 176с.
21. Шевцов, Д.А., Бортовые регулируемые выпрямительные устройства на основе управляемого однообмоточного дросселя насыщения / Шевцов Д.А., Турченко И.С. // Практическая силовая электроника. – 2013. – № 1(49). – С. 37 – 41.
22. Шевцов, Д.А. Однообмоточные дроссели насыщения в авиационных источниках вторичного электропитания / Шевцов Д.А., Турченко И.С. // Вестник Московского авиационного института. – 2013. – № 3 т.20. – С. 145 – 153.
23. Розенблат, М.А. Магнитные усилители с самонасыщением. – Москва–Ленинград: Госэнергоиздат, 1963г., – 128с.
24. Розенблат, М.А. Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники, –Москва: Наука, 1974г., – 768 с.

25. Миловзоров, В.П. Электромагнитные устройства автоматики.— Москва: Высшая школа, 1983, — 408с.
26. Найвельт, Г.С. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры: Справочник / Найвельт Г.С., Мазель К.Б., Хусайнов Ч.И. под. Ред. Г.С. Найвельта. — М.: Радио и связь, 1986, — 576 с.
27. Толстов, Ю.Г. Трехфазные силовые полупроводниковые выпрямители, управляемые дросселями насыщения / Толстов Ю.Г., Мосткова Г.П., Ковалев Ф.И. — Москва: Издательство Академии наук СССР, 1963, — 176 с.
28. Хруслов, Л.Л. Магнитные ключи в многоканальных источниках питания. // Электропитание, №2, — 1992, — С. 47 — 57.
29. Липман, Р.А. Быстродействующие магнитные и магнитно-полупроводниковые усилители / Липман Р.А, Негневицкий И.Б. Москва — Ленинград: Госэнергоиздат, 1960, — 322с.
30. Липман, Р.А. Дроссельный магнитный усилитель / Липман Р.А., Негневицкий И.Б. // Электричество, №6, — 1958, — С.49-65.
31. Ромаш, Э.М. Источники вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры. — М.: Радио и связь, 1981, — 224 с. с илл.
32. Шопен, Л.В. Расчет магнитного усилителя с самоподмагничиванием в схеме стабилизатора напряжения. / Электричество, №10, — 1968, с.62-64.
33. Шопен, Л.В. Определение максимальных возможностей магнитного усилителя как регулирующего органа стабилизатора напряжения / Электротехника, №5, — 1971,— с.20-23.
34. Шопен, Л.В. Выбор и расчет усилителя с самоподмагничиванием для компенсационного стабилизатора напряжения. Доклады НТ конференции по итогам НИ работ за 1968 — 1969гг. (апрель 1970 г.), — Москва: МЭИ, —1969, — с.39-45.
35. Хоровиц, П. Искусство схемотехники: В 2-х т. Т.1. / Хоровиц П., Хилл У. Пер. с англ. Изд. 2-е, стереотип. — М.: Мир, 1984, — 598с., ил.
36. Хоровиц, П. Искусство схемотехники: В 2-х т. Т.2 / Хоровиц П., Хилл У. Пер. с англ. Изд. 3-е, стереотип. — М.: Мир, 1986, — 590с., ил.

37. Белов, Г. А. Электронные цепи и микросхемотехника: учеб. пособие для вузов / Г. А. Белов. Чебоксары: Изд-во Чуваш, ун-та, 2004г. - 780 с.

38. **Турченко, И.С.** Способы управления однообмоточным дросселем насыщения в составе авиационного регулируемого выпрямительного устройства / Турченко И.С., Шевцов Д.А. // 13-я международная конференция «Авиация и космонавтика–2014». Тезисы докладов. – СПб.: Мастерская печати. – 2014г. – С. 343–345.

39. Патент на полезную модель RU 135204 U1, МПК H03F 9/06. Стабилизированный источник электропитания / Авторы: Шевцов Д.А., **Турченко И.С.**; правообладатель: Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)» (МАИ). Опубл. 27.11.2013г. в Бюлл. № 33.

40. ГОСТ Р 54073-2010 Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. – М.: Стандартинформ, 2011. – 35 с.

41. **Турченко, И.С.** Перспективные магнитно–регулируемые выпрямительные устройства для авиации / Турченко И.С., Шевцов Д.А. // 12-я международная конференция «Авиация и космонавтика–2013». Тезисы докладов. – СПб.: Мастерская печати. – 2013. – С. 128–130.

42. Шевцов, Д.А. Моделирование рабочих и аварийных режимов в регулируемом выпрямительном устройстве на основе управляемого однообмоточного дросселя насыщения / Шевцов Д.А., **Турченко И.С.** // Практическая силовая электроника. – 2013. – № 4(52). – С. 39 – 42.

43. Шевцов, Д.А. Моделирование режимов работы перспективного магнитно–регулируемого выпрямителя с выходным сглаживающим фильтром / Шевцов Д.А., **Турченко И.С.** // Практическая силовая электроника. – 2014. – №3 (55). – С. 38 – 45.

44. Шевцов, Д. А. Создание нелинейной модели магнитного сердечника / Шевцов Д. А., Крючков В.В., Манбеков Д.Р. // Практическая силовая электроника, №4 (36), 2009, с.49 – 51.

45. Хейнеман, Р. PSpice. Моделирование работы электронных схем / Р. Хейнеман. М.: ДМК Пресс, 2001. - 336 с.
46. Мелешин, В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – Москва: Техносфера, 2005, – 632 с.
47. Борисов, П.А. Расчет и моделирование выпрямителей. Учебное пособие по курсу “Элементы систем автоматики” (Часть I) / Борисов, П.А., Томасов В.С. – СПб: СПб ГУ ИТМО, 2009, – 169 с.
48. Патент на полезную модель RU 154756 U1, МПК H02M 9/06, H02M 7/539 Стабилизированное выпрямительное устройство / Шевцов Д.А., **Турченко И.С.**; правообладатель: Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)» (МАИ). Опубл. 10.09.2015 Бюлл. № 25.
49. Шевцов, Д.А. Структуры магнитно–регулируемых выпрямителей для перспективных авиационных систем электроснабжения [Электронный ресурс] / Шевцов Д.А., **Турченко И.С.** // Труды МАИ. – 2014. – №76. –Режим доступа: <http://www.mai.ru/science/trudy/published.php?ID=50092>.
50. **Turchenko, I.S.** New prospective topologies of magnetic–regulated rectifiers for aircraft power supply systems / Turchenko I.S., Shevtsov D.A., Turchenko I.S. // Micro/ Nanotechnologies and Electron Devices (EDM) 2014, 15th International Conference of Young Specialists. IEEE Conference publications. – 2014. – Pp. 468 – 472.
51. Хандогин, В.И. Аморфные магнитомягкие сплавы и их применение в источниках вторичного электропитания. Справочное пособие под ред. В.И. Хандогина. – Москва: ВНИИ, 1990, – 171с.
52. Бальян, Р.Х. Трансформаторы малой мощности. Ленинград : Судпромгиз, 1961 – 372с.
53. Бальян, Р.Х. Трансформаторы для радиоэлектроники. Москва : Советское радио, 1971, – 581с.

54. Белопольский, И.И. Расчет трансформаторов и дросселей малой мощности. – 2-е изд. перераб. и доп. / И.И. Белопольский, Е.И. Каретникова, Л.Г. Пикалова. – М.: Энергия, 1973. – 400 с.
55. Бертинов, А.И. Тороидальные трансформаторы статических преобразователей / Бертинов А.И., Кофман Д.Б. – Москва : Энергия, 1970, – 96с.
56. Горский, А.Н. Расчет электромагнитных элементов источников вторичного электропитания / Горский, А.Н., Русин Ю.С., Иванов Н.Р., Сергеева Л.А – Москва: Радио и связь, 1988, –176с.
57. Шевцов, Д.А. Методика проектирования управляемых дросселей авиационных выпрямительных устройств нового поколения / Шевцов Д.А., **Турченко И.С.** // Вестник Московского авиационного института. – 2015. – № 1 т.22. – С. 122–131.
58. Бесекерский, В. А. Теория систем автоматического регулирования. Издание третье, исправленное. / Бесекерский В. А., Попов Е. П., издательство «Наука», Главная редакция физико-математической литературы, – М., 1975, – 768с.
59. Иващенко, Н.Н. Автоматическое регулирование. Теория и элементы систем. Изд. 4-е: учебник для вузов. – М.: Машиностроение. 1978, – 736 с.
60. Нетушил, А.В. Теория автоматического управления. Часть 1. Под ред. проф. А.В. Нетушила.: учебное пособие. – М.: Высшая школа, 1968, – 424с.
61. Теория автоматического управления. Под ред. А.С. Шаталова: учебное пособие для вузов. – М.: Высшая школа, 1977, – 448 с. с ил.
62. Балагуров, В.А. Электроснабжение летательных аппаратов / Балагуров В.А., Беседин И.М. – М.: Машиностроение, 1975, – 293с.
63. Грузков, С.А. Системы электроснабжения летательных аппаратов. Том 1. / С.А. Грузков, С.Ю. Останин, А.М. Сугробов, А.Б. Токарев, П.А. Тыричев. Учебник для вузов в двух томах. Под ред. С.А. Грузкова - М.: Издательство МЭИ, 2005, - 568 с.
64. Мыщык, Г.С. Основы теории структурно-алгоритмического синтеза источников вторичного электропитания. – М.: Московский энергетический ин-т, – 1989.

65. Моин, В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи / В.С. Моин, Н.И. Лантев – М.: Энергия, 1972. – 512 с.
66. Берзан, В.П. Электрические конденсаторные и конденсаторные установки: справочник / Берзан В.П., Геликман Б.Ю., Гураевский М.Н. и др. // Под ред. Г.С. Кучинского. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 656с.: ил.
67. Машуков, Е.В. Централизованные транзисторные преобразователи электроэнергии для систем электроснабжения летательных аппаратов / Е.В. Машуков, Д.А. Шевцов, Г.М. Ульященко. Под ред. Е.В. Машукова. – М.: Издательство МАИ, 2013, – 184 с.
68. Pal, Y. 3P-3W UPQC with zig-zag transformer for 3P-4W Distribution System / Pal Y., Swarup A., Singh B. // International Journal on Electrical Engineering and Informatics - Vol.4, No.2, July, –2012, pp. 231 – 244.
69. Mysiak, P. A robust 18-pulse diode rectifier with coupled reactors / Mysiak.P, Strzelecki.R. // Bulletin of the Polish academy of sciences, Technical sciences, Vol.59, No.4, – 2011, pp. 541 –550.
70. Furmanczyk, K. Harmonic Mitigation in Motor Drive Systems through Phase Shifting Techniques / Furmanczyk K. // 2015 Motor & Drive Systems Conference, Orlando, Florida, January 21-22, – 2015.
71. **Турченко, И.С.** Разработка перспективного источника питания для авиационной системы электроснабжения / Турченко И.С., Хлебников А.С. // Конкурс научно–технических работ и проектов «Молодёжь и будущее авиации и космонавтики». Аннотации работ. – Москва: МАИ (НИУ). – 2014. – С. 175.
72. **Турченко, И.С.** Перспективное многофазное выпрямительное устройство для авиационной вторичной системы электроснабжения / Турченко И.С., Хлебников А.С., Христолюбов А.А. // Конкурс научно–технических работ и проектов «Молодёжь и будущее авиации и космонавтики». Аннотации работ. – Москва: МАИ (НИУ). – 2014. – С. 113–115.
73. **Турченко, И.С.** Анализ перспективных структур авиационных систем электроснабжения / Турченко И.С. // XII Всероссийская научно–техническая конференция «Научные чтения по авиации, посвященные памяти Н. Е.

Жуковского». Сборник докладов. – Москва: Издательский дом Академии имени Н. Е. Жуковского. – 2015. – С. 230–235.

74. **Turchenko, I.S.** Analysis of prospective aviation power supply system with multiphase generator and stabilized rectifier / Turchenko I.S., Shevtsov D.A. // *Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM) 2015, 16th International Conference of Young Specialists. IEEE Conference publications.* – 2015. – Pp. 490 – 494.

75. **Турченко, И.С.** Регулируемый выпрямитель в перспективной авиационной системе электроснабжения с многофазным генератором / Турченко И.С. // *Электропитание.* – 2015. – № 1. – С. 6–14.

76. Лёвин, А.В. Стартер-генераторная система со встроенным в авиадвигатель электромашинным агрегатом для полностью электрифицированного самолета / Лёвин А.В., Алексеев И.И., Лившиц Э.Я. // *Авиационная промышленность.* – №1, –2007, – С. 50-52.

77. Кузьмичев, Р.В. Перспективная авиационная система генерирования. Научно-практическая конференция молодых ученых, аспирантов и студентов «Инновации в авиации и космонавтике – 2010». Тезисы докладов. – М.: МАИ. – 2010.

78. Журавлев, С.В. Авиационные генераторы постоянного тока повышенного напряжения / Журавлев С.В., Зечихин Б.С., Кузьмичев Р.В. // XX Международный научно-технический семинар «Современные технологии в задачах управления, автоматизации и обработки информации». Тезисы докладов. – Пенза: Изд-во ПГУ, – 2011.

79. Горякин, Д.В. Вентильный генератор на базе асинхронной машины с управляемым самовозбуждением / Горякин Д.В., Мыцык Г.С. // Н/Т-й сборник «Известия ВА РВСН им. Петра Великого», №251, – 2012, – 758с/, С.216 – 224.

80. Коняхин, С.Ф. Автотрансформаторно-выпрямительное устройство с 18-пульсным выпрямлением напряжения / Коняхин С.Ф., Михеев В.В., Мыцык Г.С. // *Электричество,* №1, –2013, – С.48–56.

81. Антонов, И.М. Надежность системы электропитания, состоящей из однотипных преобразовательных ячеек / И.М. Антонов, Б.А. Глебов // Труды Московского энергетического института.– № 92, –1986, – С. 123-127.

82. Артюхов, И. И. Автономные инверторы тока в системах электропитания / И. И. Артюхов, Н. П. Митяшин, В. А. Серветник. – Саратов: Сарат. политехи, ин-т, 1992, – 152с.

83. Атабеков, Г.И. теоретические основы электротехники. Ч.1. Линейные электрические цепи. – М.– Л., изд-во «Энергия», 1966, – 320 с. с черт.

84. Серветник, В. А. // Вопросы преобразовательной техники и частотного электропривода: межвуз. науч. сб. Саратов: Сарат. политехи, ин-т, – 1985, – С.47-53.

85. Корн, Г. Справочник по математике для научных работников и инженеров. Определения, теоремы, формулы. Изд. 4-е. / Корн Г., Корн. Т. – М.: Наука. 1977, – 832 с. с ил.

86. Зиновьев, Г. С. Основы силовой электроники: учеб. пособие / Г. С. Зиновьев. – Новосибирск: Изд-во Новосиб. гос. техн. ун-та, 2003. - 664 с.

87. Ирвинг, М. Источники питания. Инверторы, конверторы, линейные и импульсные стабилизаторы. Изд. 2-е. / Ирвинг. М, Готтлиб. – М.: Постмаркет, 2002. – 544 с.

88. Конев, Ю.И. Источники вторичного электропитания / Под ред. Ю.И. Конева – М.: Радио и связь, 1983, – 280с.

89. Кадель, В.И. Силовые электронные системы автономных объектов. Теория и практика автоматизированной динамической оптимизации /

90. Кадель, В.И. // Силовая электроника РЭА. –М.: Радио и связь, 1990. - Вып.1. – 224 с.

91. Кантер, И.И. Преобразовательные устройства в системах электроснабжения / И.И. Кантер. Саратов: Изд-во Сарат. ун-та, 1989, –260 с.

92. Кантер, И.И. Статические преобразователи частоты / И. И. Кантер. - Саратов: Изд-во Сарат. ун-та, 1966, – 406 с.

93. Кантер, И.И. Система централизованного электроснабжения на базе параллельно работающих преобразователей частоты / И. И. Кантер, Ю. Б. Томашевский, Ю. М. Голембиовский // Электричество. – №1, – 1991, – С. 39-47.
94. Копылов, И. П. Математическое моделирование электрических машин / И. П. Копылов. М.: Высш. шк., 1987. –248 с.
95. Конев, Ю.И. Основные проблемы миниатюризации силовых электронных устройств и систем. В сб. ЭТВА, под ред. Конева Ю.И., «Сов. Радио», №7, –1975.
96. Левич, А.П. Перспективные направления развития ИБП // Электросистемы. №1(5), –2002, – С. 8–9.
97. Лоренц, Л. Состояние и направления дальнейшего развития в сфере разработки и применения силовых полупроводниковых приборов / Л. Лоренц // Электротехника. №12, – 2001.
98. Моин, В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи / В. С. Моин. М.: Энергоатомиздат, 1986. – 376 с.
99. Разевиг, В. Д. Система проектирования OrCAD 9.2 / В. Д. Разевиг. М.: СОЛОН-Р, 2001, –528 с.
100. Розанов, Ю.К. Силовая электроника / Розанов Ю.К., Рябчицкий М.В., Кваснюк А.А. – М.: Изд-во МЭИ, 2009.
101. Розанов, Ю. К. Параллельная работа преобразователей постоянного тока / Ю. К. Розанов // Электротехника. №4. –1982, – С.37-39.
102. Розанов, Ю. К. Полупроводниковые преобразователи со звеном повышенной частоты / Ю. К. Розанов. М.: Энергоатомиздат, – 1987. – 184
103. Твердин, Л. М. Исследование электромагнитных процессов при параллельной работе тиристорных преобразователей / Л. М. Твердин, Л. П. Хоботов // Тр. Моск. ин-та электрон, машиностр. Вып.26. –1973.
104. Беркович, Е. И. Тиристорные преобразователи высокой частоты / Е. И. Беркович, Г. В. Ивенский, Ю. С. Иоффе, А. Т. Матчак и др. JL: Энергия, 1973, – 200 с.
105. Толстов, Ю. Г. Выбор схемы мощных тиристорных преобразователей / Ю. Г. Толстов // Тиристорные преобразователи. – М.: Наука, –1970, – С.2-18.

106. Транзисторные преобразователи электрической энергии. Под ред. А.В. Лукина, Г.М. Малышкова. – М.: изд-во МАИ. 2001.

107. Туманов, И. М. Тиристорные и тиристорно-контактные установки для стабилизации и регулирования параметров электроэнергии / И. М. Туманов, Б. Ю. Алтунин. – Н. Новгород: Нижегород. гос. техн. ун-т, 1993.

108. Шипилло, В. П. Проблемы электромагнитной совместимости силовых полупроводниковых преобразователей В. П. / Шипилло В. П., Кондратюк В. Н., Маслов А. А., Левицкая Н. Д. // тез. докл. 3-го Всесоюз. науч.-техн. совещ. Таллин, –1986. – С.108-109.

109. Царенко, А.И. Преобразователи постоянного тока с малыми массогабаритными характеристиками электромагнитной системы / Царенко А.И., Ноникашвили А.Д. // Полупроводниковые преобразователи электрической энергии. Сборник научных трудов №205.: Московский энергетический институт, – 1989, – с. 5 – 13.

110. Шевцов, Д.А. Источники вторичного электропитания на основе высокочастотных транзисторных преобразователей постоянного напряжения: Учебное пособие. – М.: Издательство МАИ, 2003, – 60 с. с илл.

Приложение П1

Таблица № П1-1

Р, кВт	3			6		
U_H , В	27					
$I_{одн\ ср}$, А	18,5	18,5	18,5	37	37	37
f_c , Гц	400	1500	2500	400	1500	2500
Nf	6					
N _{ву}	2					
материал	ГМ440А	ГМ412А	ГМ412А	ГМ440А	ГМ412А	ГМ412А
B_s , Тл	1,4	1,1	1,1	1,4	1,1	1,1
w	77	63	57	63	35	32
D, мм	50	45	40	70	48	45
d, мм	32	30	30	50	30	30
h, мм	20	10	10	22	15	12
m_c кг	0,172	0,065	0,041	0,307	0,122	0,078
m_w , кг	0,179	0,069	0,053	0,323	0,118	0,088
$m_{одн}$, кг	0,351	0,134	0,094	0,63	0,24	0,166
P_m , Вт	22	14	10,8	39,8	18,9	14,1
P_s , Вт	0,066	0,107	0,136	0,12	0,2	0,26
$P_{одн}$, Вт	22,1	14,12	11	40	19,2	14,4
$P_{\Sigma одн}$, Вт	265,8	169,5	132	480	230,2	172,4
T_{Δ} , °С	31,3	30,7	29,2	31,9	32,6	29,5
КПД _{одн} %	91,1	94,3	95,6	93	96,1	97,1
$m_{акт}$, кг	4,209	1,61	1,128	7,56	2,884	1,993
$m_{акт\ уд}$, кг/кВт	1,4	0,537	0,376	1,26	0,48	0,332

Где:

P – мощность устройства, кВт;

U_H – напряжение нагрузки, В;

$I_{одн\ ср}$ – средний ток через ОДН, А;

f_c – частота напряжения сети, Гц;

Nf – количество входных фаз;

N_{ву} – количество ВУ;

B_s – индукция насыщения, Тл;

W - количество витков обмотки ОДН;

D – внешний диаметр тороидального сердечника, мм;

d – внутренний диаметр тороидального сердечника, мм;

h – высота тороидального сердечника, мм;

m_c - масса сердечника, кг;

m_w - масса обмотки, кг;

$m_{одн}$ – масса ОДН, кг;

P_m – мощность потерь в проводах обмотки, Вт;

P_s – мощность потерь в сердечнике, Вт ;

$P_{одн}$ – мощность потерь в ОДН, Вт;

$P_{\Sigma одн}$ – мощность потерь суммарная во всех ОДН в РВУ, Вт;

T_{Δ} - перегрев ОДН относительно $+60^{\circ}\text{C}$, $^{\circ}\text{C}$;

$\text{КПД}_{одн}$ – коэффициент полезного действия ОДН, %;

$m_{акт}$ – масса активных компонентов РВУ, кг;

$m_{акт уд}$ – удельная масса активных компонентов РВУ, кг/кВт.

Приложение П2

Таблица № П2-1

Р, кВт	9			12		
U_n , В	27					
$I_{одн\ ср}$, А	55,5	55,5	55,5	74	74	74
f_c , Гц	400	1500	2500	400	1500	2500
N_f	6					
$N_{ву}$	2					
материал	ГМ440А	ГМ412А	ГМ412А	ГМ440А	ГМ412А	ГМ412А
B_s , Тл	1,4	1,1	1,1	1,4	1,1	1,1
w	44	27	24	36	26	19
D , мм	75	54	46	75	60	50
d , мм	40	30	30	44	36	30
h , мм	18	15	15	25	15	15
m_c , кг	0,421	0,176	0,106	0,536	0,2	0,139
m_w , кг	0,439	0,175	0,133	0,546	0,24	0,152
$m_{одн}$, кг	0,86	0,351	0,239	1,08	0,44	0,292
P_m , Вт	39,7	21,6	16,38	49,4	25,8	18,8
P_s , Вт	0,16	0,29	0,355	0,205	0,329	0,467
$P_{одн}$, Вт	39,9	21,9	16,7	49,64	26,12	19,26
$P_{\Sigma одн}$, Вт	478,6	263	200,8	595,8	313,4	231,1
T_{Δ} , °С	30,5	30,8	30,5	33,7	30,8	30,6
КПД _{одн} %	94,6	97	97,8	95	97,4	98
$m_{акт}$, кг	10,3	4,21	2,867	12,98	5,32	3,5
$m_{акт\ уд}$, кг/кВт	1,146	0,468	0,319	1,08	0,44	0,292

Где:

Р – мощность устройства, кВт;

 U_n – напряжение нагрузки, В; $I_{одн\ ср}$ – средний ток через ОДН, А; f_c – частота напряжения сети, Гц; N_f – количество входных фаз; $N_{ву}$ – количество ВУ; B_s – индукция насыщения, Тл;

W - количество витков обмотки ОДН;

D – внешний диаметр тороидального сердечника, мм;

d – внутренний диаметр тороидального сердечника, мм;

h – высота тороидального сердечника, мм;

m_c - масса сердечника, кг;

m_w - масса обмотки, кг;

$m_{одн}$ – масса ОДН, кг;

P_m – мощность потерь в проводах обмотки, Вт;

P_s – мощность потерь в сердечнике, Вт ;

$P_{одн}$ – мощность потерь в ОДН, Вт;

$P_{\Sigma одн}$ – мощность потерь суммарная во всех ОДН в РВУ, Вт;

T_{Δ} - перегрев ОДН относительно $+60^{\circ}\text{C}$, $^{\circ}\text{C}$;

$\text{КПД}_{одн}$ – коэффициент полезного действия ОДН, %;

$m_{акт}$ – масса активных компонентов РВУ, кг;

$m_{акт уд}$ – удельная масса активных компонентов РВУ, кг/кВт.