

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ
И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ»

На правах рукописи



Кабиров Вагиз Александрович

ЭНЕРГОПРЕОБРАЗУЮЩИЙ КОМПЛЕКС С РЕЗЕРВИРОВАННОЙ ЦИФРОВОЙ
СИСТЕМОЙ УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ
КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

Специальность 2.4.2 – Электротехнические комплексы и системы

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
кандидат технических наук,
профессор В.Д. Семенов

Томск - 2023

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
Глава 1 Обзор научно-технической литературы по системам электропитания космических аппаратов и предложение по разработке высоковольтного энергопреобразующего комплекса с резервированной цифровой системой управления.....	13
1.1 Энергопреобразующий комплекс системы электропитания платформы SpaceBus 4000 (Франция, Италия)	17
1.2 Энергопреобразующий комплекс системы электропитания платформы Alphabus (Франция, Италия, Германия)	21
1.3 Электропреобразующий комплекс системы электропитания платформы Boeing 702 (США)	25
1.4 Энергопреобразующий комплекс системы электропитания платформы A2100AX (США)	27
1.5 Энергопреобразующий комплекс системы электропитания платформы SS/L 1300 (США)	28
1.6 Энергопреобразующий комплекс системы электропитания платформы Дунфан Хун-4 (Китай)	30
1.7 Высоковольтный энергопреобразующий комплекс производства АО «НПЦ «Полюс»	31
1.8 Энергопреобразующий комплекс с резервированной цифровой системой управления.....	32
Выводы к первой главе.....	40
Глава 2 Разработка структурной схемы энергопреобразующего комплекса на основе унифицированного модуля стабилизации напряжения с резервированием и прямым цифровым управлением и моделирование ее основных узлов.....	41
2.1 Полная структурная схема энергопреобразующего комплекса на основе автономных унифицированных модулей стабилизации напряжения с цифровой системой управления и алгоритмы ее функционирования.....	42
2.2 Определение минимальной емкости выходного фильтра.....	54
2.3 Разработка и моделирование многоканального элемента выбора медианного сигнала	66
2.4 Разработка и моделирование цифрового широтно-импульсного модулятора.....	83
Выводы ко второй главе	94

Глава 3 Построение и исследование имитационной модели энергопреобразующего комплекса на унифицированных модулях стабилизации напряжения с резервированной цифровой системой управления в среде Matlab Simulink.....	95
3.1 Построение модели энергопреобразующего комплекса на основе метода коммутационных разрывных функций для определения корректирующих звеньев ..	96
3.2 Представление импульсных имитационных моделей преобразователей каналов преобразования энергии в виде нелинейной непрерывной имитационной модели....	117
3.3 Результаты испытаний имитационной модели энергопреобразующего комплекса.....	131
Выводы к третьей главе.....	141
Глава 4 Практическая реализация энергопреобразующего комплекса на унифицированных модулях стабилизации напряжения с резервированной цифровой системой управления	142
4.1 Конструкторская реализация модуля стабилизации напряжения для повышения удельных характеристик энергопреобразующего комплекса	142
4.2 Реализация цифрового интерфейса связи энергопреобразующего комплекса.....	146
4.3 Реализация выполнения телекоманд включения и отключения энергопреобразующего комплекса.....	162
4.4 Аппаратная реализация схемы управления ключами силовых преобразователей	165
Выводы к четвертой главе.....	173
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	174
СПИСОК ПРИНЯТЫХ СОКРАЩЕНИЙ	176
Список литературы	179
Приложение А Скрипт для получения частотных характеристик канала зарядно-разрядного устройства.....	192
Приложение Б Скрипт для получения частотных характеристик канала регулятора солнца.....	194
Приложение В Описание блоков испытательной имитационной модели	196
Приложение Г Внедрение результатов исследования.....	208

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность

Постоянно возрастающая конкуренция в ракетно-космической области заставляет искать новые, перспективные решения, позволяющие повысить эксплуатационные качества космических аппаратов и сократить издержки на их производство. Одним из таких решений был переход на использование космических платформ для их построения, которые включают в себя все служебные системы. Наиболее важной из служебных систем любой космической платформы является ее система электропитания, которая в среднем занимает 25% массы всего спутника. Центральным узлом системы электропитания является энергопреобразующий комплекс (ЭПК), состоящий из высокочастотных импульсных транзисторных преобразователей электрической энергии и системы автоматического управления, обеспечивающий необходимое преобразование энергии первичных источников для электропитания всех узлов космического аппарата.

Одним из способов снижения издержек на производство ЭПК является унификация модулей, входящих в его состав, таких как: модуль управления, модуль выходного фильтра, энергопреобразующие модули зарядного устройства, разрядного устройства, регулятора солнца. При изменении требований к мощности нагрузки изменяется количество энергопреобразующих модулей и тип выходного фильтра. Несмотря на унификацию модулей, сложность и трудоемкость производства различных типов модулей остается высокой. Удельные характеристики выпускаемых ЭПК значительно уступают удельным характеристикам импульсных регуляторов напряжения некосмического применения. Кроме того, используемая на настоящий момент структура системы автоматического управления современных ЭПК не позволяет реализовать ЭПК, рассчитанные на два и более отказа. Несмотря на существенный прогресс в области цифровой электроники, управление современных ЭПК остается, по сути, аналоговым. Микроконтроллеры, используемые в ЭПК, выполняют роль общего управления и передачи телеметрии. Использование аналоговых интегральных схем ведет к существенному усложнению производства ЭПК. Кроме того, возрастает количество дискретных элементов и, как следствие, снижаются надежность изделия и его удельные характеристики.

Поэтому тема разработки энергопреобразующих комплексов с резервированной цифровой системой управления для высоковольтных систем электропитания, позволяющих ускорить процесс проектирования и производства ЭПК, снизить издержки производства, повысить технические и удельные характеристики, надежность и степень резервирования, является актуальной.

Степень разработанности

Разработкой, исследованием и производством ЭПК для систем электропитания (СЭП) космических аппаратов занимаются такие предприятия, как Thales Alenia Space (Франция, Италия), EADS Astrium (Франция, Италия), Boeing (США), Space Systems/Loral (США), Lockheed Martin Space Systems (США), China Aerospace Science and Technology Corporation (Китай), Mitsubishi Electric (Япония), ОАО ИСС им. Решетнева, АО «НЦП «Полюс». Решению задач снижения массы и габаритов, повышения энергоэффективности, быстродействия, надежности и живучести, а также уменьшению сроков разработки ЭПК и издержек при их производстве посвящено большое количество работ зарубежных и отечественных ученых. Среди них следует отметить А.И. Чернышева, Б.П. Соустина, В.И. Иванчуру, Ю.А. Шинякова, Ю.М. Казанцева, К.Г. Гордеева, А.Б. Токарева, В.С. Кудряшова, D. O'Sullivan, A. Capel, A. Weinberg, D. Zhang и др.

При этом остаются нерешенными проблемы и задачи, которые обеспечат ускорение процесса проектирования и производства ЭПК, приведут к снижению издержек при производстве, позволят увеличить их удельные характеристики и надежность.

Целью диссертационной работы является разработка и исследование энергопреобразующего комплекса с цифровой резервированной системой управления для высоковольтных систем электропитания космических аппаратов, позволяющего повысить технические характеристики и ускорить процесс проектирования и производства ЭПК для космических платформ с различной мощностью полезной нагрузки.

Для достижения поставленной цели потребовалось решить следующие **задачи**.

1. Предложить структурную схему системы автоматического регулирования энергопреобразующего комплекса с резервированной цифровой системой управления, позволяющую повысить тактико-технические характеристики (ТТХ), ускорить процесс производства и нарастить выходную мощность и глубину резервирования как силовой части, так и системы управления.

2. Детально описать и проверить на имитационной модели алгоритмы функционирования энергопреобразующего комплекса и проработать аппаратно-программную реализацию цифровой системы управления.

3. Разработать рекомендации по выбору минимальной емкости выходного фильтра для обеспечения требуемого выходного импеданса энергопреобразующего комплекса при заданной частоте работы силовых преобразователей и параметрах первичных источников питания.

4. Разработать быстродействующий цифровой широтно-импульсный модулятор (ШИМ), позволяющий уменьшить инерционность в контурах регулирования, для

обеспечения высоких динамических показателей выходного напряжения и удельных показателей энергопреобразующего комплекса в целом.

5. Разработать быстродействующий цифровой многоканальный элемент выбора медианного сигнала, позволяющий создать систему управления ЭПК, рассчитанную на два и более отказа.

6. Разработать полную имитационную модель энергопреобразующего комплекса с цифровой системой управления, реализующую заданный алгоритм управления устройствами ЭПК во всех режимах работы.

7. Практически реализовать и проверить функциональную работоспособность основных узлов энергопреобразующего комплекса с цифровым управлением.

Объектом исследования является энергопреобразующий комплекс с импульсными транзисторными преобразователями и резервированной цифровой системой управления для высоковольтных систем электропитания космических аппаратов.

Предметом исследования являются структура ЭПК, алгоритмы управления, аппаратная реализация, возможности резервирования, статические и динамические характеристики.

Научная новизна полученных результатов

1. Предложена структурная схема системы автоматического регулирования энергопреобразующего комплекса, отличающаяся тем, что для каждого канала преобразования энергии реализован независимый контур обратной связи по выходному напряжению, а единый сигнал управления для подчиненного контура регулирования каждого канала выбирается многоканальными элементами выбора медианного сигнала, что позволяет создавать ЭПК из автономных унифицированных модулей стабилизации напряжения и ступенчато наращивать его выходную мощность параллельным включением модулей, обеспечивая многократное резервирование функциональных узлов ЭПК.

2. Установлена количественная связь величины емкости выходного фильтра с частотой работы импульсного преобразователя, его выходным импедансом и запасом по фазе контура обратной связи по напряжению.

3. Предложен цифровой ШИМ и его схемотехническое решение, в котором реализовано асинхронное изменение содержимого регистра сравнения, с частотой, превышающей частоту работы модулятора, что позволяет кратно снизить максимальное время чистого запаздывания, вносимое в контур регулирования, и повысить быстродействие цифровой системы управления.

Практическая значимость диссертационной работы

1. Предложенная структурная схема системы автоматического регулирования энергопреобразующего комплекса может быть применена не только в системах электропитания космических аппаратов, но и при проектировании других энергопреобразующих установок со статическими преобразователями энергии, имеющими модульную структуру.

2. Разработанный быстродействующий цифровой широтно-импульсный модулятор позволяет исключить фазовые задержки, связанные с алгоритмом работы ШИМ первого рода, применяемого на текущий момент в современных цифровых системах управления импульсными преобразователями, и обеспечить быстродействие контуров обратных связей, близкое к быстродействию систем управления с аналоговыми ШИМ-контроллерами.

3. Разработанный многоканальный элемент выбора медианного сигнала при реализации в программируемой логической интегральной схеме (ПЛИС) позволяет безынерционно, с минимальной задержкой в один такт опорного генератора (например, 5 нс) производить выбор сигнала по медианному алгоритму и реализовать на его основе ЭПК, рассчитанный на два и более отказа.

4. Разработанный быстродействующий (850 МБод) резервированный цифровой интерфейс связи позволяет с временной задержкой 1 мкс производить обмен сигналами управляющего воздействия и служебными данными между 25 параллельно работающими модулями стабилизации напряжения ЭПК.

5. Разработан, изготовлен и испытан опытный образец высоковольтного энергопреобразующего комплекса с цифровой системой управления для высоковольтных систем электропитания космических аппаратов мощностью 2,5 кВт.

Методы исследования

Для решения поставленных задач были применены элементы теории общей электротехники, силовой электроники, автоматического управления, цифровой обработки сигналов, методы схемотехнического моделирования с использованием пакетов имитационного моделирования LTSpice и MATLAB Simulink, а также физическое макетирование.

Положения, выносимые на защиту

1. Структурная схема системы автоматического регулирования резервированного энергопреобразующего комплекса модульного типа, отличающаяся тем, что она позволяет выполнять ЭПК на основе автономных унифицированных модулей стабилизации

напряжения, ступенчато увеличивать установленную мощность изменением количества автономных модулей в ЭПК и обеспечивать глубину резервирования на два и более отказа.

2. Цифровая система управления резервированного ЭПК, отличающаяся тем, что канал обратной связи, вырабатывающий сигнал управляющего воздействия, реализован в каждом унифицированном модуле ЭПК, при этом расчет сигнала управляющего воздействия и изменение значения длительности импульса ШИМ производится с частотой, в 10 и более раз превышающей частоту работы импульсных преобразователей, что позволяет приблизить быстродействие цифровых контуров обратных связей по току и напряжению к быстродействию таких контуров в аналоговых системах управления.

3. Многоканальный элемент выбора медианного сигнала, отличающийся алгоритмом сортировки элементов вектора входных сигналов, дает возможность производить операцию поиска медианного значения параллельно с быстродействием в один период тактового сигнала и пониженными требованиями к аппаратным ресурсам ПЛИС, что позволяет реализовать резервированные ЭПК на основе автономных унифицированных модулей стабилизации напряжения.

4. Полная имитационная модель ЭПК, отличающаяся реализацией импульсных преобразователей в виде непрерывных нелинейных моделей, способствует повышению быстродействия имитационного моделирования более чем в 100 раз при исследовании статических и динамических характеристик ЭПК в различных режимах работы, включая переходы из одного режима в другой, при различных сочетаниях токов и напряжений источников питания, буферных накопителей и нагрузки без потери точности результатов моделирования в ограниченном частотном диапазоне.

Достоверность и обоснованность выводов диссертационной работы подтверждается корректностью расчетных выражений, сходимостью результатов вычислительных, имитационных и натурных экспериментов, полученных в ходе исследований энергопреобразующего комплекса.

Внедрение результатов работы

Результаты диссертационной работы использованы в АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнева» при выполнении комплексного проекта по созданию высокотехнологического производства «Разработка бортового энергопреобразующего комплекса с цифровым резервированным управлением для высоковольтных систем электропитания космических аппаратов с применением российской импортозамещающей электронной компонентной базы» (договор № 02.G25.31.0182 от 01.12.2015 г. между АО «ИСС» и Минобрнауки РФ, а также внедрены в учебном процессе кафедры «Промышленная электроника» ТУСУРа. Подтверждением

реализации результатов диссертационной работы является наличие соответствующих актов о внедрении.

Апробация результатов

Основные положения диссертационной работы докладывались и обсуждались на шести всероссийских и международных научно-технических конференциях:

1. XVII Международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы управления» (Томск, 2021, 2022);
2. The 2ND international scientific and practical conference on innovations in engineering and technology (Великий Новгород, 2019);
3. Всероссийская научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2019» (Томск, 2019);
4. XIV Международная научно-техническая конференция «Актуальные проблемы электронного приборостроения АПЭП-2018» (Новосибирск, 2018);
5. XIV Международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы управления» (Томск, 2018).

Публикации

По основным научным результатам диссертационной работы опубликовано 27 печатные работы, в том числе 2 статьи в рецензируемых научных журналах, рекомендованных высшей аттестационной комиссией РФ, 6 статей в изданиях, входящих в международную реферативную базу данных и систему цитирования Scopus/WebOfScience, 17 – в сборниках материалов всероссийских и международных конференций, получены два патента РФ на полезную модель.

Личный вклад автора

Материалы диссертации являются обобщением работ автора, выполненных с 2006-го по 2022-й год, и отражают его личный вклад в решаемые задачи. Постановка задач исследования и обсуждение полученных результатов проводились совместно с научным руководителем Семеновым В.Д. Все научные результаты, представленные в диссертации, получены автором самостоятельно. Опубликованные работы написаны в соавторстве с научным руководителем и другими сотрудниками НИИ космических технологий (КТ) и кафедры промышленной электроники ТУСУРа. Автором совместно с Отто А.И., Торгаевой Д.С., Винтоняком Н.П., Тюниным С.Г., Бородиным Д.Б., Ахтырским К.А. изготовлен и испытан опытный образец высоковольтного энергопреобразующего комплекса с цифровой системой управления для высоковольтных систем электропитания космических аппаратов.

Соответствие паспорту специальности

Исследования, выполненные в диссертационной работе, соответствуют формуле и пунктам 1, 2, 3, 4 паспорта специальности 2.4.2 – Электротехнические комплексы и системы:

1. Развитие общей теории электротехнических комплексов и систем, изучение системных свойств и связей, физическое, математическое, имитационное и компьютерное моделирование компонентов электротехнических комплексов и систем;

2. Обоснование совокупности технических, технологических, экономических, экологических и социальных критериев оценки принимаемых решений в области проектирования, создания и эксплуатации электротехнических комплексов и систем;

3. Разработка, структурный и параметрический синтез электротехнических комплексов и систем, их оптимизация, а также разработка алгоритмов эффективного управления;

4. Исследование работоспособности и качества функционирования электротехнических комплексов и систем в различных режимах, при разнообразных внешних воздействиях.

Структура и объем диссертации

Диссертационная работа состоит из введения, 4 глав, заключения, списка принятых сокращений, списка литературы включающего 154 используемых источника и 4 приложений. Работа изложена на 209 страницах машинописного текста, иллюстрируется 121 рисунком и 27 таблицами.

Во введении обоснована актуальность темы, сформулированы цель и задачи работы, описаны методы исследований, изложены сведения о научной новизне и практической значимости, приведены основные положения, выносимые на защиту.

В первом разделе приведен обзор энергопреобразующих комплексов систем электропитания космических аппаратов тяжелых спутниковых платформ, применяемых для создания современных спутников. Определено, что все современные энергопреобразующие комплексы строятся на основе нескольких унифицированных типах модулей и имеют похожую структуру САР. Предложена новая структура САР для создания ЭПК на основе унифицированных модулей стабилизации напряжения с цифровым управлением, которая позволит сократить издержки производства, повысить не только удельные и технические показатели, но и надежность и глубину резервирования ЭПК.

Во втором разделе представлена полная структурная схема энергопреобразующего комплекса на основе автономных унифицированных модулей стабилизации напряжения, которая дает возможность выполнять все требуемые функциональные задачи, возложенные на энергопреобразующие комплексы современных систем электропитания. Установлена количественная связь величины емкости выходного фильтра с частотой работы импульсного преобразователя, его выходным импедансом и запасом по фазе контура обратной связи по напряжению. Предложен, реализован на имитационной модели и аппаратно на макете быстродействующий многоканальный элемент выбора медианного сигнала, позволяющий создать энергопреобразующий комплекс с цифровой системой управления, выполненной на базе ПЛИС, рассчитанный на два и более отказа. Показано, что цифровой широтно-импульсный модулятор при построении структурной схемы в САПР импульсных преобразователей напряжения можно заменить звеном чистого запаздывания с переменным временем запаздывания, зависящим от положения рабочей точки системы, и предложен цифровой широтно-импульсный модулятор, позволяющий снизить вносимое модулятором максимальное время запаздывания.

В третьем разделе рассмотрен синтез корректирующих звеньев зарядно-разрядного канала и канала регулирования солнца энергопреобразующего комплекса, экспериментально на имитационной модели проверена сходимость частотных характеристик разомкнутых контуров регулирования с определенными теоретически частотными характеристиками и подтверждено выполнение требования по величине заданного выходного импеданса. Приведено упрощение импульсных моделей энергопреобразующих каналов энергопреобразующего комплекса путем сведения их к виду нелинейных непрерывных моделей и экспериментально показана сходимость результатов моделирования нелинейных непрерывных моделей и импульсных моделей каналов преобразования энергии. Показано увеличение быстродействия моделирования нелинейных импульсных моделей более чем в 100 раз по отношению к импульсным моделям преобразователей. Дано описание полной имитационной модели энергопреобразующего комплекса, состоящей из семи модулей стабилизации напряжения, и экспериментально подтверждено выполнение алгоритма минимального количества циклов глубины разряда аккумуляторных батарей, обеспечение требуемого выходного импеданса во всех режима работы ЭПК и динамических характеристик стабилизации выходного напряжения ЭПК при сбросе/набросе тока нагрузки.

В четвертом разделе рассмотрена практическая реализация технических решений, обеспечивающих миниатюризацию и повышение удельных характеристик при создании модулей стабилизации напряжения, представлены примеры цифрового интерфейса связи

модулей стабилизации напряжения, функционального узла, отвечающего за выполнение телекоманд включения и отключения; схемы организации питания цепей управления ключами силовых преобразователей.

В приложении А представлены скрипты программы Matlab для получения частотных характеристик разрядно-зарядного канала.

В приложении Б приведены скрипты программы Matlab для получения частотных характеристик канала регулятора солнца.

В приложении В дано описание реализации блоков испытательной имитационной модели.

В приложении Г – акт о внедрении результатов диссертационной работы.

Глава 1 Обзор научно-технической литературы по системам электропитания космических аппаратов и предложение по разработке высоковольтного энергопреобразующего комплекса с резервированной цифровой системой управления

Космический аппарат (КА) состоит из комплекса основных составных частей. Это прежде всего целевая аппаратура, предназначенная для непосредственного решения поставленной задачи, и служебные системы: жизнеобеспечения, терморегулирования, ориентации и стабилизации, системы электропитания, аварийного спасения, посадки, маневра, управления, отделения от носителя, разделения и стыковки, бортового радиокомплекса [1]. Для ускорения проектирования, производства и вывода типовых спутников на орбиту применяют космические платформы. Космические платформы включает в себя все необходимые служебные системы.

СЭП является одной из важнейших бортовых систем КА, от которой во многом зависит конструктивное исполнение аппарата, габаритные размеры, масса и срок активного существования. Выход из строя СЭП влечет за собой выход из строя всего аппарата. Масса СЭП зависит от типа первичных источников энергии и накопителей, в качестве которых могут выступать: солнечные батареи, химические источники тока, радиоизотопные источники энергии, ядерные реакторы. Относительная масса СЭП для отечественных КА составляет от 8 до 25% от массы КА, а для американских КА эта величина колеблется от 9 до 44% и составляет в среднем около 25%. Нижнее значение относится к КА с солнечными батареями и буферными химическими элементами.

По мере развития КА возрастает требуемая мощность СЭП и срок активного существования. Так, если на первом спутнике Земли, запущенном на орбиту в 1957 г., который проработал на орбите две недели, мощность СЭП составляла около 40 Вт, то на орбитальной станции «Спейслэб» (1983 г.) эта мощность составляла 6 кВт. 19 марта 2015 года на орбиту Земли запущен телекоммуникационный спутник «Экспресс АМ7» с общей мощностью источников электропитания 18,5 кВт и сроком активного существования (САС) более 14 лет. Международная космическая станция, первый элемент которой был выведен на орбиту в 1998 г., имеет мощность СЭП 120 кВт [2].

Для уменьшения массы силовых шин и проводов СЭП, повышения ее удельных характеристик в КА с большой энергоемкостью увеличивают напряжение выходной шины ЭПК. Для КА с малой энергоемкостью высоковольтные СЭП не применяют. К высоковольтным СЭП условно относят такие системы, в которых напряжение на выходной шине питания составляет 70 В и выше.

Наибольшую мощность СЭП имеют геостационарные телекоммуникационные спутники. Спутники условно делятся на средние (массой до 5000 кг и мощностью СЭП до 14 кВт) и тяжелые (массой более 5000 кг и мощностью СЭП 15–20 кВт). В настоящее время производители указанных спутников с целью увеличения скорости разработки и производства спутников используют космические платформы, представленные в таблице 1.1.

Таблица 1.1 – Космические платформы для средних и тяжелых спутников

Название космической платформы	Масса КА, кг	Мощность полезной нагрузки, кВт	Производитель	Страна-производитель
SpaceBus 4000	3000–5900	до 11,6	Thales Alenia Space	Франция, Италия
Eurostar 3000	до 6400	6–14	EADS Astrium	Франция, Германия
Alphabus	6000–8800	12–18	EADS Astrium/ Thales Alenia Space	Франция, Италия, Германия
Boeing 702	до 6000	до 18	Boeing	США
SS/L 1300	до 8000	до 20	Space Systems/Loral	США
A2100AX	2800–6600	до 15	Lockheed Martin Space Systems	США
Экспрес-2000	до 6000	до 14	ОАО ИСС	Россия
Дунфан Хун-4 (DFH-4)	до 5200	до 8	China Aerospace Science and Technology Corporation	Китай
Дунфан Хун-5 (DFH-5)	до 9800	до 30	China Aerospace Science and Technology Corporation	Китай
DS-2000	3800–5100	до 15	Mitsubishi Electric	Япония

В России высоковольтные СЭП большой мощности разрабатывают и производят АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнёва», АО «НПЦ «Полус» и ПАО «РКК «Энергия» им. С.П. Королёва».

СЭП состоит из первичных и вторичных источников электрической энергии, энергопреобразующего комплекса (power control unit PCU) и блока распределения мощности

(БРМ) (power distribution unit PDU). В качестве первичных источников питания могут применяться различные генераторы электропитания – солнечные батареи (БС), химические источники тока (гальванические элементы, аккумуляторы, топливные элементы), изотопные генераторы, автономные реакторы-электрогенераторы, а также энергетические установки различных типов – изотопные энергетические установки, солнечные энергетические установки, ядерные энергетические установки и др. Наибольшее распространение для искусственных спутников земли получили СЭП с солнечными батареями в качестве первичных источников питания и аккумуляторной батареей в качестве буфера.

ЭПК – это совокупность регулирующих и измерительных устройств для автоматического управления работой СЭП КА и контроля ее параметров. ЭПК осуществляет поддержание параметров системы (напряжения, токов, температур, давлений и т.д.) в заданном диапазоне. Кроме того, ЭПК производит переключения, связанные с режимом работы, источников электроэнергии или их агрегатов (например, переход с основных источников электропитания на резервные и обратно), распознавание отказов и аварийную защиту источников электроэнергии, токовую защиту агрегатов СЭП, контроль параметров системы с выдачей сигналов телеметрии.

Существуют различные варианты реализации ЭПК с солнечными батареями в качестве первичных источников питания и аккумуляторной батареей в качестве буфера [3, 4, 5, 6] и др. Можно выделить три типа системных топологий СЭП геостационарных КА [7]:

- электропитание с нерегулируемым напряжением на шине (рисунок 1.1) [8] (более 60% геостационарных спутников);
- электропитание с регулируемым напряжением на шине регулятором солнца (рисунок 1.2) (почти 10% геостационарных спутников);
- система электропитания со стабилизируемым напряжением на шине (рисунок 1.3) (почти 30% геостационарных спутников).

Более подробный обзор возможных структур СЭП приведен в [9].

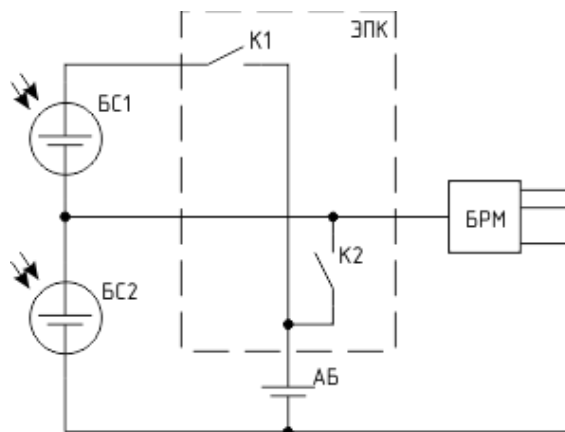


Рисунок 1.1 – СЭП с нерегулируемым напряжением на шине

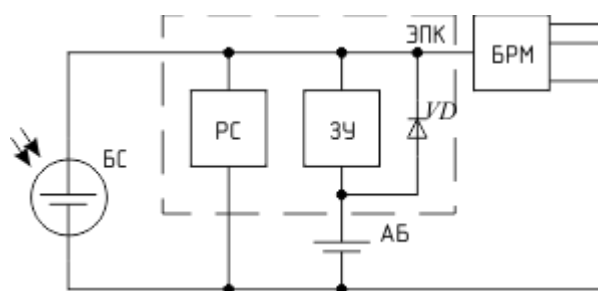


Рисунок 1.2 – СЭП с регулируемым напряжением на шине регулятором солнца

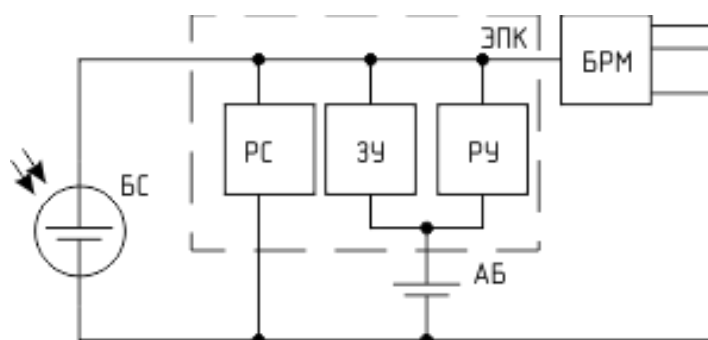


Рисунок 1.3 – СЭП со стабилизируемым напряжением на шине

В работе [7] проведен анализ всех указанных СЭП по удельным характеристикам и сделан вывод, показывающий, что для геостационарных систем электропитания оптимальной является СЭП со стабилизируемым напряжением на шине. Научно-технический обзор платформ СЭП для телекоммуникационных спутников показал, что все СЭП реализованы со стабилизируемым напряжением на шине. Необходимо отметить, что СЭП с стабилизируемым напряжением на шине можно разделить на три основные структурные схемы:

- с двухступенчатым преобразованием энергии (рисунок 1.4,а);
- с параллельным преобразованием энергии (рисунок 1.4,б);
- с параллельно-последовательным преобразованием энергии (рисунок 1.4,в).

Неотъемлемой частью всех ЭПК, реализующих СЭП со стабилизируемым напряжением на шине, являются три типа энергопреобразующих устройств: разрядное устройство (РУ), зарядное устройство (ЗУ) и регулятор солнца (РС). РУ осуществляет функцию разряда аккумуляторной батареи (АБ), ЗУ – функцию заряда АБ, а РС осуществляет функцию передачи энергии от БС. Энергопреобразующие устройства могут совмещать две и более функций ЭПК: например, ЗУ и РУ [10, 11, 12], РУ и РС [13], РУ, ЗУ и РС [14, 15]. Это объединение функций порождает разнообразие возможных структур ЭПК и усложняет их анализ. Для лучшего понимания работы ЭПК по структурной схеме лучше пользоваться понятиями каналов

преобразования энергии – канал ЗУ (КЗУ), канал РУ (КРУ), канал РС (КРС), независимо от того, будут ли они совмещены в одном энергопреобразующем блоке или выполнены отдельно.

Ниже приведен обзор современных ЭПК космических платформ геостационарных «тяжелых» спутников в соответствии с таблицей , а также описание высоковольтного ЭПК, выпускаемого АО «НПЦ «Полус». Информация по ЭПК платформ Экспресс-2000, Дунфан Хун-5 и DS-2000 в открытых источниках отсутствует.

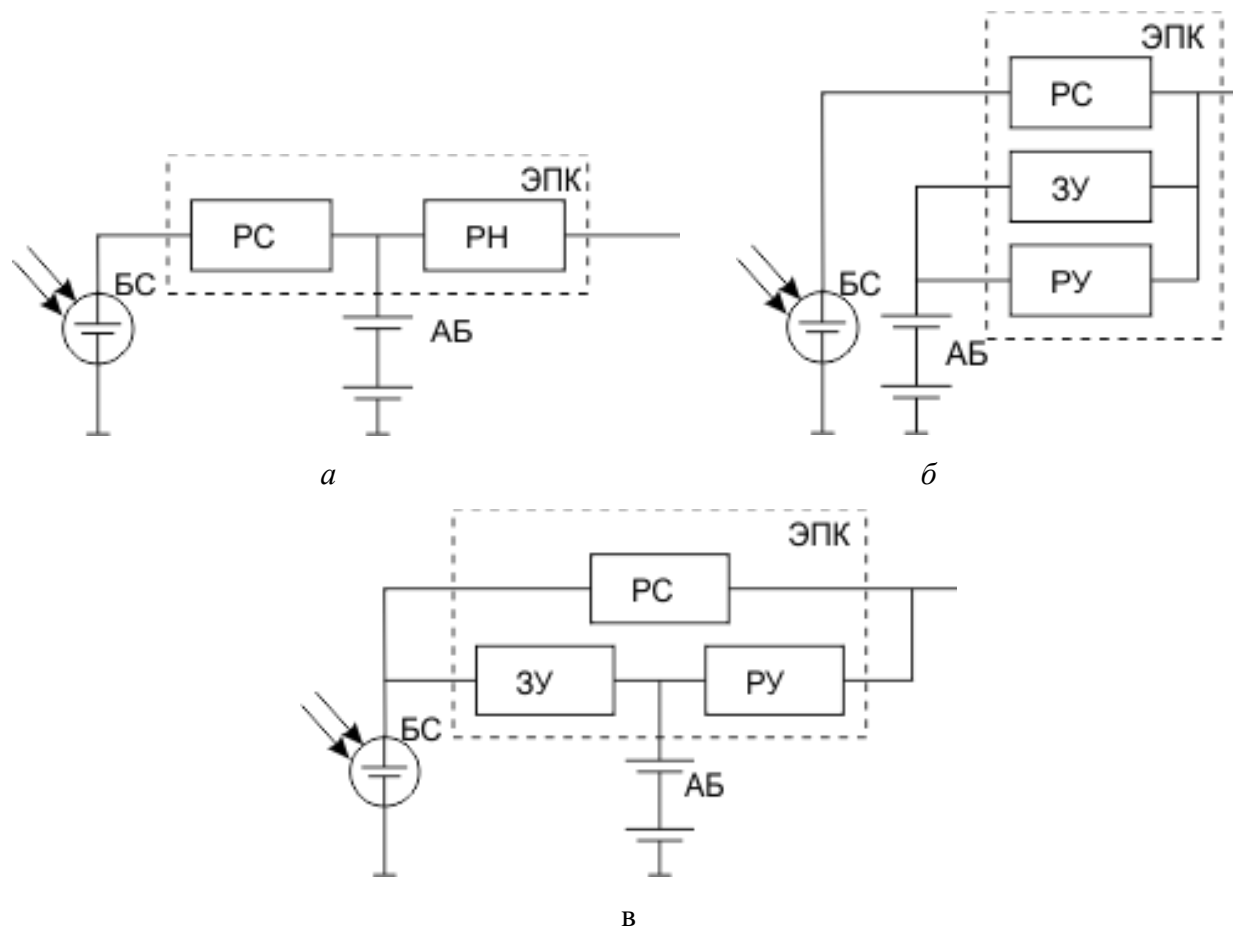


Рисунок 1.4 – Структура СЭП:

с двухступенчатым (а); параллельным (б); параллельно-последовательным (в) преобразованием энергии

1.1 Энергопреобразующий комплекс системы электропитания платформы SpaceBus 4000 (Франция, Италия)

Внешний вид ЭПК SpaceBus 4000 представлен на рисунке 1.5 [16, 17], а его структурная схема приведена на рисунке 1.6. ЭПК строится по модульной технологии. По мере необходимости увеличения требуемой выходной мощности добавляются дополнительные энергопреобразующие модули. ЭПК включает в себя: две группы блоков РУ (*BDR*), два блока ЗУ (*BCR*), два реле *K1* и *K2* подключения ЗУ к АБ, две группы РС (*S3R sections*), блок

выходного фильтра (*Bus Bar*), блок защиты от перенапряжения (*Bus OVV protection*), блок главного усилителя ошибки (*MEA*) и сервисный блок (*ML16 – DS16*). Количество блоков РУ и блоков РС определяется требуемой выходной мощностью на теновом и освещенном участках орбиты КА.



Рисунок 1.5 – Внешний вид ЭПК SpaceBus 4000

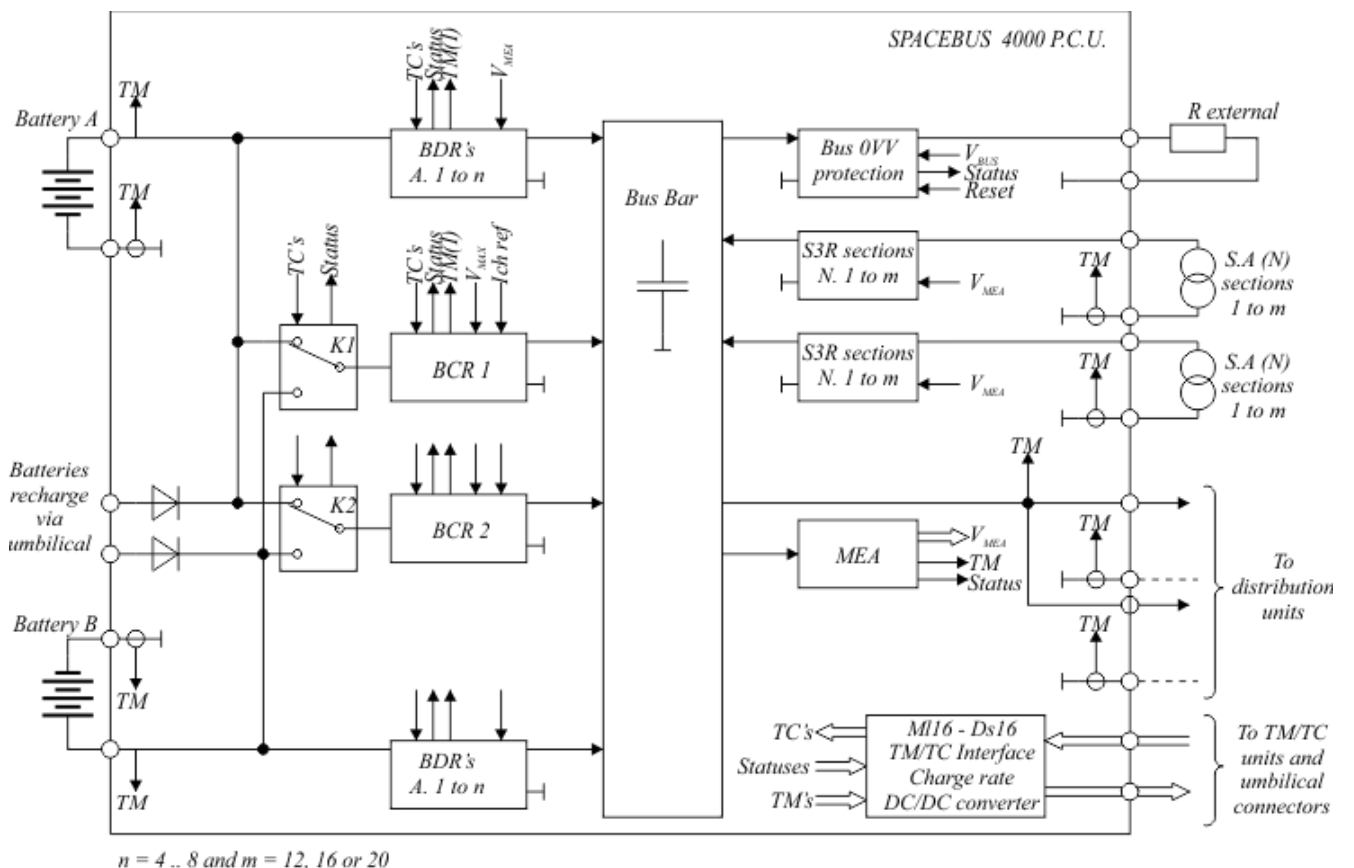


Рисунок 1.6 – Структурная схема ЭПК платформы SpaceBus 4000

Блок главного усилителя ошибки *MEA* предназначен для регулирования напряжения на выходной шине, он состоит из трех параллельно работающих резервированных каналов

обратных связей по напряжению и выходного элемента выбора канала. Каждый канал обратной связи по напряжению включает в себя делитель напряжения, источник опорного напряжения, сумматор и корректирующее звено. Выходы корректирующих звеньев подключены к входам элемента выбора канала. Выходной сигнал блока главного усилителя ошибки является одним из выходных сигналов корректирующего звена резервированных каналов обратных связей и определяется голосованием (мажоритированием) по одному из известных алгоритмов, например по медианному алгоритму. Далее будем называть данный блок медианным элементом. Выходной сигнал блока V_{MEA} является задатчиком тока для блоков РУ, блоков ЗУ и блока РС. Его значение определяет режим работы всего ЭПК. По мере увеличения сигнала V_{MEA} от минимального до максимального значения производится последовательное подключение БС к выходной шине блоками РС, ограничение тока заряда АБ блоками ЗУ и увеличение тока разряда АБ блоками РУ соответственно. Указанный порядок включения энергопреобразующих блоков, определяющий алгоритм работы ЭПК, применяется для исключения одновременной работы зарядного и разрядного каналов регулирования при одновременной стабилизации выходного напряжения. Следует заметить, что этот принцип работы называется зонным принципом управления и имеет две модификации: зонный принцип управления по сигналу ошибки, реализуемый в рассматриваемом и других ЭПК, как будет показано ниже, и зонный принцип управления по выходному напряжению, реализуемый в работах [18, 19]. Хотелось бы отметить, что зонный принцип управления по сигналу ошибки имеет много общего с методом многозонной импульсной модуляции (МИМ), описанным в работе [20], который применяется для поочередного широкодиапазонного регулирования выходного напряжения несколькими преобразователями. В данной конкретной задаче этот метод применяется для поочередной регулировки тока несколькими каналами регулирования, исключающей одновременную работу зарядного и разрядного каналов и обеспечивающей стабилизацию выходного напряжения.

Интересным решением является реализация возможности заряда любым блоком ЗУ любой АБ при помощи переключающих реле $K1$ и $K2$, что позволяет без дополнительного увеличения каналов ЗУ обеспечить требуемую надежность СЭП.

При возникновении перенапряжения на шине блок защиты от перенапряжения (Bus 0VV protection) подключает дополнительную внешнюю нагрузку.

Характеристики ЭПК SpaceBus 4000 приведены в таблице 1.2.

ЭПК платформы SpaceBus 4000 реализует структуру ЭПК со стабилизированным напряжением на шине с параллельным преобразованием энергии.

Платформы SpaceBus 4000, а соответственно и ЭПК, используются с 2005 г. и по настоящее время. Последний КА на платформе SpaceBus 4000C4 под названием «Ямал 601» был запущен в 2019 г.

Таблица 1.2 – Характеристики ЭПК SpaceBus 4000

Параметр	Значение
Выходная мощность ЭПК	5,4 – 21,6 кВт, с шагом 2,5 кВт
Напряжение выходной шины	100,25 В ± 0,1 В
Типовой импеданс выходной шины	< 40 мОм
Пульсации напряжения	< 500 мВ
Регулятор солнца	<i>S3R</i>
Тип батареи	<i>Li-Ion</i>
Напряжение АБ	54 – 98,5 В
Ток заряда АБ	7,5 – 35 А
КПД	БС > 99% Разряд АБ > 96% Заряд АБ > 96%
Конструктивные характеристики для выходной мощности 12,5 кВт	
Масса	44 кг
Размеры	655х620х150 мм
Удельная мощность	284 Вт/кг; 205 Вт/л

Достоинства ЭПК SpaceBus 4000

ЭПК реализован по модульному принципу, что позволяет изменять установленную мощность ЭПК под требования нагрузки КА, для теневых и освещенных участков орбиты и дает возможность сократить сроки проектирования.

Стабилизация выходного напряжения каналов РУ осуществляется двухконтурной системой регулирования, в которой внутренний (подчиненный) контур является контуром регулирования тока, а внешний контур – контур стабилизации напряжения, что позволяет выравнивать мощность нагрузки между параллельно работающими каналами.

Недостатки ЭПК SpaceBus 4000

Комплекс, кроме силовых модулей, содержит ряд дополнительных конструктивно выделенных модулей, что увеличивает количество межмодульных соединений, снижая удельные характеристики ЭПК, и приводит к усложнению производства. Элемент выбора медианного сигнала не резервирован на уровне структурной схемы, а это снижает надежность ЭПК.

Система управления силовыми преобразователями реализована на аналоговой элементной базе, имеющей низкую степень интеграции, что не позволяет добиться предельно высоких удельных показателей. К недостаткам системы управления (СУ), реализованной на аналоговых элементах, также относится высокая нестабильность параметров элементов и сложность настройки в процессе производства.

1.2 Энергопреобразующий комплекс системы электропитания платформы Alhabus (Франция, Италия, Германия)

Внешний вид ЭПК платформы Alhabus представлен на рисунке 1.7, а его структурная схема приведена на рисунке 1.8 [21]. ЭПК реализует три выходные шины: одна 100 В и две по 50 В. Строится по модульному принципу и состоит из силового модуля (*Power Modules*), центрального модуля (*Central module*) и вторичного регулятора напряжения (*Second Bus Voltage Regulator (SBVR)*). Каждый силовой модуль конструктивно объединяет в себе РС (*Array Switch Regulator (ASR)*), работающий по алгоритму S3R, и РУ (*Battery discharge regulator (BDR)*). В центральном модуле реализованы: интерфейс телеметрии и команд управления, схема включения ЭПК, схема регулирования выходного напряжения и схема ЗУ. Также в центральном модуле размещен выходной фильтр, общая емкость которого составляет 2,7 мФ. Заряд АБ производится дискретным подключением БС к АБ.

ЭПК платформы Alhabus имеет две выходные шины для питания нагрузки: 100 В и 50 В.

Напряжение на выходных шинах 50 В формируют вторичные преобразователи, входы которых подключены к шине 100 В SBVR.

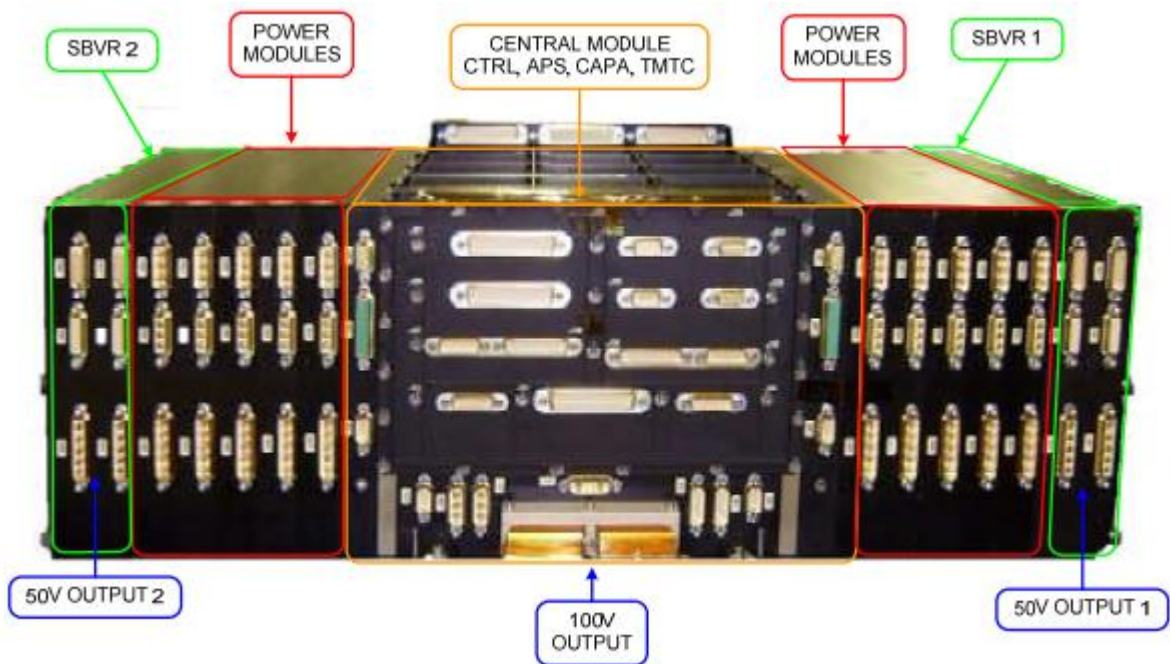


Рисунок 1.7 – Внешний вид ЭПК платформы Alhabus

Разрядные устройства, входящие в подчиненный контур регулирования тока, представляют собой источники тока, позволяющие равномерно делить ток нагрузки между параллельно включенными модулями. Общая обратная связь по выходному напряжению 100 В реализуется блоком главного усилителя ошибки (*Main error amplifier (MEA)*), который включает

в себя три независимых канала обратных связей по напряжению и элемент выбора канала (мажоритарный элемент).

ЭПК имеет дублированный (резервированный) цифровой интерфейс *MIL-STD-1553B* для приема команд управления и передачи телеметрии, размещенный в центральном модуле.

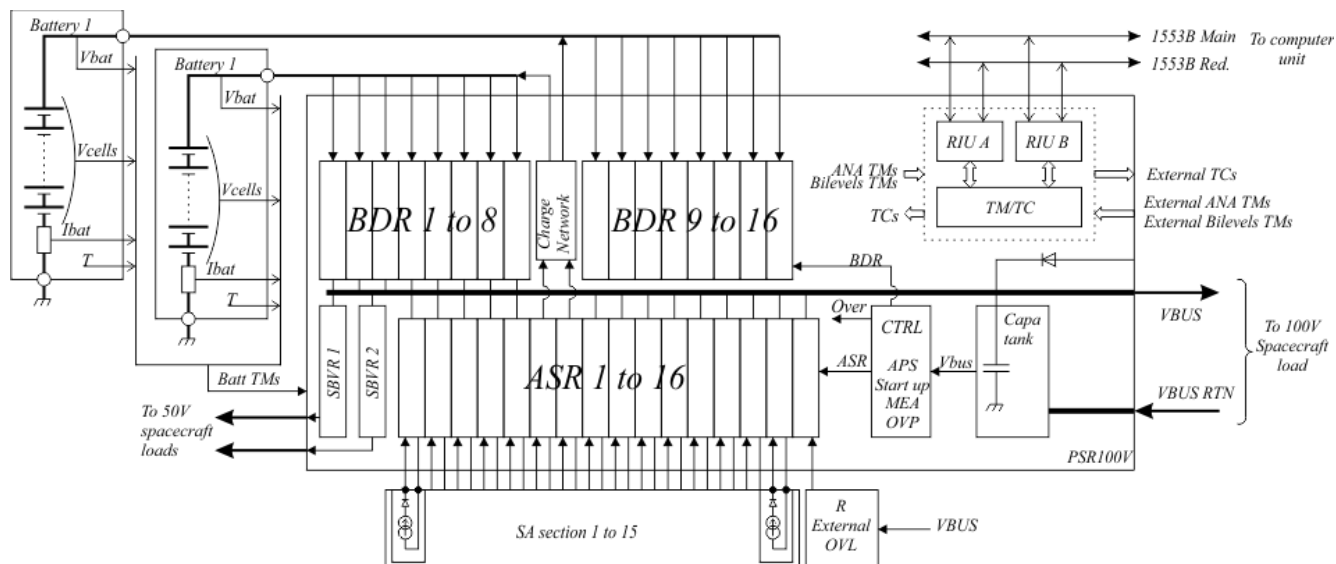


Рисунок 1.8 – Структурная схема ЭПК платформы AlphaBus

Характеристики ЭПК представлены в таблице 1.3.

Таблица 1.3 – Характеристики ЭПК платформы AlphaBus

Параметр	Значение
Выходная мощность ЭПК	5,4 – 21,6 кВт, с шагом 1,8 кВт
Напряжение выходной шины	100 В ±1 В
Типовой импеданс выходной шины	< 50 мОм
Пульсации напряжения	< 600 мВ
Регулятор солнца	S3R
Тип батареи	Li-Ion
Напряжение АБ	54 – 96 В
Ток заряда АБ	до 40 А
КПД	РС > 98,8% Разряд АБ > 97%
Конструктивные характеристики для выходной мощности 20,3 кВт	
Масса	54,5 кг
Размеры	750x247x348мм
Удельная мощность	372 Вт/кг; 315 Вт/л

Все РС работают по алгоритму *S3R* [22], а заряд АБ осуществляется от выделенных БС. Таким образом, в ЭПК в ключевом высокочастотном режиме работают только РУ. Внешний вид силового модуля ЭПК, объединяющего каналы РС и РУ, представлен на рисунке 1.9. В силовом модуле заложена неравная установленная мощность каналов РС и РУ, предельная мощность канала РС составляет 2,08 кВт, а канала РУ – 1,35 кВт.



Рисунок 1.9 – Внешний вид силового модуля ЭПК платформы Alphasbus

На рисунке 1.10 приведена функциональная схема РУ. Детальное описание РУ приведено в [23]. Из схемы видно, что в качестве силового преобразователя используется схема Вейнберга. Подчиненный контур регулирования организован по мгновенному току (*peak current control*), что не позволяет точно контролировать ток разряда АБ и выравнять ток между параллельно работающими РУ. В силовом модуле присутствует часть емкости выходного фильтра.

В работе [21] приведены частотные характеристики (ЧХ) разомкнутого контура регулирования напряжения (рисунок 1.11), из которых следует, что частота единичного усиления составляет 4 кГц, а запас по фазе примерно 90°. Данные значения являются важными характеристиками, определяющими динамические свойства ЭПК.

ЭПК платформы Alphasbus реализует структуру ЭПК со стабилизированным напряжением на шине с параллельно-последовательным преобразованием энергии. Количество различных конструктивных модулей значительно меньше, чем в ЭПК платформы AlphaBus за счет совмещения РС и РУ в одном силовом модуле, а ЗУ, выходного фильтра и контроллера в

центральном модуле. Однако такое решение уменьшает гибкость выбора оптимального количества модулей и их сочетания при создании ЭПК для конкретной миссии.

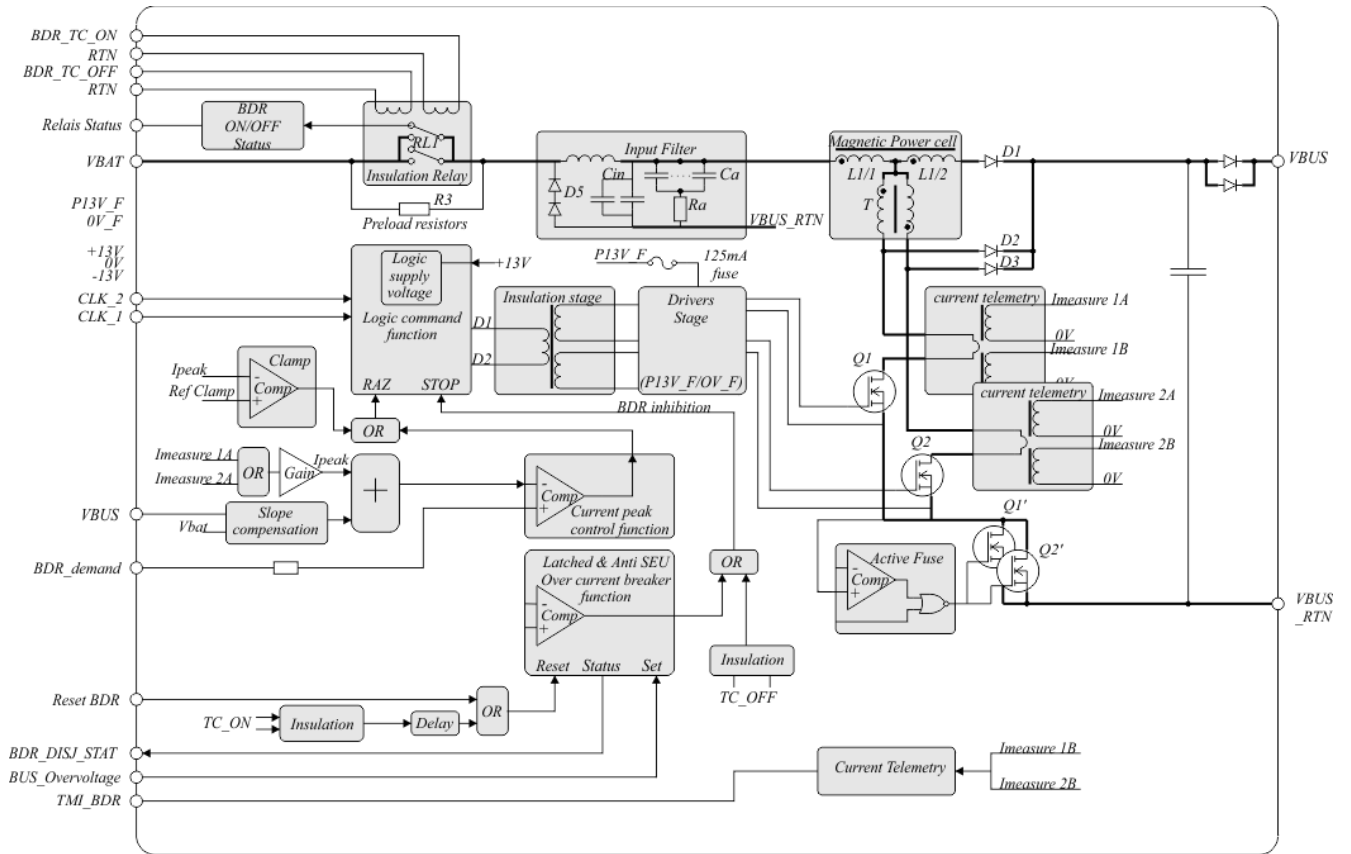


Рисунок 1.10 – Функциональная схема РУ ЭПК платформы AlphaBus

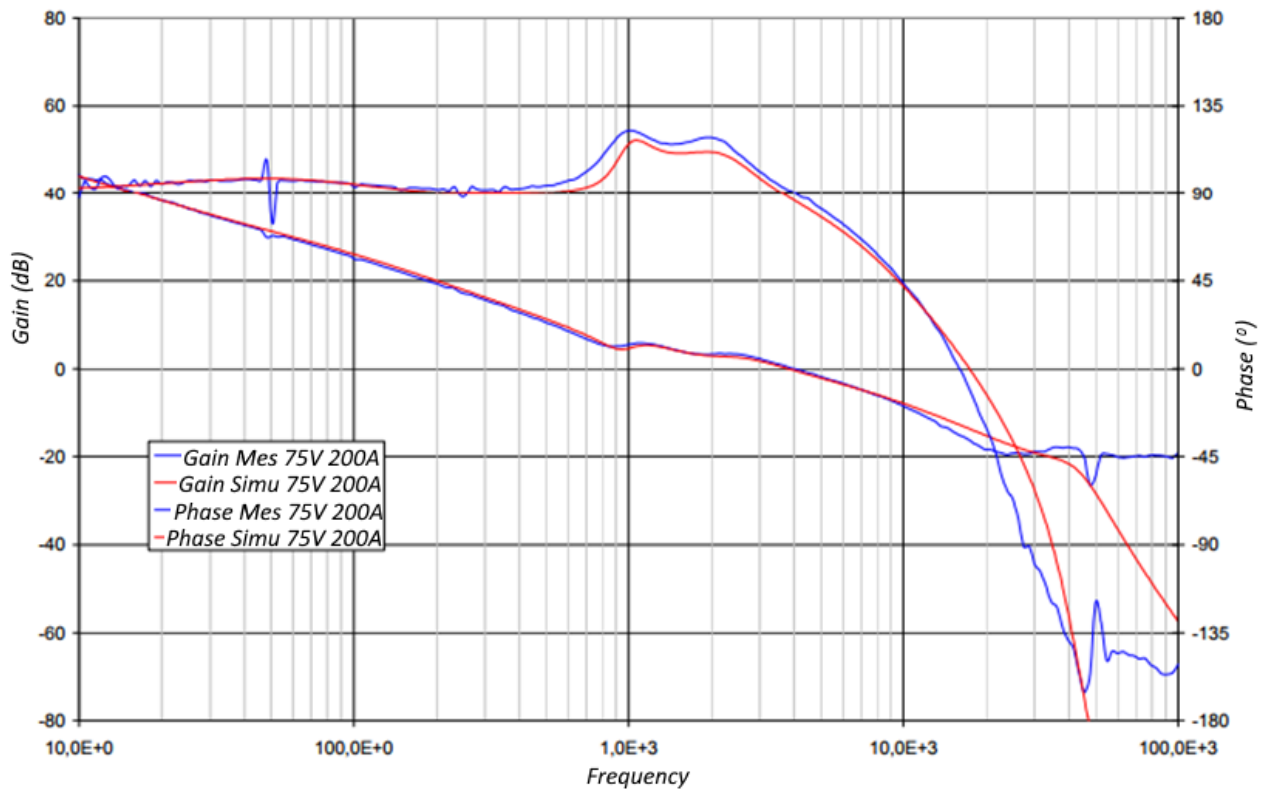


Рисунок 1.11 – ЧХ разомкнутой обратной связи по напряжению ЭПК платформы AlphaBus

ЭПК платформы Alhabus имеет такие же недостатки, как и ЭПК платформы SpaceBUS 4000.

Кроме того, в ЭПК платформы Alhabus дополнительно можно выделить следующие недостатки:

- в центральном модуле размещен емкостной выходной фильтр ЭПК, рассчитанный на построение ЭПК с максимальной выходной мощностью, изменение емкости выходного фильтра, в зависимости от выходной мощности, не предполагается, что ведет к снижению удельных характеристик ЭПК для СЭП с выходной мощностью ниже максимальной;

- алгоритм управления РС *S3R* предполагает ограничение верхней частоты переключения силовых ключей, что ведет к увеличению инерционности контура регулирования напряжения в режиме работы от БС и, как следствие, к завышению емкости выходного фильтра для обеспечения требуемого выходного импеданса и снижения пульсаций выходного напряжения;

- реализация подчиненного контура регулирования по мгновенному току в канале РУ не позволяет точно выравнять токи разряда между параллельно работающими РУ, что приводит к неравномерной тепловой нагрузке силовых преобразователей и неравномерному разряду АБ. Реализация цифровой СУ с подчиненным контуром управления по мгновенному току предполагает дополнительное преобразование цифрового сигнала в аналоговый и использование внешнего компаратора.

1.3 Электропреобразующий комплекс системы электропитания платформы Boeing 702 (США)

Внешний вид ЭПК платформы Boeing 702 представлен на рисунке 1.12, а его структурная схема приведена на рисунке 1.13 [24].

ЭПК выполнен также по модульной структуре, содержит один двухканальный модуль ЗУ (*BCC Module*) и семь силовых модулей (*BVC Module*), в которых конструктивно совмещены РУ и РС. Регуляторы солнца работают по алгоритму *S3R*. Для формирования выхода низковольтной шины 30 В в ЭПК используется низковольтный энергопреобразующий модуль (*LVC Module*), состоящий из двух каналов.

Сигнал управления всеми модулями формируется от главного усилителя ошибки (*MEA*). ЭПК платформы Boeing 702 реализует структуру ЭПК со стабилизированным напряжением на шине с параллельным преобразованием энергии.

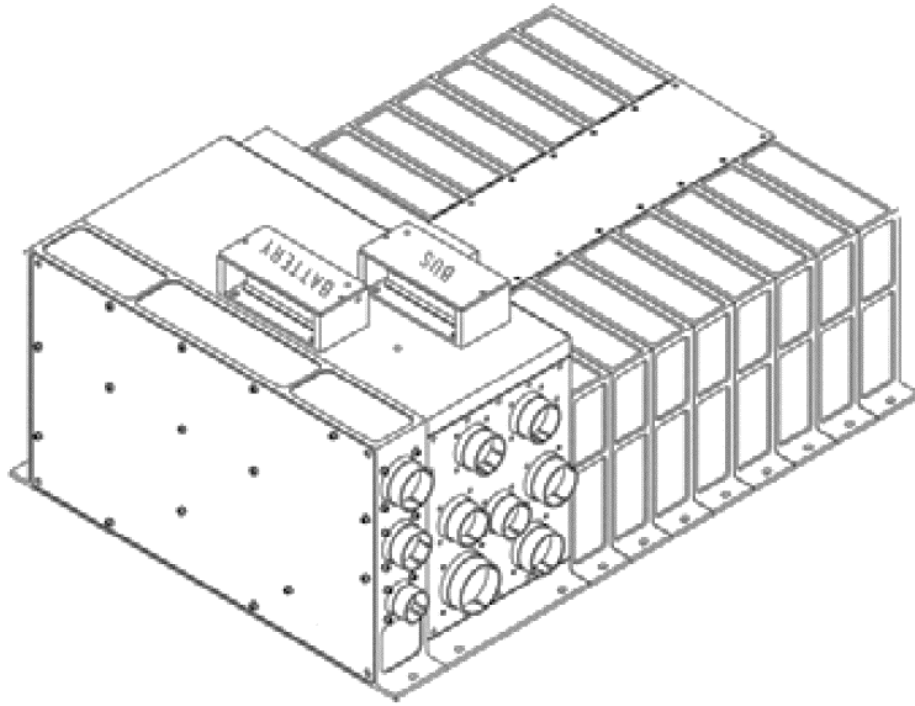


Рисунок 1.12 – Внешний вид Boeing 702

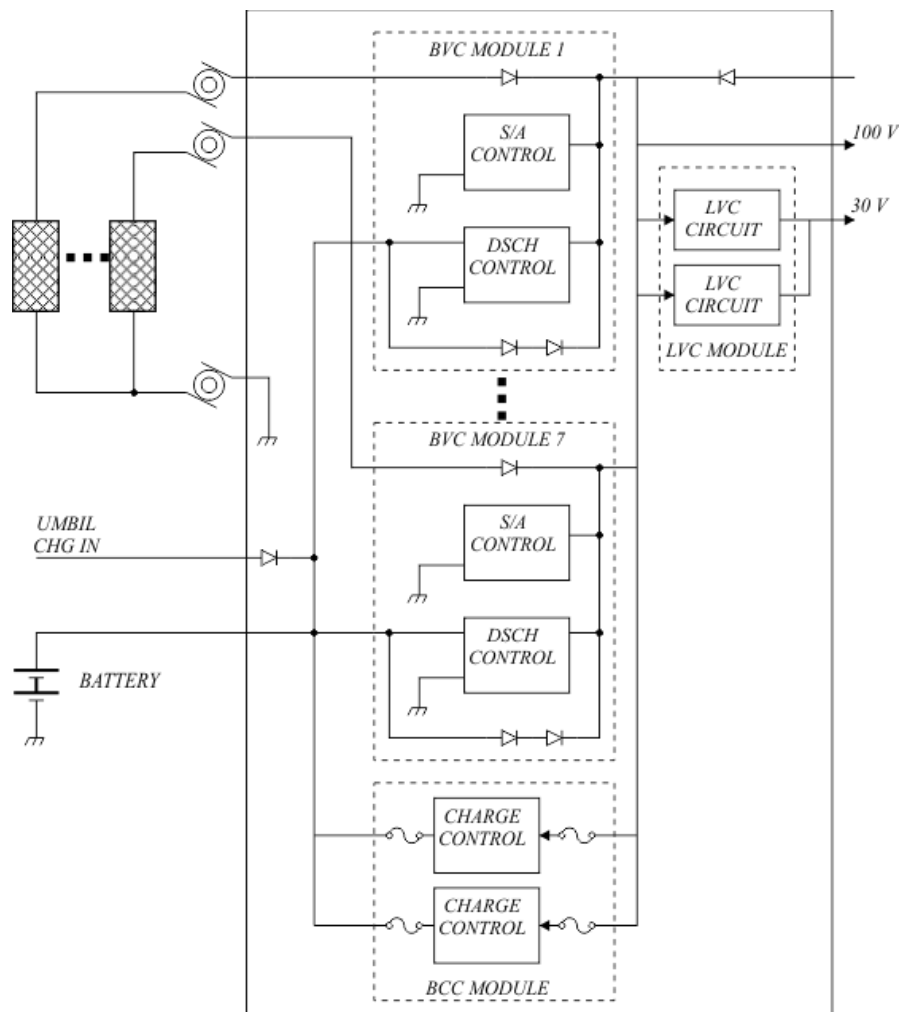


Рисунок 1.13 – Структурная схема ЭПК Boeing 702

Информации по ЭПК платформы Boeing 702 найдено мало. Можно предположить, что управление ЭПК платформы Boeing 702 реализовано подобно ЭПК платформы SpaceBus 4000 и Alphabus.

Также есть упоминание о главном усилителе ошибки, который выдает управляющий сигнал для всех модулей ЭПК. Данный ЭПК разработан в 1997 г., поэтому можно предположить, что система управления стабилизацией выходного напряжения реализована на аналоговой элементной базе.

1.4 Энергопреобразующий комплекс системы электропитания платформы A2100AX (США)

Структурная схема СЭП платформы A2100AX приведена на рисунке 1.14 [25, 26]. ЭПК платформы A2100AX (*Power Regulation Unit (PRU)*) состоит из 12 блоков РС (*Sollar Array Shunt (SAS)*), двунаправленных импульсных транзисторных преобразователей зарядно-разрядных устройств (ЗРУ) (*Bidirectional Power Converter (BPC)*) и шины 70 В.

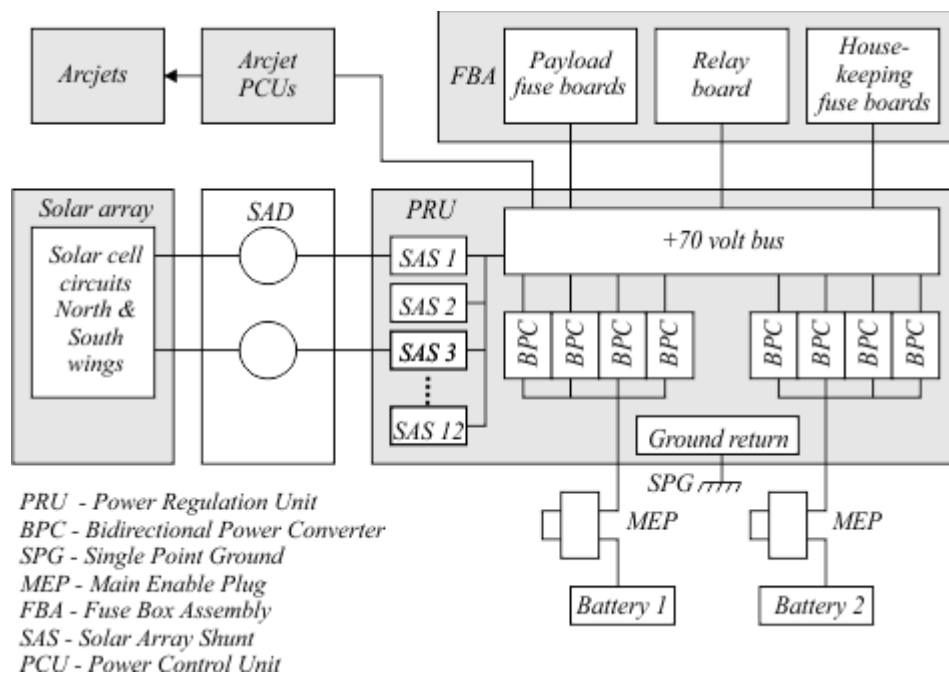


Рисунок 1.14 – Структурная схема СЭП A2100AX

По структурной схеме СЭП также наблюдается модульность реализации ЭПК, что позволяет масштабировать СЭП под нужды КА. ЭПК платформы A2100AX реализует структуру ЭПК со стабилизированным напряжением на шине с параллельным преобразованием энергии.

В научных публикациях и открытом техническом описании ЭПК A2100AX информации о реализации СУ и силовых преобразователей не приводится. Год создания ЭПК – 1993, это говорит о том, что система управления также реализована на аналоговой элементной базе.

1.5 Энергопреобразующий комплекс системы электропитания платформы SS/L 1300 (США)

Внешний вид ЭПК и структурная схема «супер» СЭП платформы SS/L 1300 приведены на рисунках 1.15 и 1.16 соответственно [27]. ЭПК состоит из пяти типов модулей: модуля РС (*SSU*), модуля РУ, низковольтного преобразователя (*LVC*), модуля ввода-вывода (*I/O*) и модуля усилителя ошибки (*E/A*). В случае применения *Li*-ионных батарей используется модуль контроля батареи (*BCU*). СЭП платформы SS/L 1300 реализует две 100-вольтовые шины, строится по модульной структуре. Мощность СЭП определяется количеством одинаковых элементов (количество элементов на структурной схеме показано в скобках).

Каждый модуль РУ состоит из двух импульсных преобразователей общей мощностью 1100 Вт. Импульсные преобразователи за счет подчиненной обратной связи по току являются источниками тока, что позволяет равномерно распределить между ними ток нагрузки. В преобразователях также используется схема Вейнберга.

ЭПК может содержать до четырех модулей РС (*SSU*), каждый модуль имеет возможность подключения двенадцати БС. Для регулирования энергии, поступающей от БС в нагрузку, используется схема высокочастотного шунтового преобразователя с синхронным выпрямителем.

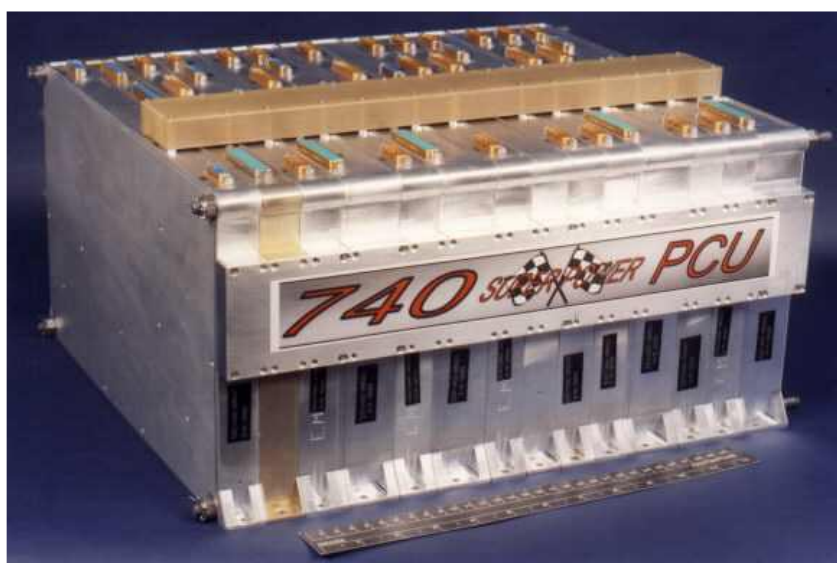


Рисунок 1.15 – Внешний вид ЭПК платформы SS/L 1300

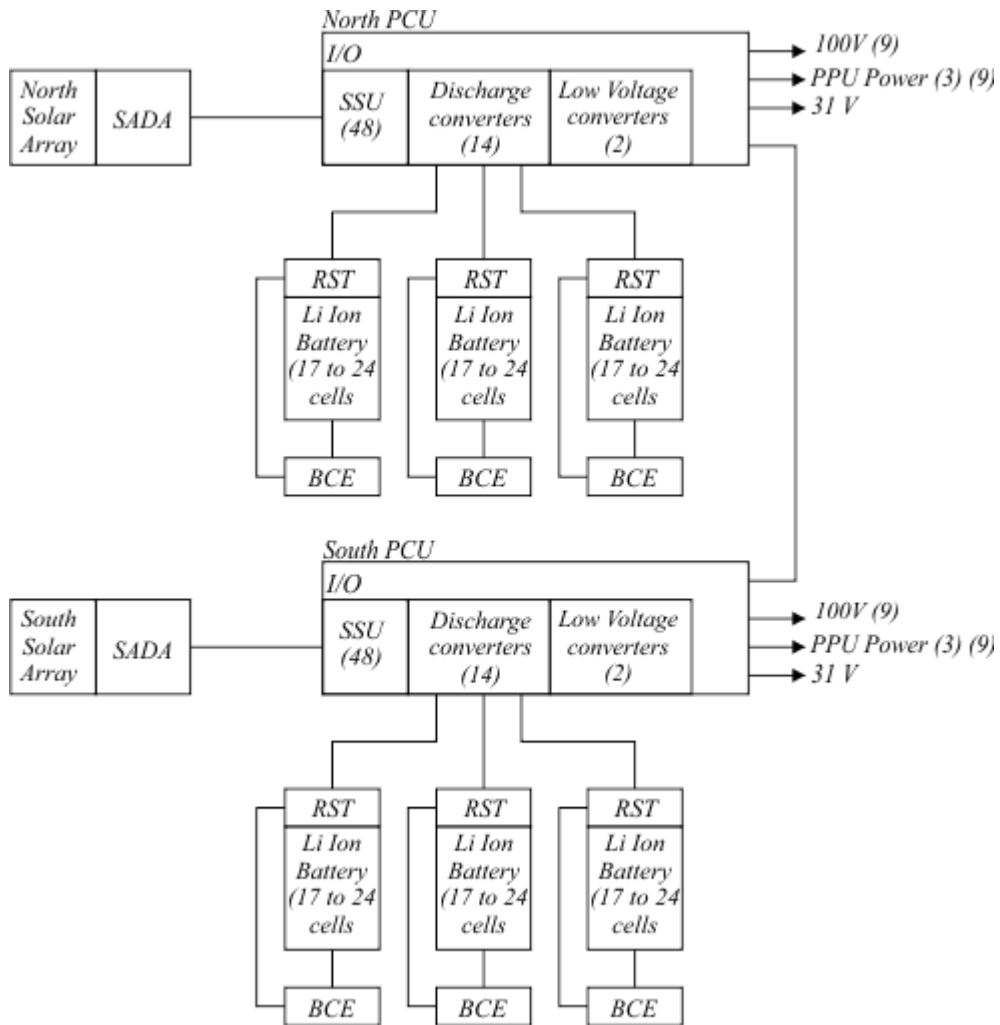


Рисунок 1.16 – Структурная сема СЭП SS/L 1300

Модуль усилителя ошибки (*E/A*) является основным управляющим элементом ЭПК. В нем размещен главный усилитель ошибки (*MEA*), выходной сигнал которого поступает на все силовые модули ЭПК. Отличием этого ЭПК от рассмотренных выше является то, что главный усилитель ошибки вынесен в отдельный модуль.

Модуль ввода-вывода (*I/O*) обеспечивает связь между ЭПК и бортовым комплексом управления (БКУ). Все команды и управляющие входы перенаправляются в отдельные модули ЭПК, что косвенно говорит о том, что в модулях присутствуют элементы цифрового управления. Кроме того, модуль ввода-вывода (*I/O*) собирает телеметрическую информацию о модулях ЭПК и отправляет в БКУ.

Модуль ввода-вывода (*I/O*) и модуль усилителя ошибки (*E/A*) соединены со всеми модулями ЭПК по внутреннему интерфейсу связи, выполненному гибким кабелем.

ЭПК космической платформы SS/L 1300 обладает схожим управлением и набором модулей, как и ЭПК космической платформы SpaceBus 4000. Все перечисленные достоинства и недостатки ЭПК платформы SpaceBus 4000 присущи и ЭПК SS/L 1300. Можно отметить, что

количество разнообразных модулей увеличено, что является его дополнительным недостатком. Кроме того, ничего не сказано о централизованном выходном фильтре. Вероятно, выходной силовой фильтр распределен по силовым модулям, а это можно считать положительной стороной данного ЭПК.

1.6 Энергопреобразующий комплекс системы электропитания платформы Дунфан Хун-4 (Китай)

Структурная схема СЭП платформы Дунфан Хун-4 (DFH-4) представлена на рисунке 1.17 [28]. Энергопреобразующий комплекс DFH-4 также реализует модульный принцип построения, а по своей структуре и реализации силовых модулей похож на ЭПК СЭП платформы SpaceBus 4000.

При описании ЭПК выделено, что выходной емкостной фильтр реализован на самовосстанавливающихся конденсаторах, что позволяет исключить неисправность короткого замыкания выходной шины при пробое одного из конденсаторов. Главный усилитель ошибки рассчитан на один отказ. Модули разряда АБ работают в параллель и обеспечивают горячее резервирование, а резервирование модулей заряда обеспечивается холодным резервированием.

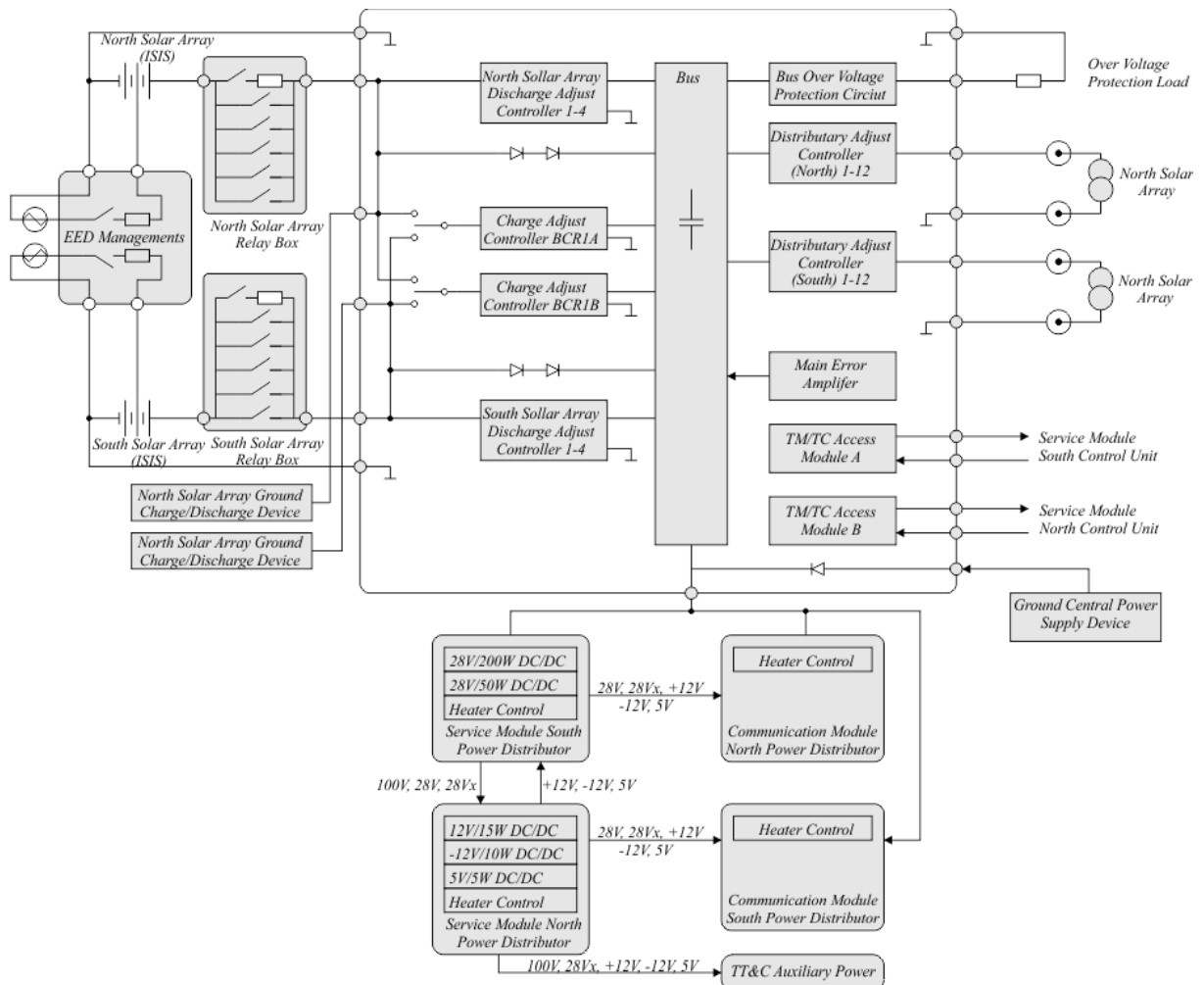


Рисунок 1.17 – Структурная схема СЭП платформы Дунфан Хун-4

Так как DFH-4 имеет схожую структуру ЭПК, что и ЭПК платформы SpaceBus 4000, то достоинства и недостатки данных ЭПК одинаковы.

1.7 Высоковольтный энергопреобразующий комплекс производства АО «НПЦ «Полус»

Одним из важнейших направлений деятельности АО «НПЦ «Полус» является разработка энергопреобразующих комплексов для различных СЭП КА, что подтверждается публикационной активностью сотрудников предприятия по данной тематике. В активе предприятия есть ЭПК как для низкоорбитальных КА с низковольтным напряжением выходной шины, так и для КА, размещаемых на геостационарных орбитах с высоковольтным напряжением выходной шины. На рисунке 1.18 представлен внешний вид ЭПК КАС 17М122.03.



Рисунок 1.18 – Энергопреобразующий комплекс КАС 17М122.03

ЭПК, разработанные АО «НПЦ «Полус», реализуют структуру со стабилизированным напряжением на шине с параллельно-последовательным преобразованием энергии [29, 6], (см. рисунок 1.4,в). Разработчики создали уникальную структуру системы управления, обеспечивающую организацию требуемой последовательности работы энергопреобразующих устройств ЭПК [30, 31, 32], которая отличается от решения [28, 25]. Характерной чертой системы управления, принятой в АО «НПЦ «Полус», является то, что каждый канал РС (N) имеет два выходных сигнала $Y1$ и $Y2$ для подключения к системам управления каналов, расположенных ниже КРС ($N-1$) и выше КРС ($N+1$)-уровня (в очередности) работы этого канала соответственно. При этом в зоне работы соответствующего канала КРС (N) сигналом $Y1$ смещается уровень регулирования системы управления канала КРС ($N-1$), расположенный ниже уровня, таким образом, чтобы силовые ключи КРС ($N-1$) были полностью замкнуты и соответствующая солнечная батарея была подключена к нагрузке. Сигналом $Y2$ смещается уровень регулирования системы управления канала КРС ($N+1$), расположенного выше в очередности подключения,

таким образом, чтобы силовые ключи канала КРС ($N+1$) были полностью разомкнуты и соответствующая солнечная батарея была отключена от нагрузки. В представленной структурной схеме СУ [31] используется нерезервированный источник опорного напряжения, что является ее недостатком. В указанных работах [30, 31, 32] ничего не говорится о резервировании источника опорного напряжения. Кроме того, выход из строя СУ одного из каналов может привести к неверному смещению уровня регулирования другого канала, что может явиться причиной неправильной работы сразу двух каналов РС.

Оригинальным решением является реализация компенсации статической ошибки в контуре стабилизации выходного напряжения за счет демодулированного сигнала широтно-импульсного модулятора [33, 34, 32]. В предлагаемом решении широтно-импульсный модулятор охвачен контуром положительной обратной связи. В цепи обратной связи установлен фильтр нижних частот, который авторы называют демодулятором. За счет внутренней положительной обратной связи получается изодромное звено, которое содержит передаточное звено интегратора, и соответственно система автоматического регулирования приобретает астатизм первого порядка. Однако при отклонении параметров демодулятора или широтно-импульсного модулятора за счет внешних условий полученное изодромное звено может превратиться в более сложное звено, не содержащее звено интегратора, что приведет к потере астатизма системы.

1.8 Энергопреобразующий комплекс с резервированной цифровой системой управления

Проведенный обзор ЭПК для геостационарных телекоммуникационных спутников показал, что на текущий момент в ЭПК для реализации контура стабилизации выходного напряжения и управления регуляторами напряжения применяются аналоговые системы управления СУ. Для приема команд управления и формирования телеметрической информации используется цифровое управление. Далее под аналоговой СУ ЭПК будем подразумевать именно такие СУ с «комбинированным» управлением. Однако на современном этапе развития в системах электропитания бытового и промышленного применения уже получили распространение СУ с прямым цифровым управлением. Рост степени интеграции в микропроцессорной технике и переход от микропроцессоров к микроконтроллерам с встроенным набором специализированных периферийных устройств сделали необратимой тенденцию массовой замены аналоговых систем управления системами прямого цифрового управления. Под цифровой СУ будем понимать такую СУ, в которой задатчики и контуры обратных связей реализованы в цифровом виде. Для энергопреобразующих устройств это решение подразумевает реализацию широтно-импульсного модулятора и алгоритма коммутации силовых ключей цифровыми схемами и цифровой

программно-аппаратной обработкой сигналов обратных связей по напряжению и току. Такие цифровые СУ с мощными источниками питания [35], частотными преобразователями, системами электроприводов [36, 37] реализуются на основе *DSP*-контроллеров и программируемых логических интегральных схем. Из работы [9] следует, что за рубежом также ведутся работы по реализации цифровых СУ в ЭПК.

Сравнение цифровых и аналоговых СУ силовыми преобразователями приводится в работах [38, 39, 40, 41], а сравнение СУ для ЭПК КА – в работе [42]. В этих работах утверждается, что применение цифровых СУ в устройствах приводит к снижению габаритных размеров, появлению новых возможностей программирования и удаленного изменения программы, а также к возможности изменения структуры без изменения аппаратной части, смены режимов работы, снижения отклонения параметров от номинальных значений, формирования данных телеметрии, увеличения надежности. Причем под новыми возможностями программирования автор [40] подразумевает возможность реализации более сложных алгоритмов управления, например реализацию адаптивных алгоритмов, реагирующих на изменение внешних параметров источников питающего напряжения [43]. Однако замена аналоговых СУ на цифровые приводит к снижению таких показателей, как прецизионная точность [44], быстродействие. Энергопреобразующий комплекс не является прецизионным устройством, поэтому незначительное снижение точности цифровых СУ не ведет к снижению точности ЭПК и, следовательно, не может являться ограничивающим фактором перехода на цифровую СУ. Ключевым негативным фактором для ЭПК является снижение быстродействия цифровых СУ, связанное с задержками, возникающими в контурах отрицательных обратных связей, которые определяются конечной скоростью проведения вычислительных операций и передачи информации, а также способами реализации импульсной модуляции для управления силовыми преобразователями [45]. Снижение быстродействия СУ в связи с ухудшением динамических показателей контуров отрицательных обратных связей ведет к увеличению габаритных размеров импульсных преобразователей за счет увеличения выходного фильтра. Поэтому задаче повышения быстродействия цифровой СУ будет уделено должное внимание в процессе проектирования цифровой СУ.

Космическая отрасль, являясь лидером в научно-технической сфере, достаточно консервативна, что связано с высокими рисками, возникающими при применении новых, еще непроверенных временем решений. Высоковольтные ЭПК спутниковых платформ с аналоговой СУ выпускаются с начала 90-х годов прошлого века, технология их производства хорошо отработана, а переход от ЭПК с аналоговой СУ к ЭПК с цифровой СУ несомненно потребует больших финансовых затрат не только на разработку нового ЭПК, но и на реорганизацию самого производства. Поэтому для принятия решения о переходе к цифровым СУ необходимо

четкое и ясное понимание целей этого перехода и возможности достижения новых результатов. Такими целями являются: повышение технических характеристик, появление новых важных функциональных возможностей и снижение себестоимости производства ЭПК.

Разберем более внимательно третью цель – снижение себестоимости производства ЭПК. Если первые две цели очевидны для аэрокосмической отрасли, то последняя требует дополнительного пояснения. Снижение себестоимости за счет повышения технологичности и повторяемости не представлялось существенным фактором для принятия решения о переходе к новым ЭПК с цифровой СУ, так как производство спутников было единичным. Средний срок производства спутника для геостационарной орбиты составлял 2–3 года, а затраты на разработку и организацию производства новых ЭПК с цифровым управлением являлись бы несоизмеримо большими по отношению к получаемому экономическому эффекту.

Однако сейчас, в связи с резким ростом интереса к широкополосному спутниковому доступу к Интернету, на орбите Земли будут функционировать десятки тысяч спутников, для которых необходимо ежегодно проводить ротацию. Можно сказать, что производство спутников перешло из единичного типа производства в крупносерийное, для которого технологичность и повторяемость являются первостепенными задачами. По данным компании SpaceX, ее группировка на 2022 год насчитывает 4408 спутников [46]. А в 2019 году компания SpaceX подала заявку на размещение 30 тысяч спутников второго поколения. Производственные мощности компании позволяют производить 120 спутников в месяц. Кроме компании SpaceX, на этом рынке присутствуют компании OneWeb, Telesat, LeoSat и Amazon. Поэтому снижение затрат на производство КА на текущий момент – это одна из ключевых задач аэрокосмической отрасли, которая может ускорить переход к новым ЭПК с цифровыми СУ. Необходимо, используя возможности цифровых СУ, реализовать такую структуру СУ, которая позволит добиться ключевой цели перехода к новым ЭПК. При этом их быстродействие и точность, а также динамические характеристики необходимо оставить, по крайней мере, на прежнем уровне.

Приведенный обзор показал, что большинство производителей платформ для средних и тяжелых спутников (SpaceBus 4000, Boeing 702, A2100AX, SS/L 1300, DFH-4) используют структуры высоковольтных ЭПК с параллельным преобразованием энергии и аналоговой системой управления, которые создаются примерно по одинаковой структурной схеме системы автоматического регулирования (САР), показанной на рисунке 1.19. Система автоматического регулирования ЭПК с аналоговой СУ содержит N каналов преобразования энергии (КПЭ), выходной фильтр (ВФ) и главный усилитель ошибки (ГУО (МЕА)). Каналы преобразования энергии КПЭ1–КПЭ N могут реализовывать функцию РУ, ЗУ и РС в зависимости от того, к какому из входных источников питания они подключены. На приведенной схеме они показаны в общем виде. Для параллельно работающих каналов ЗУ и РУ необходимо обеспечить

равномерное распределение тока нагрузки между каналами, это можно, если реализовать каналы в виде источников тока, поэтому на представленной схеме ЭПК импульсные преобразователи напряжения параллельных КПЭ охвачены обратными связями по току, для чего используются датчик тока ДТ, сумматор С1 и корректирующее звено по току КЗток. Обратная связь по току является необязательной, например, в случае использования схемы шунтового преобразователя в импульсном преобразователе ИПН канала РС, если он работает на токовой ветви вольт-амперной характеристики солнечной батареи. Во все каналы преобразования энергии включены буферные усилители БУ, которые обеспечивают заданный алгоритм (последовательность) функционирования каждого канала преобразования энергии в соответствии с его назначением. Алгоритм функционирования каналов преобразования энергии будет описан в следующих разделах.

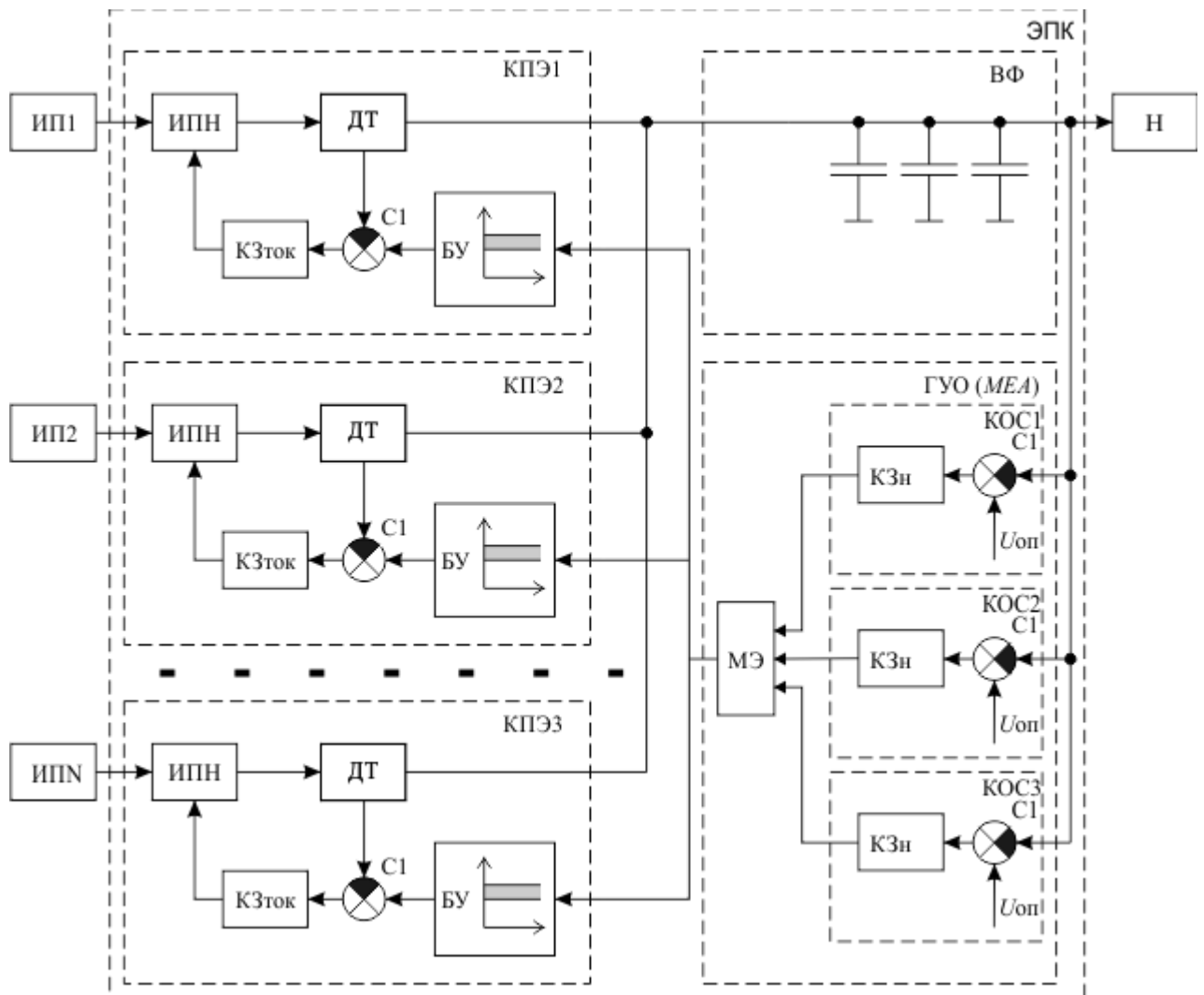


Рисунок 1.19 – Структурная схема САР ЭПК с аналоговой системой управления

Выходы всех каналов преобразования энергии, которые являются источниками тока, подключены к входу выходного фильтра ВФ, представляющего собой батарею параллельно включенных конденсаторов. Выход фильтра ВФ является выходом ЭПК. Отрицательная обратная связь по напряжению обеспечивается резервированным главным усилителем ошибки ГУО (*МЕА*), содержащим три канала обратных связей по напряжению КОС1–КОС3, каждый из которых состоит из сумматора S_1 , источника опорного напряжения $U_{оп}$, корректирующего звена по напряжению КЗн и выходного элемента выбора МЭ, осуществляющего выбор сигнала обратной связи по одному из каналов КОС. Выбранный сигнал передается на входы буферных усилителей БУ КПЭ1–КПЭ N . Далее этот сигнал будем называть сигналом управляющего воздействия (СУВ).

В обзоре было отмечено, что узким местом с точки зрения структурной надежности САР ЭПК с аналоговой СУ является элемент выбора (МЭ). Отказ МЭ приводит к полному отказу ЭПК. Для повышения надежности аналогового МЭ применяют резервирование на уровне принципиальной схемы. Один из примеров реализации резервирования схемы МЭ, рассчитанный на отказ любого одного элемента, приведен в [47]. Разработка ЭПК, рассчитанного на два и более отказа, по этой структурной схеме не представляется возможным из-за сложности создания аналогового МЭ с количеством входов более 3 и резервированием на уровне схемы на два и более отказа.

В случае реализации цифровой системы управления для представленной выше структурной схемы САР каналы обратной связи по напряжению КОС1–КОС3 и подчиненные контура КПЭ1–КПЭ2 выполняются на отдельных цифровых интегральных схемах (контроллерах или ПЛИС). Исполнение МЭ на отдельной цифровой интегральной схеме невозможно с точки зрения надежности системы, поэтому необходимо структурно разделить МЭ.

В работе [42] показана возможность реализации ЭПК с цифровой СУ с параллельно работающими МЭ. Структурная схема САР ЭПК с резервированным МЭ и цифровой СУ приведена на рисунке 1.20.

В работе [42] был реализован ГУО (*МЕА*) с пятью каналами обратных связей по напряжению, что дополнительно повысило надежность цифровой СУ ЭПК и обеспечило его работоспособность при двух отказах СУ. При этом параллельно работающие МЭ были перенесены в каждый из каналов преобразования энергии. Каждый канал обратной связи по напряжению КОС1–КОС5 был реализован в цифровом виде на отдельном *DSP*-контроллере. Подчиненные контуры обратных связей по току, включая буферный усилитель и элементы выбора МЭ каждого канала преобразования энергии КПЭ1–КПЭ N , также выполнялись на отдельных микросхемах ПЛИС. Таким образом в СУ было использовано $N+5$ больших интегральных схем (5 *DSP*-контроллеров и N ПЛИС).

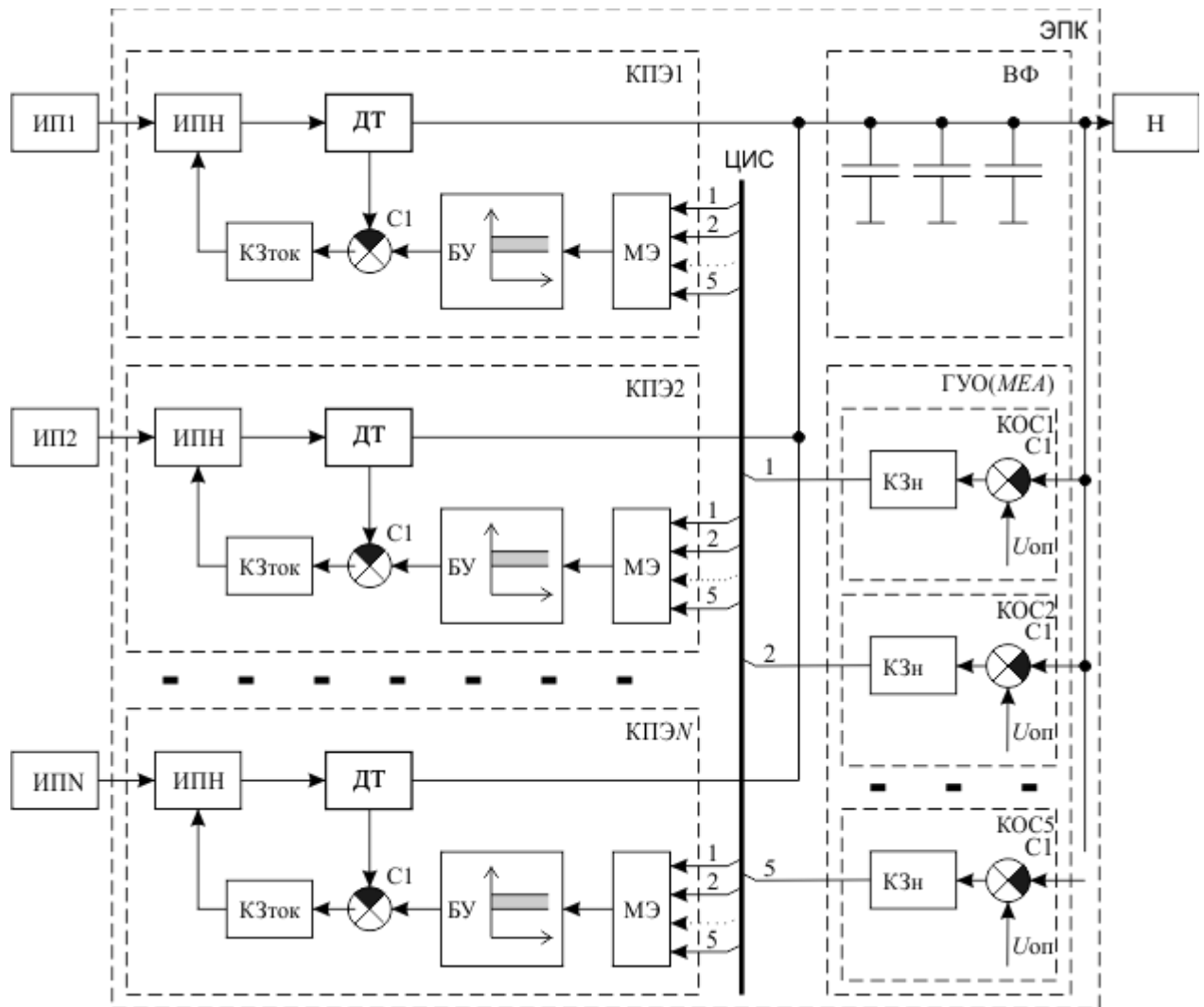


Рисунок 1.20 – Структурная схема САР ЭПК с цифровой СУ и резервированным МЭ

В структуре САР с цифровой СУ и резервированным МЭ появился еще один важный элемент, которого не было в аналоговой СУ, это цифровой интерфейс связи (ЦИС). ЦИС обеспечивает передачу сигнала управляющего воздействия от каналов обратных связей КОС1–КОС5 главного усилителя ошибки ГУО (МЕА) к каналам преобразования энергии КПЭ1–КПЭN. Обеспечение необходимого быстродействия и надежности ЦИС является одной из ключевых задач при реализации ЭПК с цифровой СУ.

По приведенной структурной схеме нами был практически реализован ЭПК с выходной мощностью 2,5 кВт, состоящий из двух силовых модулей стабилизации напряжения, модуля цифрового управления и выходного фильтра. Каждый модуль стабилизации напряжения включал в себя два канала ЗРУ и четыре канала КРС. Фотография ЭПК приведена на рисунке 1.21.

Недостатком реализованного нами ЭПК, как и ЭПК с аналоговыми системами управления, рассмотренными ранее, является наличие большого количества типов модулей: ЗУ, РУ, РС, модуль цифрового управления, выходной фильтр ВФ и ограничение по числу входов МЭ. Возрастание количества входов МЭ свыше пяти приводило к неприемлемому увеличению требуемого количества логических ячеек ПЛИС. Переход к предложенной структуре ЭПК с цифровой СУ повысил технические характеристики и расширил функциональные возможности ЭПК, но не дал предпосылок для снижения себестоимости производства.

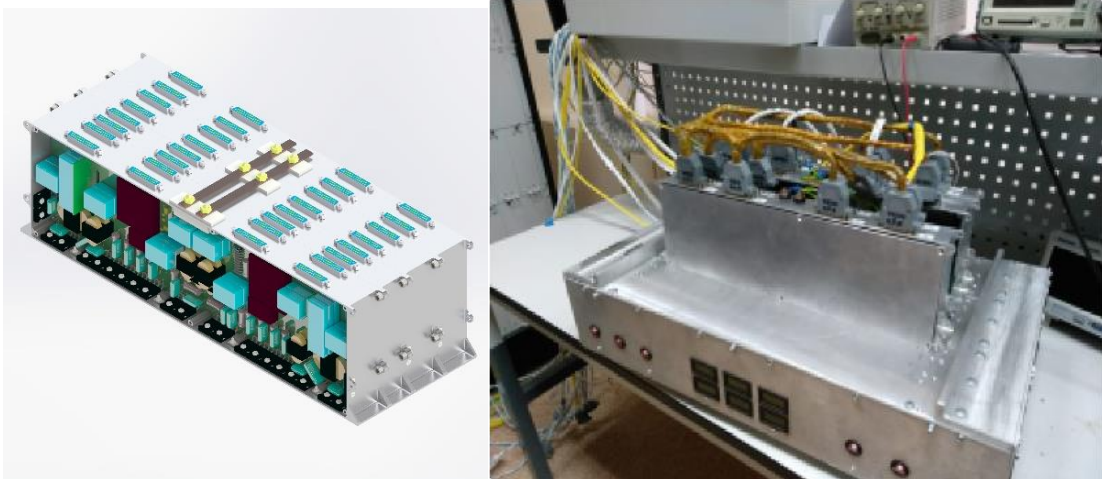


Рисунок 1.21 – ЭПК с цифровой СУ с параллельно работающими МЭ

Для снижения себестоимости производства предлагается структурная схема САР ЭПК с цифровой СУ, показанная на рисунке 1.22. Она включает в себя все блоки приведенных выше схем САР ЭПК и имеет следующие отличия, а именно: количество каналов обратных связей (КОС) равно количеству каналов преобразования энергии; модуль выходного фильтра исключен из структуры ЭПК, а конденсаторы фильтра распределены по каналам преобразования энергии. Каналы преобразования энергии на приведенной схеме представляют собой автономные преобразователи, имеющие все необходимые узлы для работы, при этом поведение канала в составе ЭПК определяется его буферным усилителем БУ и сигналами управляющего воздействия всех каналов КОС других КПЭ.

Возможно разное исполнение каналов преобразования энергии в конструктивных модулях ЭПК, например каждый модуль может реализовывать отдельный канал преобразования энергии РС, ЗУ или РУ или можно совместить несколько каналов преобразования энергии в одном модуле. Сочетание отдельных каналов преобразования энергии в одном модуле и выбор их установленной мощности для достижения максимальных удельных характеристик при заданных возможных циклограммах нагрузки на теновом и освещенном участке орбиты является сложной оптимизационной задачей.

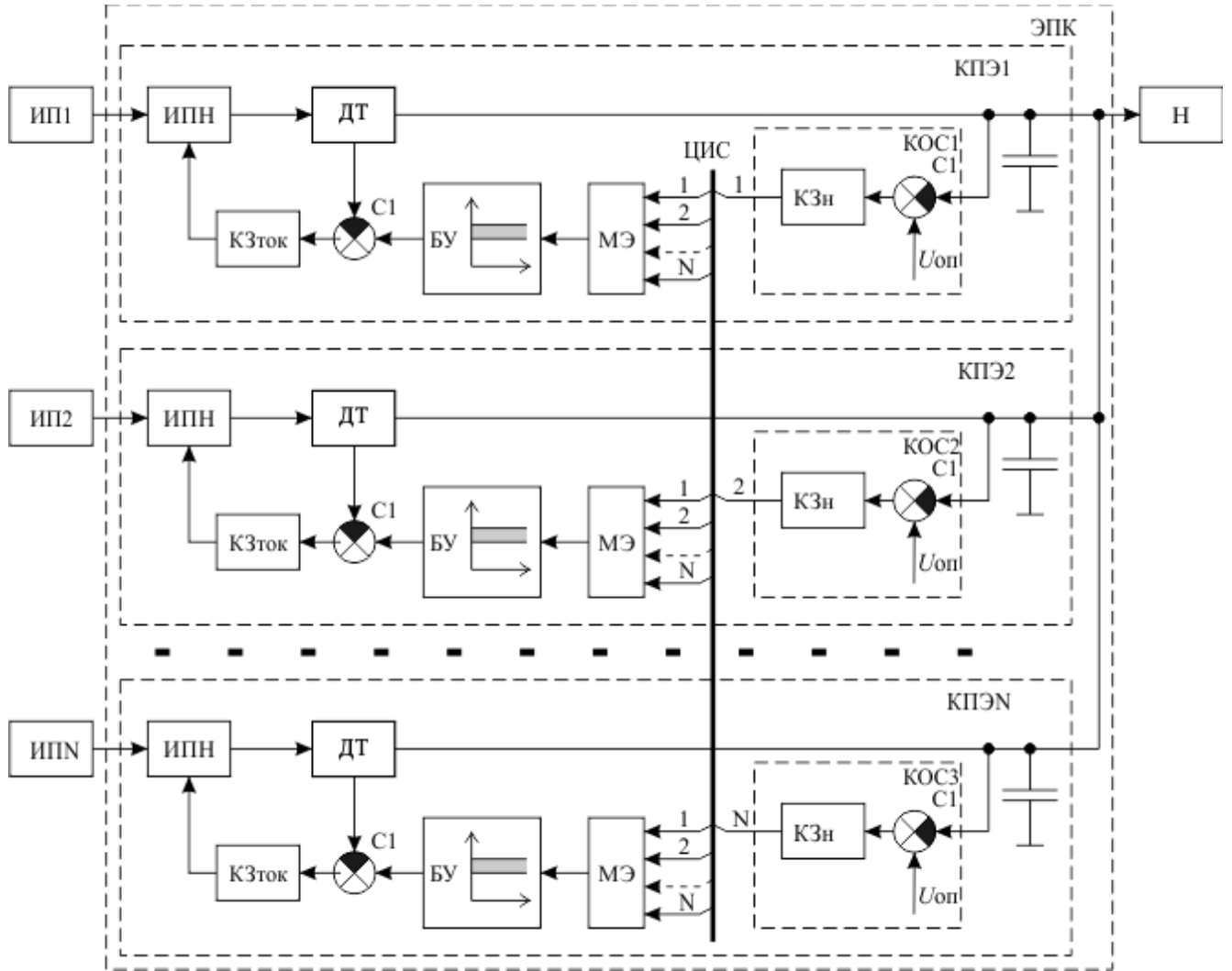


Рисунок 1.22 – Структурная схема САР ЭПК на автономных КПЭ с цифровой системой управления

Одним из вариантов решения данной задачи является создание двух типов модулей: автономного унифицированного модуля стабилизации напряжения (СН) и модуля регулятора солнца (РС). Модуль СН будет содержать в себе все три типа каналов преобразования энергии РС, ЗУ и РУ, а модуль РС только каналы преобразования энергии РС. Такое решение позволит создавать ЭПК, которые будут соответствовать требованиям неравномерности нагрузки по мощности на освещенных и теневых участках орбиты. В случае если максимальные мощности на теневом и освещенном участке орбиты совпадают, то ЭПК реализуется на основе модуля СН (МСН). В этом случае появляется возможность реализации одного канала обратной связи по напряжению на МСН.

Чтобы реализовать предлагаемую САР ЭПК на автономных унифицированных модулях СН с предельно высокими удельными характеристиками и цифровой СУ, необходимо решить следующие задачи:

- разработать полную структурную схему ЭПК с цифровой СУ на однотипных модулях, выполняющую все функции ЭПК;
- определить минимальную емкость выходного фильтра МСН;
- разработать структуру и алгоритм работы элемента выбора МЭ с количеством входов, равным количеству МСН;
- построить и исследовать имитационные модели ЭПК и его основных элементов, позволяющие детально описать и исследовать новые алгоритмы управления с точки зрения их влияния на показатели качества ЭПК;
- разработать резервированный быстродействующий цифровой интерфейс связи (ЦИС);
- практически реализовать основные узлы и блоки ЭПК с цифровым управлением.

Выводы к первой главе

1. Анализ энергопреобразующих комплексов для высоковольтных СЭП, проведенный по научно-технической литературе, показал, что в современных ЭПК применяются аналоговые системы управления. Использование элементов цифровых схем ограничивается сбором и передачей телеметрической информации.

2. Современные энергопреобразующие комплексы изготавливаются по блочно-модульному принципу построения на основе унифицированных модулей: каналов преобразования энергии АБ, РС и ЗУ, выходного фильтра и цифрового управления, что позволяет создавать ЭПК с требуемой для КА установленной мощностью. При этом увеличение количества типов унифицированных модулей приводит к увеличению издержек при производстве и настройке ЭПК.

3. Прямая замена аналоговых узлов и звеньев контура стабилизации напряжения на цифровые приведет к снижению быстродействия контура, поэтому необходим поиск новых возможностей по повышению быстродействия цифровых СУ.

4. Предлагаемая структура САР ЭПК позволяет создать ЭПК высоковольтных систем электропитания космических аппаратов на идентичных унифицированных МСН с цифровой системой управления, однако для его реализации необходимо решить задачи, сформулированные выше.

**Глава 2 Разработка структурной схемы энергопреобразующего комплекса
на основе унифицированного модуля стабилизации напряжения
с резервированием и прямым цифровым управлением
и моделирование ее основных узлов**

Структура ЭПК, предложенная в первом разделе, является, по существу, системой автоматического регулирования выходного напряжения САР ЭПК КА. Она отражает общую концепцию построения ЭПК с цифровым управлением и позволяет выполнять следующие функции, возложенные на ЭПК:

- стабилизировать напряжение на выходной шине при воздействии всех дестабилизирующих факторов, обеспечивая при этом статические и динамические показатели качества;

- обеспечивать минимальное количество циклов заряда и разряда аккумуляторных батарей и поддержание их в режиме максимально возможного заряда (для создания максимального ресурса АБ);

- обеспечивать равномерный заряд и разряд АБ;

- обеспечивать заданный ресурс аппаратной части силовых элементов ЭПК за счет выравнивания токов нагрузки через параллельно работающие каналы энергопреобразующих устройств (РУ и ЗУ);

- обеспечивать отказоустойчивость за счет структурного резервирования необходимых узлов и блоков.

Однако полная структура ЭПК, кроме этих перечисленных функций, должна выполнять еще и другие, не менее важные системные функции, такие как:

- передача телеметрии БКУ и прием команд управления от БКУ;

- выполнение телекоманд включения и отключения ЭПК;

- синхронизация работы силовых преобразователей ЭПК.

Поэтому структура САР ЭПК должна быть расширена за счет дополнительных узлов и блоков, обеспечивающих выполнение указанных функций, и усложнена за счет появления новых связей между блоками и узлами. Кроме того, необходимо разработать управление полной структурой, не нарушающее алгоритмы управления САР ЭПК и не ухудшающее ее основные характеристики, позволяющее реализовать структуру ЭПК на унифицированных модулях, которые дают возможность создать предпосылки для снижения себестоимости производства ЭПК.

2.1 Полная структурная схема энергопреобразующего комплекса на основе автономных унифицированных модулей стабилизации напряжения с цифровой системой управления и алгоритмы ее функционирования

Общая структурная схема ЭПК на основе автономных унифицированных модулей стабилизации напряжения (рисунок 2.1) состоит из N одинаковых унифицированных модулей МСН1–МСН N , шины управления ШУ и силовой шины СШ. Шина управления и силовая шина объединяют между собой все N модулей МСН, входящих в состав ЭПК. Шина управления предназначена для информационного обмена модулей МСН между собой, а силовая шина соединяет силовые выходы МСН между собой и подключает их к нагрузке. Число N модулей МСН определяется выходной мощностью нагрузки СЭП конкретного КА и заданным уровнем резервирования. В пределе ЭПК может состоять из одного МСН, при этом выходная мощность ЭПК и его уровень резервирования будут минимально возможными, что будет соответствовать мощности одного модуля без резервирования. Каждый МСН содержит силовые разъемы для подключения АБ, БС и нагрузки N , информационные разъемы для получения телекоманд от бортового комплекса управления БКУ КА и передачи телеметрии БКУ, а также информационный разъем для подключения ШУ.

Поскольку ЭПК является центральной частью СЭП, объединяющей все ее функциональные узлы, то для полного понимания структурной схемы ЭПК и описания принципа его работы структурная схема ЭПК на основе автономных унифицированных модулей представлена в составе СЭП с подключенной нагрузкой и входными источниками питания (см. рисунок 2.1). Модули стабилизации напряжения показаны обобщенно, чтобы описать работу ЭПК во всех режимах. Выделены все каналы преобразования энергии, что позволяет более детально описать работу схемы. Практически реализованная структура ЭПК приведена на рисунке 2.2. Она отличается тем, что каналы КЗУ и КРУ совмещены в одном канале КЗРУ, выполняющем функцию разрядного и зарядного устройства, а количество каналов КРС увеличено до двух, что дополнительно повышает эффективность энергопреобразующих устройств. Совмещение КЗУ и КРУ производится за счет применения двунаправленного (реверсивного) импульсного преобразователя, что дополнительно повышает удельные характеристики МСН.

Обобщенная структурная схема МСН содержит ИПСН – источник питания собственных нужд, отвечающий также за выполнение телекоманд на включение и отключение ЭПК (ТКВклЭПК/ТКОтклЭПК); канал преобразования энергии разрядным устройством КРУ; канал преобразования энергии зарядным устройством КЗУ; канал преобразования энергии регулятором солнечной батареи КРС.

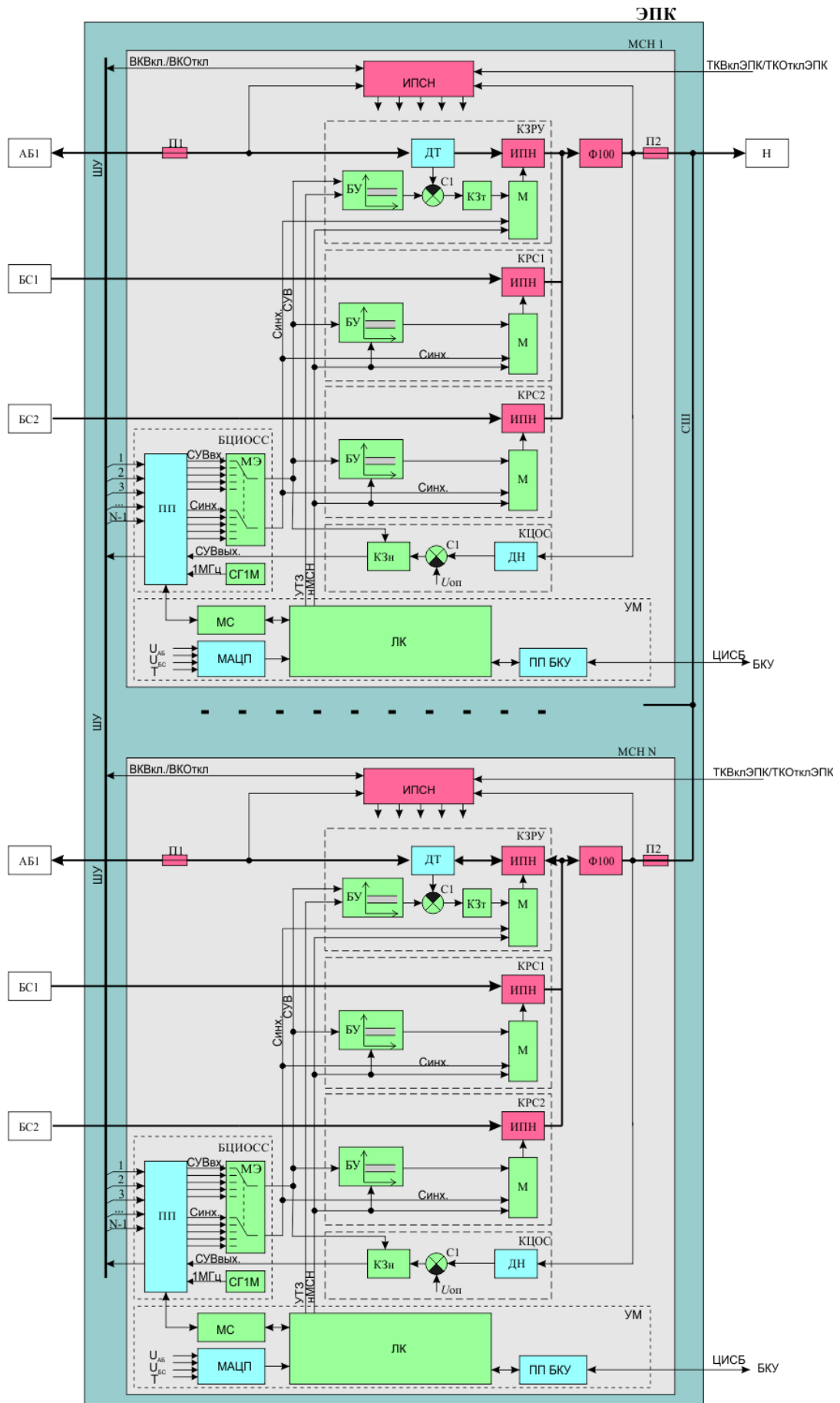


Рисунок 2.2 – Практически реализованная структура ЭПК на унифицированных МСН с цифровой СУ

Каждый из указанных каналов содержит датчик тока ДТ; ИПН – импульсный преобразователь напряжения; БУ – буферный усилитель, реализующий зонный принцип управления по сигналу ошибки; С1 – цифровой сумматор; КЗТ – корректирующее звено в контуре регулирования тока; М – ШИМ с синхронизацией и защитой по току. В частном случае каналы преобразования энергии могут отличаться друг от друга. Например, канал КЗУ содержит дополнительно цифровой масштабирующий усилитель МУ, обеспечивающий возможность регулирования изменяемого тока уставки заряда, а канал КРС может не иметь контура стабилизации тока, как показано на схеме.

Для реализации главного контура стабилизации выходного напряжения МСН содержит канал цифровой обратной связи КЦОС, включающий в себя: датчик напряжения ДН; сумматор С1; источник опорного напряжения $U_{оп}$; корректирующее звено в контуре стабилизации напряжения КЗН; блок цифрового интерфейса обратной связи и синхронизации БЦИОСС, состоящий из ПП – приемопередатчика, СГ1М – синхронизирующего генератора 1 МГц, МЭ – многоканального элемента выбора медианного сигнала на 25 входов. Выход МЭ подключен к объединенным входам буферных усилителей БУ, реализующих зонный принцип управления по сигналу ошибки.

Для реализации общего управления модулем МСН путем приема и выполнения команд, формирования телеметрии и автоматического исправления ошибок при возникновении внештатных ситуаций МСН содержит УМ – управляющий модуль, включающий ПП БКУ – приемопередатчик БКУ; ЛК – логический контроллер; МАЦП – многоканальный АЦП для сбора телеметрической информации; МС – цифровой модуль связи между логическими контроллерами ЭПК.

Расшифровка названий блоков к обобщенной структурной схеме ЭПК на унифицированных МСН с цифровой СУ: ЭПК – энергопреобразующий комплекс; МСН – модуль стабилизации напряжения; ИПСН – источник питания собственных нужд; Пр 1, 2, 3 – предохранители; СШ – силовая шина, соединяющая все МСН; КРУ – канал преобразования энергии разрядным устройством; КЗУ – канал преобразования энергии зарядным устройством; КРС – канал преобразования энергии регулятором солнечной батареи; КЦОС – канал цифровой обратной связи; УМ – управляющий модуль; ДТ – датчик тока с цифровым выходом; ИПН – импульсный преобразователь напряжения; Ф100 – выходной фильтр модуля; БУ – буферный усилитель, реализующий зонный принцип управления по сигналу ошибки; С1 – сумматор; КЗТ – цифровое корректирующее звено в контуре регулирования тока; М – цифровой ШИМ с синхронизацией и защитой по току; УТЗ – сигнал уставки тока заряда; МУ – цифровой масштабирующий усилитель; ДН – датчик напряжения; $U_{оп}$ – источник опорного напряжения; КЗН – цифровое корректирующее звено в контуре стабилизации напряжения; БЦИОСС – блок

цифрового интерфейса обратной связи и синхронизации; СГ1М – синхронизирующий генератор 1 МГц; ПП – приемопередатчик БЦИОСС; ШУ – шина управления, объединяющая между собой все модули МСН; МЭ – многоканальный элемент выбора медианного сигнала на 25 входов; МС – модуль связи между логическими контроллерами; МАЦП – многоканальный АЦП для сбора телеметрии; БКУ – бортовой компьютер управления; ПП БКУ – приемопередатчик с БКУ; ЛК – логический контроллер; ТКВклЭПК/ТКОтклЭПК – телеметрическая команда на включение и отключение ЭПК; ВКВкл./ВКОткл – дублирующая внутренняя команда на включение и отключение ЭПК; ЦИСБ – цифровой интерфейс связи с бортовым компьютером управления; АБ1, АБN – аккумуляторные батареи; БС1, БСN – солнечные батареи; Н – нагрузка; СУВвх, СУВвых – сигналы управляющего воздействия входной и выходной соответственно; Синхр – сигнал синхронизации силовых преобразователей; МСНN – номер МСН в ЭПК.

Все блоки структурной схемы выполняют различные функции, обеспечивающие в комплексе решение ранее названных задач ЭПК. Простое перечисление блоков и краткое пояснение их функционального назначения не дает полного объективного понимания как состава ЭПК, так и взаимодействия блоков при работе ЭПК в целом. Поэтому нами выбран способ описания структуры ЭПК в зависимости от выполняемой им задачи. При этом описываются те блоки структурной схемы ЭПК, их подключение и взаимосвязь, которые задействованы для реализации конкретной выделенной функции, выполняемой ЭПК.

Работа ЭПК при стабилизации напряжения на шине при воздействии всех дестабилизирующих факторов с обеспечением статических и динамических показателей качества

В каждом МСН конструктивно совмещены энергопреобразующие устройства РУ, ЗУ и РС, названные, соответственно: канал преобразования энергии РУ (КРУ), канал преобразования энергии ЗУ (КЗУ), канал преобразования энергии РС (КРС). Каждый вход соответствующего канала преобразования энергии соединен с соответствующим первичным источником питания БС1–БСN и соответствующим накопителем энергии АБ1–АБN. В частном случае несколько КЗУ, КРУ и КРС могут быть подключены параллельно к одному соответствующему накопителю энергии или первичному источнику питания соответственно. Выходы каналов преобразования энергии объединены и подключены к выходному фильтру модуля Ф100. Выходы фильтров модуля Ф100 всех МСН соединяются параллельно и подключены к нагрузке.

Выходное напряжение с фильтра Ф100 поступает на канал цифровой обратной связи по напряжению. КЦОС на своем выходе формирует сигнал управляющего воздействия СУВвых, который поступает на блок приемопередатчика ПП и совместно с входными сигналами управляющего воздействия СУВвх других КЦОС, формируемыми в остальных МСН, поступает

на входы блока многоканального элемента выбора медианного сигнала МЭ. Выход МЭ подключен к управляющим входам каналов преобразования энергии. Динамические характеристики всех указанных блоков влияют на быстродействие ЭПК и определяют его динамические характеристики.

КЦОС состоит из датчика напряжения ДН, сумматора С1, источника опорного напряжения $U_{оп}$ и корректирующего звена по напряжению КЗн. Состав канала КЦОС и его построение является классическим для систем управления с отрицательной обратной связью. Астатизм системы обеспечивается наличием интегрирующего звена в КЗн, а заданная статическая точность обеспечивается точностью ДН, сумматора С1 и источника опорного напряжения $U_{оп}$. Каналы преобразования энергии КЗУ, КРУ, КБС вместе с параллельно включенными фильтрами модулей Ф100 и нагрузкой являются объектами управления системы автоматического регулирования. Динамические характеристики ЭПК обеспечиваются корректирующими звеньями КЗн, КЗт и объектами управления системы автоматического регулирования. При этом в процессе работы происходит изменение параметров структуры контура регулирования напряжения при изменении режимов работы каналов преобразования энергии, поэтому корректирующее звено КЗн также изменяет свои параметры в соответствии с режимом работы ЭПК. Для этого в блок КЗн заведен сигнал СУВ, значение которого однозначно определяет режим работы. Параметры корректирующего звена для различных режимов работы определены в пп. 0 и 0. Приемопередатчик ПП и МЭ представляют собой группу блоков обратной связи БЦИОСС, выбирающих один сигнал управляющего воздействия из N возможных. Алгоритм работы, моделирование и исследование МЭ были рассмотрены в подразд. 0. Таким образом, предлагаемая структура ЭПК, реализуя классический контур отрицательной обратной связи на цифровой элементной базе, обеспечит статические и динамические показатели качества при воздействии всех дестабилизирующих факторов.

**Работа ЭПК при обеспечении минимального количества циклов заряда
и разряда аккумуляторных батарей и поддержание их в режиме
максимально возможного заряда (обеспечение максимального ресурса АБ)**

Цифровая СУ ЭПК реализует зонный принцип управления каналами преобразования энергии по сигналу управляющего воздействия [11, 48]. За выделение сигнала в соответствующей рабочей зоне отвечают блоки буферных усилителей БУ, размещенные в каждом канале преобразования энергии. Сигналы СУВ формируются каналами КЦОС всех модулей МСН, входящих в состав ЭПК. Каждый из каналов КЦОС определяет сигнал рассогласования между сигналом обратной связи по напряжению, поступающим от датчика напряжения ДН, и своим опорным напряжением $U_{оп}$ и усиливает его. Выбор одного сигнала

СУВ из множества возможных производит группа блоков БЦИОСС. При этом все модули МСН выбирают один и тот же сигнал СУВ, что определяется алгоритмом работы блоков МЭ. Буферные усилители БУ каналов преобразования энергии выполняют роль распределенного контроллера режима контура стабилизации выходного напряжения, выделяющего во входном напряжении соответствующие зоны регулирования. Выходной сигнал буферного усилителя БУ является задающим сигналом для контура регулирования тока соответствующих каналов КЗУ и КРУ и управляющим сигналом для канала КРС.

Определим три режима работы контура стабилизации выходного напряжения ЭПК:

первый режим рРС – режим стабилизации выходного напряжения при помощи регулирования потока энергии каналами КРС;

второй режим рЗУ – режим стабилизации выходного напряжения за счет регулирования потока энергии каналами КЗУ;

третий режим рРУ – режим стабилизации выходного напряжения за счет регулирования потока энергии каналами КРУ.

Условием работы контура стабилизации выходного напряжения ЭПК в рРС является достаточность мощности, поступающей от солнечных батарей (P_{BC}), для заряда АБ ($P_{ЗУ}$) и питания нагрузки (P_H). При этом каналы КЗУ работают в режиме стабилизации тока заряда АБ (тока уставки), а каналы КРУ полностью отключены.

Условием работы контура стабилизации выходного напряжения ЭПК в рЗУ является недостаток мощности, поступающей от солнечных батарей, для заряда АБ и питания нагрузки. При этом стабилизация напряжения идет за счет уменьшения тока заряда АБ ниже их установленного значения (тока уставки), причем каналы КРС отдают полную мощность, а каналы КРУ полностью отключены.

Условием работы контура стабилизации выходного напряжения ЭПК в рРУ является недостаток мощности, поступающей от солнечных батарей, для питания нагрузки. При этом стабилизация напряжения идет за счет разряда всех АБ мощностью P_{AB} , каналы КРС отдают полную мощность, а каналы ЗУ полностью отключены.

Во всех указанных режимах соблюдается баланс мощности:

$$P_{BC} + P_{AB} = P_{ЗУ} + P_H \quad (0.1)$$

В случае несоблюдения баланса мощностей выходное напряжение на фильтре Ф100 будет изменяться. Таким образом, стабилизация напряжения на фильтре Ф100 – это и есть условие поддержания баланса мощности.

Согласно определенным режимам работы контура стабилизации напряжения каналы преобразования энергии КРС, КРУ и КЗУ могут находиться в трех режимах работы: режиме

регулирования мощности «Р», режиме полной отдачи мощности в нагрузку «1» и режиме полного отключения от нагрузки (нулевой мощности) «0». Нагрузкой для каналов преобразования энергии КРУ и КРС является нагрузка ЭПК, а для каналов КЗУ – аккумуляторные батареи АБ1–АБN.

В таблице 2.1 приведены все режимы работы контура стабилизации напряжения ЭПК и соответствующие им режимы работы каналов преобразования энергии. Можно видеть, что в любом из определенных выше режимов работы только один тип каналов преобразования энергии будет работать в режиме регулирования мощности. Таким образом, в контуре стабилизации выходного напряжения ЭПК в любой момент времени только один тип объекта управления является управляемым, а остальные объекты управления будут или полностью включенными, или полностью выключенными.

Таблица 2.1 – Соответствие режимов работы каналов преобразования энергии режимам работы контура стабилизации напряжения ЭПК

Режимы работы контура стабилизации выходного напряжения ЭПК	Режимы работы каналов преобразования энергии		
	Канал КРУ	Канал КРС	Канал КЗУ
рРС	0	Р	1
рЗУ	0	1	Р
рРУ	Р	1	0

Текущее значение выбранного сигнала СУВ однозначно определяет режим работы контура стабилизации напряжения, потому что полный диапазон изменения сигнала управляющего воздействия от 0 до 1 разбит на три равных поддиапазона и каждому поддиапазону приведен в соответствие режим работы контура стабилизации напряжения (таблица 2.2).

Таблица 2.2 – Соответствие режима работы контура стабилизации напряжения ЭПК сигналу управляющего воздействия

Режимы работы контура стабилизации выходного напряжения ЭПК	Сигнал управляющего воздействия
рРС	От 0 до 0,33 включительно
рЗУ	От 0,33 до 0,66 включительно
рРУ	От 0,66 до 1 включительно

Значение выбранного сигнала СУВ в указанных выше диапазонах определяет мощность, отдаваемую каналами преобразования энергии, находящимися в режиме регулирования мощности «Р» (см. таблицу 2.1). Таким образом, если сигнал управляющего воздействия изменяется в диапазоне от 0 до 0,33, то все каналы преобразования энергии КРС будут регулировать передаваемую мощность от 0 до максимально возможной. В диапазоне изменения сигнала СУВ от 0,33 до 0,66 регулирование передаваемой мощности осуществляется каналами КЗУ, а в диапазоне изменения сигнала СУВ от 0,66 до 1 регулирование мощности производится каналами КРУ. Единичное значение сигнала управляющего воздействия будет соответствовать максимальной мощности, которую может выдать ЭПК в текущий момент времени. Значение максимальной мощности в текущий момент времени будет зависеть от состояния первичных источников и накопителей.

Следовательно, величина сигнала СУВ определяет текущий режим работы контура стабилизации и мощность, отдаваемую каналами преобразования энергии.

Для повышения КПД в рРС выбран алгоритм поочередного включения каналов КРС, при котором по мере увеличения сигнала СУВ от 0 до 0,33 каналы КРС поочередно, согласно номеру модуля МСН в ЭПК, переходят из режима 0 в режим Р и далее в режим 1. Таким образом, диапазон, соответствующий режиму работы контура стабилизации напряжения рРС, разбит еще на N поддиапазонов, где N равно количеству модулей МСН в ЭПК. Номер МСН определяется цифровым интерфейсом при включении МСН и передается из группы блоков УМ в БУ канала КРС.

Проведенный обзор систем электропитания показал, что принцип организации работы ЭПК с зонным принципом управления по сигналу ошибки применяется в ЭПК платформ: SpaceBus 4000, Eurostar 3000, Alphabus, Boeing 702 и SS/L 1300. Можно предположить, что и в других высоковольтных платформах А2100АХ и Экспрес-2000 применяется зонный принцип управления по сигналу ошибки. Данный алгоритм обеспечивает минимальное количество циклов разряда и заряда аккумуляторных батарей и поддержание их в режиме максимально возможного заряда. В работе [48] приводится детальное описание зонного принципа регулирования для различных структур ЭПК, которые, кроме РУ, ЗУ и РС, в своей структуре могут дополнительно содержать суперконденсатор и его зарядное и разрядное устройство. Зонный алгоритм управления ЭПК может усложняться с целью повышения энергетической эффективности СЭП, например каналы КРС могут реализовать алгоритм *MPPT* (Maximum Power Point) или *S3R* (дискретное подключение БС).

Таким образом, предлагаемый алгоритм обеспечивает минимальное количество циклов заряда и разряда аккумуляторных батарей и поддержание их в режиме максимально возможного

заряда (обеспечение максимального ресурса АБ) путем исключения одновременной работы разных типов каналов преобразования энергии в режиме регулирования.

Равномерный заряд и разряд АБ

В процессе эксплуатации нескольких аккумуляторных батарей на орбите необходимо поддерживать их равномерный разряд и заряд. Ток разряда в режиме работы рРУ обеспечивается внутренними (подчиненными) контурами обратных связей по току каналов КРУ, состоящими из датчика тока ДТ, сумматора С1, корректирующего звена по току КЗт и модулятора М. Импульсный преобразователь напряжения ИПН канала КРУ для внутреннего контура обратной связи по току является объектом управления. Модулятор выполняет функцию формирования сигналов управления силовыми ключами ИПН, реализуя один из известных алгоритмов модуляции (ШИМ, ЧИМ и т.д.). Задатчиком тока разряда для внутреннего контура по току является сигнал с выхода буферного усилителя БУ, который формируется на основании сигнала управляющего воздействия, поступающего с управляющего входа КРУ. Для обеспечения точного соответствия тока разряда КРУ сигналу с выхода буферного усилителя контур по току выполняется астатическим, что обеспечивается введением интегрирующего звена в КЗт. В силу того что каналы КРУ в ЭПК идентичны и на управляющие входы всех каналов поступает единый сигнал управляющего воздействия, все токи каналов одинаковы. При условии подключения одинакового количества КРУ ко всем АБ СЭП будет обеспечиваться одинаковый ток разряда АБ.

Равномерность тока заряда в режимах работы рРС и рЗУ создается сигналом уставки тока заряда (УТЗ) каналов ЗУ. Равный ток заряда КЗУ обеспечивается внутренними (подчиненными) контурами обратных связей по току каналов КЗУ, состоящими из датчика тока ДТ, масштабирующего усилителя МУ, сумматора С1, корректирующего звена по току КЗт и модулятора М. Система управления канала КЗУ работает подобно каналу КРУ с одним отличием, которое заключается в возможности изменения коэффициента передачи сигнала от датчика тока за счет МУ. Тем самым при ограниченном выходном сигнале БУ можно изменять максимальный ток заряда каналов КЗУ путем изменения сигнала УТЗ. Таким образом, предлагаемая структура гарантирует равномерный заряд и разряд АБ за счет равенства токов заряда и разряда всех АБ.

Обеспечение отказоустойчивости за счет структурного резервирования необходимых узлов и блоков

Предлагаемая структура ЭПК состоит из одинаковых унифицированных модулей МСН, силовой шины СШ и шины управления ШУ. Избыточность унифицированных модулей МСН дает возможность для работы ЭПК при возникновении одного и более отказов. Нерезервированными остаются шина управления ШУ и силовая шина СШ. Силовая шина

конструктивно представляет собой медный проводник необходимого сечения и поэтому не нуждается в дополнительном резервировании. Резервирование ШУ осуществляется аппаратным способом, путем разделения ее на N однонаправленных каналов передачи данных. Более детальное описание реализации резервированной ШУ приведено в подразд. 0.

Каждый модуль МСН вырабатывает сигнал СУВ и обменивается с другими модулями сигналами СУВ по ШУ. На основании всех сигналов СУВ, поступающих от всех модулей, каждый из МСН выбирает один и тот же сигнал СУВ, по которому производится стабилизация выходного напряжения. Выбор сигнала СУВ в каждом модуле МСН осуществляется МЭ.

Силовые входные и выходные шины МСН на случай внутреннего короткого замыкания защищены плавкими предохранителями П1–П3, которые отключают модули МСН от источников питания и нагрузки в случае возникновения нештатных ситуаций в силовых цепях импульсных преобразователей.

Отказоустойчивость ЭПК осуществляется за счет структурного резервирования модулей МСН. При этом возможно резервирование, рассчитанное на один и более отказов, введением необходимой избыточности модулей МСН, или реализация холодного резервирования МСН, что позволяет создать ЭПК с предельно возможными показателями надежности.

Передача телеметрии БКУ и прием команд управления от БКУ

Каждый модуль МСН ЭПК имеет возможность подключения к БКУ с помощью интерфейса связи – ИСБ. Для реализации ИСБ в структуру МСН введен блок приемопередатчика с БКУ – ПП БКУ, который обеспечивает необходимый протокол общения между БКУ и ЭПК. Формирование пакетов телеметрии и выполнение команд обеспечивается логическим контроллером ЛК. Сбор телеметрической информации с различных датчиков МСН производит многоканальный аналого-цифровой преобразователь МАЦП.

Очевидно, что в случае построения ЭПК из нескольких МСН нецелесообразно подключать все модули к БКУ по ИСБ. На практике цифровую шину ИСБ в КА резервируют на один отказ, физически соединяя все блоки КА по дублированной цифровой шине. Для подключения ЭПК дублированной шиной эти цифровые шины подсоединяются к двум любым модулям МСН, а каждый МСН полностью собирает телеметрию со всех модулей МСН, входящих в ЭПК, и имеет возможность передавать эту информацию в БКУ. С точки зрения БКУ нет разницы, к каким МСН физически подключен БКУ.

Для организации сбора телеметрии от других модулей МСН, входящих в состав ЭПК, передачи и приема команд управления в состав каждого МСН введен модуль связи МС, который посредством приемопередатчика ПП организует протокол общения между ЛК всех модулей ЭПК.

Выполнение телекоманд включения и отключения ЭПК

Энергопреобразующий комплекс должен принимать две телекоманды управления: телекоманду включения ЭПК – ТКВклЭПК, и телекоманду отключения ЭПК – ТКОтклЭПК. Данные команды необходимы для проведения испытаний при проверке функционирования ЭПК на Земле и включения ЭПК при отделении спутника от ракетносителя. Данными командами можно также перезагрузить ЭПК в случае выявления неисправностей.

Обе команды приходят на источник питания собственных нужд ИПСН и соответственно управляют им. При приходе команды ТКВклЭПК производится включение ИПСН. На выходных каналах ИПСН формируется стабилизированное напряжение необходимого уровня для питания внутренних узлов МСН, который начинает функционировать. В случае прихода команды ТКОтклЭПК источник ИПСН отключается, это приводит к уменьшению до нуля напряжения на всех его выходных каналах питания и отключает МСН. Включение и отключение МСН путем включения и отключения ИПСН позволяет устранить неисправность, связанную с единичным воздействием тяжелых ионов «защелкивание транзисторов» [49].

Как и в случае интерфейса связи с БКУ, нет необходимости подавать команды ТКВклЭПК и ТКОтклЭПК на все МСН. Источник питания собственных нужд формирует внутренние команды включения ВКВкл и отключения ВКОткл, которые передаются по шине управления ШУ.

Синхронизация работы силовых преобразователей ЭПК

Под синхронизацией силовых преобразователей понимается работа всех преобразователей на одной частоте и смещение тактовых импульсов по фазе для снижения пульсаций выходного напряжения. Для синхронизации работы силовых преобразователей в каждый блок МСН включен синхронизирующий генератор опорной частоты СГ1М, который вырабатывает синхросигнал частотой 1 МГц, поступающий на вход ПП. Синхронизирующий сигнал запускает передачу информационного пакета. Таким образом, факт передачи пакета от модуля МСН является также и фактом отправки синхронизирующего сигнала от этого модуля. Каждый МСН с номером i подключен своим выходом к соответствующему i -му входу ПП всех модулей МСН ЭПК. Таким образом, на ПП любого МСН приходят все N информационных пакетов, включая и собственный, от всех МСН, работающих в ЭПК. Приемопередатчик ПП определяет в каждом из N информационных пакетов передаваемый сигнал управляющего воздействия СУВвх1–СУВвх N и формирует соответствующие импульсы тактовых сигналов Синх1–Синх N по факту получения информационного пакета на соответствующем входе. Указанные сигналы СУВвх1–СУВвх N и Синх1–Синх N передаются блоком ПП в блок МЭ. Выбор

j -го синхронизирующего сигнала, по которому будут работать модуляторы каналов преобразования энергии, и j -го сигнала управляющего воздействия осуществляется по медианному алгоритму выбора из набора сигналов СУВвх1–СУВвх N .

Выходные сигналы управления силовыми ключами импульсных преобразователей смещаются по фазе относительно выбранного синхронизирующего сигнала модуляторами M каналов преобразования энергии в соответствии с номером МСН и количеством работающих МСН в ЭПК. Номер модуля МСН определяется логическим контроллером ЛК при включении МСН и передается в модуляторы M всех каналов преобразования энергии.

2.2 Определение минимальной емкости выходного фильтра

Нагрузка ЭПК состоит из параллельно подключенных к выходной шине потребителей – преобразователей напряжения различного назначения, для устойчивой работы которых накладываются жесткие требования к выходному импедансу ЭПК [50, 51]. Выходной импеданс ЭПК является его выходным параметром, связывающим между собой упомянутые ВИП и преобразователи напряжения по взаимно инжектируемым помехам на шинах питания.

Современные ЭПК [52, 21] обеспечивают выходной импеданс 30–50 мОм в зависимости от мощности нагрузки. Существуют стандарты проектирования систем электропитания спутников [53, 54], в которых к максимальному выходному импедансу ЭПК предъявляются определенные требования. Согласно стандарту [53] европейского бюро по космической стандартизации (European Cooperation for Space Standardization) максимальное значение выходного импеданса $Z_{0\max}$ ЭПК во всем диапазоне частот не должно превышать

$$Z_{0\max} < \frac{0.02 \times U_{BUS}^2}{P_{OUT}}, \quad (0.2)$$

где U_{BUS} – напряжение выходной шины; P_{OUT} – выходная мощность ЭПК.

Из выражения (2.2) видно, что $Z_{0\max} \ll R_N$, где R_N – эквивалентное сопротивление нагрузки на шинах ЭПК. При выбранной мощности нагрузки 850 Вт для одного модуля МСН и напряжении шины 100 В его выходной импеданс должен быть не более 235 мОм. При увеличении количества модулей мощность ЭПК возрастает, а импеданс, соответственно, кратно уменьшается.

Величину выходного импеданса ЭПК на примере понижающего преобразователя можно рассмотреть на рисунке 2.3,а, на котором преобразователь на элементах $VT1$, $VD1$, L , C и эквивалентной нагрузкой R_N , замкнут отрицательной обратной связью по напряжению. Для этого выходное напряжение подается на сумматор, где оно сравнивается с задающим опорным

напряжением U_{REF} , после чего сигнал ошибки подается через корректирующее звено по напряжению КЗН на широтно-импульсный модулятор М. Импульсный сигнал с выхода модулятора поступает на управление ключом $VT1$.

Выбранное корректирующее звено КЗН задает настройки АЧХ и ФЧХ линеаризованной в рабочей точке передаточной функции преобразователя, которые в свою очередь определяют частоту единичного усиления f_1 разомкнутого контура обратной связи по напряжению. Если на выход преобразователя подается возмущающий сигнал в виде переменного тока с частотой f_H и амплитудой dI_H , малой по отношению к току нагрузки в рабочей точке, это возмущающее воздействие вызовет малое отклонение выходного напряжения, которое будет компенсироваться контуром отрицательной обратной связи преобразователя.

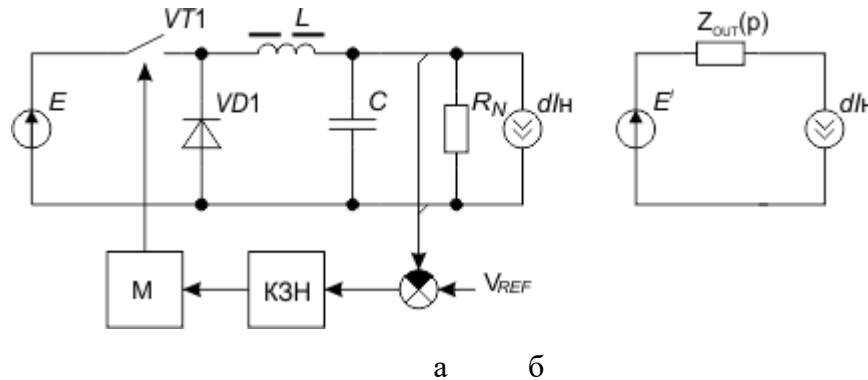


Рисунок 2.3 – Понижающий преобразователь с контуром обратной связи по напряжению: схема электрическая функциональная (а); эквивалентное представление в частотной области (б)

Очевидно, что компенсация возмущения контуром обратной связи будет происходить при изменении частоты возмущающего сигнала f_H от нуля до частоты единичного усиления f_1 разомкнутого контура обратной связи по напряжению, а при частоте возмущающего сигнала f_H выше частоты единичного усиления f_1 импеданс будет определяться только внутренними параметрами силовой части преобразователя напряжения.

Выражение для определения необходимой емкости выходного фильтра для обеспечения заданного выходного импеданса приведено в работе [55]:

$$C_{BUS} = \frac{K \cdot A_1 G}{2\pi f_1}, \quad (0.3)$$

где f_1 – частота единичного усиления контура обратной связи по напряжению; $K = \frac{V_{ref}}{V_0}$ –

коэффициент делителя обратной связи по напряжению; $A_1 = \frac{1}{K \cdot G \cdot Z_{0max}}$ – усиление

корректирующего звена; G – проводимость силовой части.

После проведения упрощений данное выражение можно записать в виде

$$C_{BUS} = \frac{1}{2\pi f_1 Z_{0\max}} \quad (0.4)$$

При выводе выражения определяющей емкость выходного фильтра в работе [55] не учитывались частотные характеристики контуров регулирования тока и напряжения, не были приведены рекомендации о требуемых запасах устойчивости по амплитуде и фазе контуров стабилизации тока и выходного напряжения. Это делает актуальным проведение теоретических исследований по изучению поведения выходного импеданса в заданной полосе частот, а также по изучению влияния на изменение выходного импеданса настроек регуляторов САР внутренних и внешних контуров регулирования, определению возмущающих воздействий, оказывающих влияние на выходной импеданс, и нахождению связи между величиной требуемой емкости выходного фильтра и запасами устойчивости системы автоматического регулирования.

Определению выходного импеданса понижающего преобразователя напряжения с одной обратной связью по напряжению (см. рисунок 2.3) посвящена работа [56]. Выражение для определения выходного импеданса [56, 57]

$$Z_{out}(p) = \frac{Z_0(p)}{1 + A(p)}, \quad (0.5)$$

где $Z_0(p)$ – выходной импеданс схемы с разомкнутой обратной связью; $A(p)$ – передаточная функция разомкнутого контура регулирования по напряжению.

Передаточная функция разомкнутого контура регулирования определяется согласно выражению

$$A(p) = W_{Oy}(p)W_{кзн}(p)K_{дн}, \quad (0.6)$$

где $W_{Oy}(p)$ – передаточная функция объекта управления по управляющему воздействию (в данном случае импульсного преобразователя с модулятором М); $W_{кзн}(p)$ – передаточная функция корректирующего звена по напряжению; $K_{дн}$ – коэффициент деления делителя напряжения.

Выбором корректирующего звена добиваются желаемой передаточной функции разомкнутого контура регулирования по напряжению $A(p)$, например модального или технического оптимума.

Выходной импеданс схемы понижающего преобразователя с разомкнутой обратной связью с учетом паразитных сопротивлений дросселя и конденсатора выходного фильтра [56]:

$$Z_0(p) = \frac{Rr_C \left[p^2 + \left(\frac{L + Cr_C r_L}{LCr_C} \right) p + \left(\frac{r_L}{LCr_C} \right) \right]}{(R + r_C) \left[p^2 + \left(\frac{L + r_L C(R + r_C) + RCr_C}{LC(R + r_C)} \right) p + \left(\frac{R + r_L}{LC(R + r_C)} \right) \right]}, \quad (0.7)$$

где R – сопротивление нагрузки; L – индуктивность дросселя выходного фильтра; C – емкость конденсаторов выходного фильтра; r_C – паразитное последовательное сопротивление конденсаторов выходного фильтра; r_L – паразитное последовательное сопротивление дросселя выходного фильтра.

Приняв паразитные сопротивление r_L дросселя и конденсаторов r_C равными нулю и подставив полученное выражение выходного импеданса понижающего преобразователя с разомкнутой обратной связью в выражение (0.5), получим

$$Z_{out}(p) = \frac{Lp}{\left(LCp^2 + \frac{L}{R} p + 1 \right)} \quad (0.8)$$

В области нижних частот, удаленных от частоты f_1 единичного усиления, когда $A(p) \gg 1$, выражение (0.8) можно записать в следующем виде:

$$Z_{out}(p) \approx \frac{Lp}{A(p)} \quad (0.9)$$

В области верхних частот, удаленных от частоты f_1 единичного усиления, когда $A(p) \ll 1$, выражение (0.8) принимает следующий вид:

$$Z_{out}(p) \approx \frac{Lp}{1} \quad (0.10)$$

На основании выражений (0.9) и (0.10) можно построить асимптотические логарифмические амплитудно-частотные характеристики (ЛАЧХ) $Z_{out}(p)$. До частоты единичного усиления f_1 $Z_{out}(p)$ строится графическим вычитанием асимптот ЛАЧХ передаточной функции выходного импеданса схемы с разомкнутой обратной связью $Z_0(p)$ и ЛАЧХ передаточной функция разомкнутого контура регулирования по напряжению $A(p)$, а после частоты единичного усиления f_1 повторяет асимптоты ЛАЧХ передаточной функции выходного импеданса схемы с разомкнутой обратной связью $Z_0(p)$.

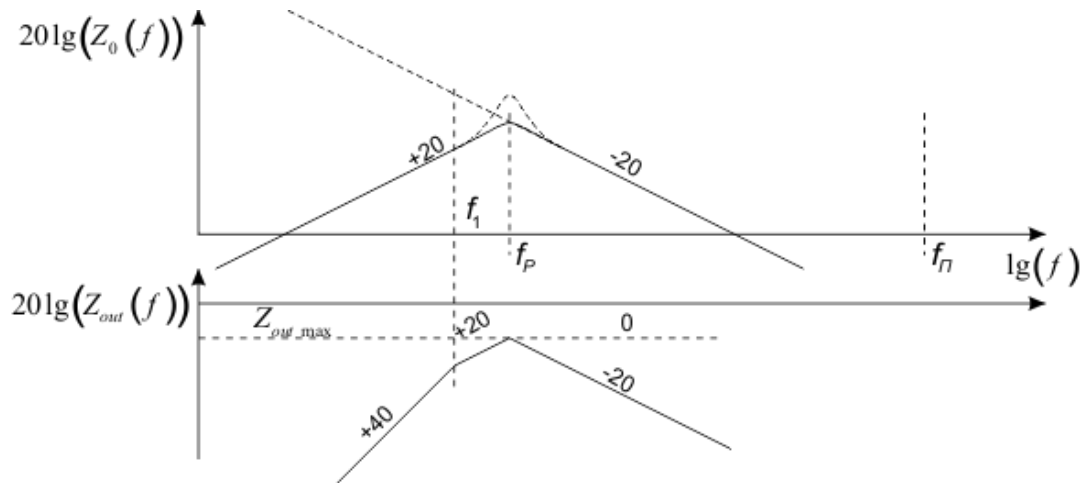


Рисунок 2.5 – Амплитудно-частотная характеристика выходного импеданса схемы понижающего преобразователя с разомкнутой обратной связью $Z_0(p)$ и с замкнутой обратной связью $Z_{out}(p)$ по напряжению при частоте единичного усиления f_1 , расположенной левее частоты резонанса выходного фильтра f_P

По асимптотическим кривым можно увидеть, что максимальное значение выходной импеданса понижающего преобразователя с замкнутой обратной связью по напряжению на рисунке 2.4 $Z_{out\ max}$ принимает в области от частоты резонанса до частоты единичного усиления, а на рисунке 2.5 $Z_{out\ max}$ принимает на частоте резонанса f_P .

Рабочая частота f_{Π} импульсных преобразователей, собираемых на радиационно-стойкой элементной базе выбирается в пределах 70–200 кГц. Максимальное значение частоты единичного усиления f_1 , определяющее быстродействие контура обратной связи по напряжению, выбирается из диапазона от $0,1f_{\Pi}$ до $0,2f_{\Pi}$ [58, 59]. Для преобразователя с рабочей частотой f_{Π} равной 100 кГц частота единичного усиления не превышает 10 кГц.

Рассмотрим вариант ЛАЧХ $Z_{out}(p)$ для варианта, в котором частота единичного усиления лежит ниже (левее) частоты резонанса f_P АЧХ $Z_0(p)$ и определяется индуктивностью дросселя L . Правее частоты резонанса импеданс $Z_0(p)$ определяется емкостью выходного конденсатора C . Если частота единичного усиления лежит на резонансной частоте выходного фильтра, то выходной импеданс понижающего преобразователя с разомкнутой обратной связью, без учета резонансного эффекта увеличения на частоте резонанса, определялся бы индуктивностью выходного фильтра

$$L_{\max} \approx \frac{Z_{out\ max}}{2\pi f_1}, \quad (0.11)$$

где $Z_{out\ max}$ – максимальное значение выходного импеданса.

При частоте единичного усиления $f_1 = 10$ кГц и требуемом максимальном значении выходного импеданса $Z_{0\max} = 235$ мОм индуктивность фильтра L должна была составить не более 3,7 мкГн. Такое значение индуктивности при рабочей частоте 100 кГц является слишком малым для сглаживания пульсаций тока. Для вольтодобавочного преобразователя [60] из расчета максимальной пульсации тока дросселя 20% индуктивность дросселя составляет 49 мкГн. Из вышесказанного можно сделать вывод, что частота единичного усиления f_1 всегда располагается правее резонансной частоты выходного фильтра, как и показано на рисунке 2.4.

Рассмотрим требования к АЧХ разомкнутого контура регулирования по напряжению в области частоты единичного усиления f_1 , указанной цифрой 1 на рисунке 2.4. Для того чтобы выходной импеданс на частоте единичного усиления Z_{out_f1} не превышал выходного импеданса схемы понижающего преобразователя с разомкнутой обратной связью $Z_0(p)$, необходимо, чтобы модуль знаменателя выражения (0.8) был больше или равен 1:

$$|1 + A(f_1)| \geq 1 \quad (0.12)$$

Если данное условие не выполняется, то для обеспечения требуемого значения импеданса $Z_{out\max}$ потребуется завышение емкости выходного конденсатора C , что приведет к снижению удельных показателей ЭПК. На частоте единичного усиления передаточная функция разомкнутого контура принимает следующие значения:

$$\begin{cases} |A(f_1)| = 1; \\ \varphi = 180 + \arg(A(f_1)), \end{cases} \quad (0.13)$$

где φ – запас по фазе разомкнутого контура регулирования.

Выражение (0.12) с учетом (0.13) можно записать в следующем виде:

$$|1 + \cos(180 - \varphi) + j \cdot \sin(180 - \varphi)| \geq 1 \quad (0.14)$$

Выражение (0.14) справедливо, если запас по фазе $\varphi \geq 60^\circ$, при запасе по фазе равном 60° знаменатель уравнения (0.8) принимает значение 1. Из вышесказанного следует, что корректирующее звено необходимо выбирать таким, чтобы обеспечить запас по фазе не ниже 60 градусов. При выполнении этого условия выходной импеданс источника питания на частоте единичного усиления f_1 не будет превышать значения реактивного сопротивления выходного емкостного фильтра. Если значение фазы передаточной функция разомкнутого контура $\arg(A(f))$ не принимает значения ниже минус 120° на частотах меньше частоты единичного усиления f_1 , то импеданс в точке единичного усиления будет максимальный. А требуемую емкость выходного фильтра можно определить по выражению (0.3).

Однако на практике значение фазы передаточной функция разомкнутого контура $\arg(A(f))$ на частотах меньше частоты единичного усиления снижается ниже минус 120° , что приводит к некоторому возрастанию импеданса. В случае сближения частоты единичного усиления f_1 с частотой резонанса f_p увеличение импеданса проявляется сильнее, поэтому емкость нужно выбирать с запасом, например на 20% больше, и проверять выходной импеданс экспериментально. Выражение (0.3) также не учитывает паразитные параметры емкостного фильтра, такие как последовательное активное сопротивление r_C и последовательную индуктивность L_C . При учете паразитных параметров конденсаторов и запаса, связанного с частотой резонанса f_p , выражение (0.4) примет следующий вид:

$$C \geq \frac{1,2}{2\pi f_1 \sqrt{Z_{\text{out max}}^2 - r_C^2}} \quad \text{при } \varphi \geq 60^\circ. \quad (0.15)$$

Определим влияние подчиненного контура регулирования по току дросселя на выходной импеданс. Схема реверсивного понижающего преобразователя, его структурная схема и линеаризованная структурная схема приведены на рисунке 2.6. Преобразование схем выполнено по методике, указанной в [61].

Двухконтурная САР на основе понижающего преобразователя напряжения с подчиненным контуром обратной связи по току и общим контуром обратной связи по напряжению представлена на рисунке 2.7.

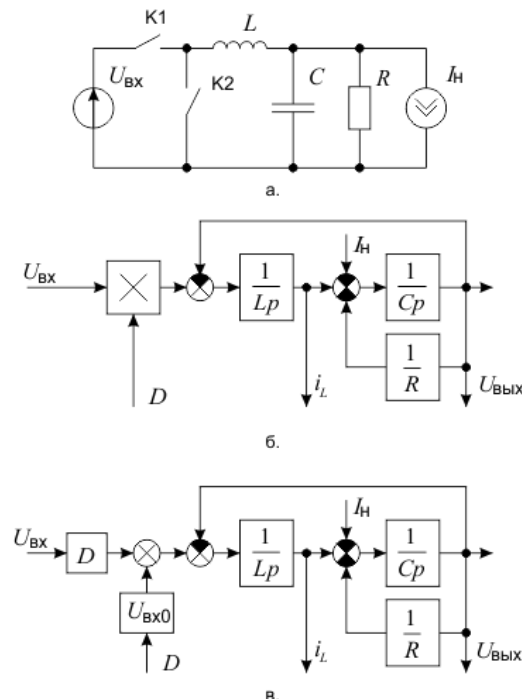


Рисунок 2.6 – Реверсивный понижающий преобразователь:

а – схема электрическая функциональная; *б* – схема структурная;

в – линеаризованная структурная схема

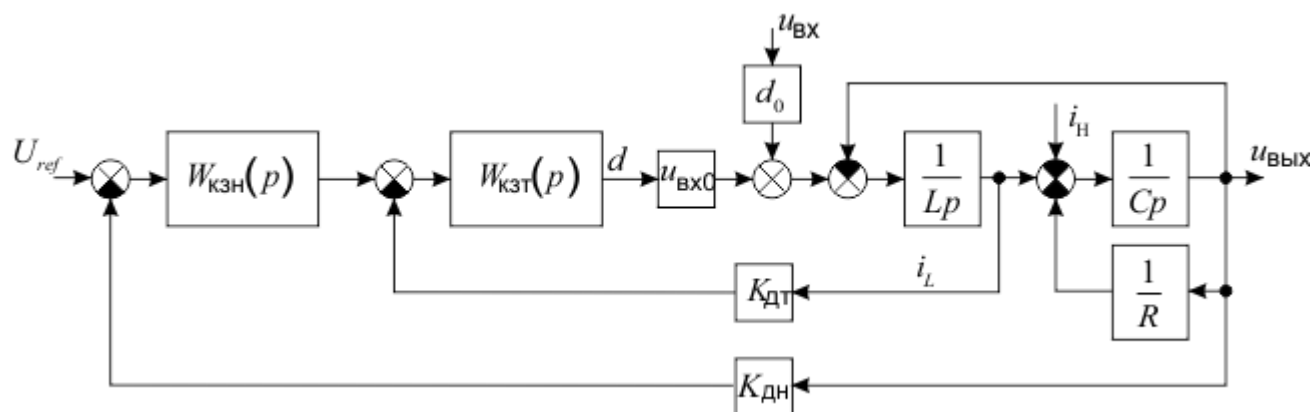


Рисунок 2.7 – Двухконтурная САР понижающего преобразователя напряжения, линеаризованного в рабочей точке $(u_{вх0}, d_0)$, с подчиненным контуром обратной связи по току и внешней обратной связью по напряжению: $W_{КЗТ}(p)$ – передаточная функция корректирующего звена по току; $W_{КЗН}(p)$ – передаточная функция корректирующего звена по напряжению; $K_{ДТ}$ – коэффициент передачи датчика тока; $K_{ДН}$ – коэффициент передачи датчика напряжения; $u_{вх0}$ – среднее значение входного напряжения; d_0 – среднее значение относительной длительности импульса в рабочей точке

Проведем необходимые структурные преобразования САР (рисунок 2.8).

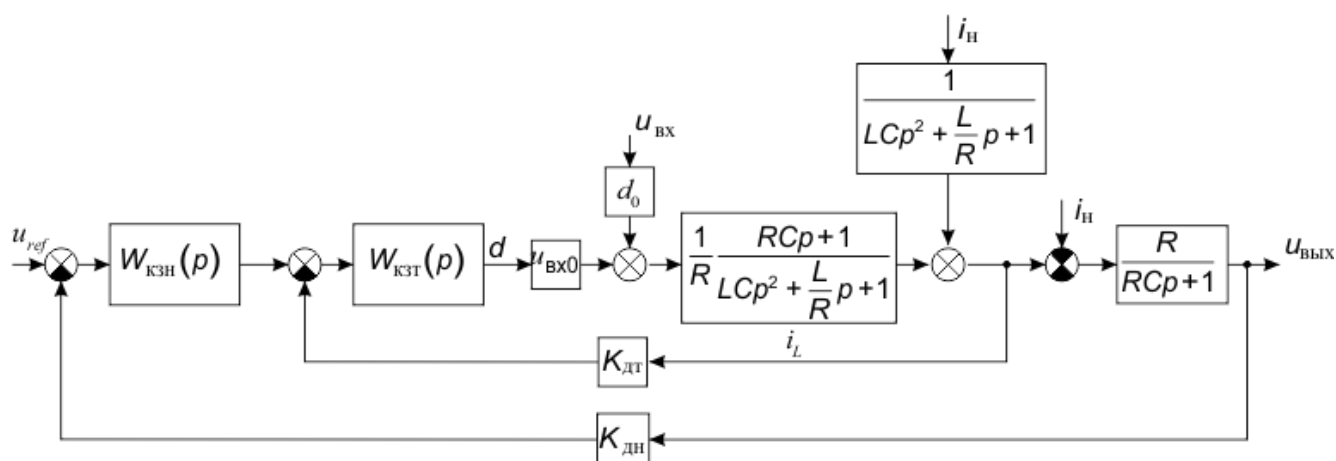


Рисунок 2.8 – Преобразованная двухконтурная САР на основе линеаризованного понижающего преобразователя напряжения с подчиненным контуром обратной связи по току и внешней обратной связью по напряжению

Из структурной схемы можно получить выражение передаточной функции выходного импеданса понижающего преобразователя с подчиненным контуром обратной связи по току и общей обратной связью по напряжению:

$$Z_{out}(p) = \frac{\left(1 - \frac{1}{1 + A_{PKT}(p)} \right) \frac{R}{RCp + 1}}{1 + A_{PKH}(p)}, \quad (0.16)$$

где $A_{PKT}(p)$ – передаточная функция разомкнутого подчиненного контура обратной связи по току; $A_{PKH}(p)$ – передаточная функция разомкнутого внешнего контура обратной связи по напряжению.

В случае настройки подчиненного контура обратной связи по току и общего контура обратной связи по напряжению на модальный оптимум по методике, описанной в [62], частота единичного усиления разомкнутого подчиненного контура обратной связи по току будет вдвое больше частоты единичного усиления разомкнутого внешнего контура обратной связи по напряжению. На частоте единичного усиления разомкнутого внешнего контура обратной связи по напряжению f_1 выражение (0.16) примет вид:

$$A_{out}(f_1) = \frac{\left(1 - \frac{1}{1 + \frac{LC(j2\pi f_1)^2 + \frac{L}{R}(j2\pi f_1) + 1}{1 + 2\cos(\varphi_1) + j2\sin(\varphi_1)}} \right) \frac{R}{RC(j2\pi f_1) + 1}}{1 + \cos(\varphi_2) + j\sin(\varphi_2)} \quad (0.17)$$

где φ_1 – значение фазовой характеристики разомкнутого подчиненного контура обратной связи по току на частоте единичного усиления разомкнутого внешнего контура обратной связи по напряжению f_1 ; φ_2 – значение фазовой характеристики на частоте разомкнутого внешнего контура обратной связи по напряжению на частоте единичного усиления разомкнутого внешнего контура обратной связи по напряжению f_1 .

Покажем, что полученные выражения для выходного импеданса одноконтурной (с учетом (2.14)) и двухконтурной (2.17) систем при любых значения φ_1 на частоте единичного усиления разомкнутого внешнего контура обратной связи по напряжению f_1 можно считать равными:

$$\left| \frac{\left(1 - \frac{\frac{1}{LC\omega_1^2 + \frac{L}{R}\omega_1 + 1}}{1 + 2\cos(\varphi_1) + j2\sin(\varphi_1)} \right) \frac{R}{RC\omega_1 + 1}}{1 + \cos(\varphi_2) + j\sin(\varphi_2)} \right| \approx \left| \frac{\frac{L\omega_1}{LC\omega_1^2 + \frac{L}{R}\omega_1 + 1}}{1 + \cos(\varphi_2) + j\sin(\varphi_2)} \right|, \quad (0.18)$$

где $\omega_1 = j2\pi f_1$.

Правая часть данного выражения соответствует выражению выходного импеданса на частоте единичного усиления понижающего преобразователя напряжения с одноконтурной связью по напряжению.

Сокращаем одинаковый знаменатель в выражениях (0.18)

$$\left| \left(1 - \frac{\frac{1}{LC\omega_1^2 + \frac{L}{R}\omega_1 + 1}}{1 + 2\cos(\varphi_1) + j2\sin(\varphi_1)} \right) \frac{R}{RC\omega_1 + 1} \right| \approx \left| \frac{L\omega_1}{LC\omega_1^2 + \frac{L}{R}\omega_1 + 1} \right|, \quad (0.19)$$

Частота единичного усиления контура обратной связи по напряжению больше резонансной частоты выходного LC -фильтра, поэтому можно записать

$$\frac{L\omega_1}{LC\omega_1^2 + \frac{L}{R}\omega_1 + 1} \approx \frac{R}{RC\omega_1 + 1}. \quad (0.20)$$

Подставив выражение (0.19) в (0.20):

$$\left| 1 - \frac{\frac{1}{LC\omega_1^2 + \frac{L}{R}\omega_1 + 1}}{1 + 2\cos(\varphi_1) + j2\sin(\varphi_1)} \right| \approx 1. \quad (0.21)$$

Модуль $\left| \frac{1}{LC\omega_1^2 + \frac{L}{R}\omega_1 + 1} \right|$ числителя дроби (2.21) при частоте, большей частоты резонанса

выходного фильтра, убывает с наклоном минус 40 дБ/дек. Таким образом, если частота единичного усиления f_1 на одну декаду выше частоты резонанса выходного LC -фильтра (что для преобразователей с выходным постоянным напряжением практически всегда выполняется), то модуль числителя дроби примет значение меньше 0,01. Модуль $|1 + 2\cos(\varphi_1) + j2\sin(\varphi_1)|$ знаменателя дроби (2.21) принимает значения от 3 до 1 при изменении φ_1 от 0 до минус 180°.

Отсюда следует, что левая часть выражения (0.21) с точностью не менее $\pm 1\%$ равна правой. А значит в выражении (0.18) справедливо поставить знак приближенного равенства.

Полученное приближенное выражение (0.18) говорит о том, что для двухконтурной системы автоматического регулирования выходного напряжения с подчиненным контуром обратной связи по току и общим контуром обратной связи по напряжению, настроенных на модальный оптимум по методике, приведенной в [62], справедливо выражение (0.15).

Следовательно, заданный выходной импеданс для системы автоматического регулирования определяется значением емкости выходного фильтра и быстродействием контура обратной связи по напряжению. При этом в нижней полосе частот выходной импеданс обеспечивается контуром обратной связи, а в верхней полосе частот – только емкостью выходного фильтра. Граничной частотой, разделяющей область верхних и нижних частот, с некоторым допущением можно считать частоту единичного усиления (zero crossover frequency) разомкнутого контура отрицательной обратной связи по напряжению. При этом выбранная частота единичного усиления разомкнутого контура отрицательной обратной связи по напряжению определяет требуемую емкость выходного фильтра при условии, что запас по фазе системы автоматического регулирования будет $\leq 60^\circ$.

Приведем пример определения минимальной емкости импульсного регулятора, работающего на частоте $f_{\Pi} = 100$ кГц и имеющего два контура регулирования – подчиненный по току и внешний по напряжению. Каждый контур настроен на модальный оптимум с сдвигом частоты единичного усиления на $1/2$ согласно методике настройки многоконтурных систем, приведенной в работе [62].

Частота единичного усиления подчиненного контура тока

$$f_{T1} = \frac{f_{\Pi}}{10} = 10 \text{ кГц.} \quad (0.22)$$

Частота единичного усиления подчиненного контура по напряжению

$$f_{H1} = \frac{f_{T1}}{2} = 5 \text{ кГц.} \quad (0.23)$$

Как было отмечено выше, согласно выражению (2.2) для МСН с выходной мощностью 850 Вт выходной импеданс должен быть меньше 235 мОм. Требуемая минимальная емкость выходного фильтра, при условии что паразитное активное сопротивление емкости мало, согласно выражению (0.15), составит

$$C \geq \frac{1.2}{2\pi f_1 \sqrt{Z_{out \max}^2 - r_C^2}} = \frac{1.2}{2\pi \cdot 5 \text{ кГц} \cdot 235 \text{ мОм}} = 163 \text{ мкФ} \quad (0.24)$$

Достаточность величины емкости, рассчитанной по уравнению (2.24) и определяющей необходимый импеданс, подтверждается результатами имитационного моделирования, приведенными в п. 0.

2.3 Разработка и моделирование многоканального элемента выбора медианного сигнала

Одной из ключевых задач для реализации ЭПК на автономных унифицированных МСН с цифровой СУ является задача создания многоканального элемента выбора медианного сигнала МЭ с количеством входов, кратным количеству модулей ЭПК. Многоканальный элемент выбора МЭ в структуре МСН, кроме выбора одного сигнала управляющего воздействия, также производит выбор одного синхросигнала из N входных сигналов в любой момент времени. Все входные сигналы и синхросигналы генерируются каналами обратных связей по напряжению каждого модуля МСН. Выбор сигнала управляющего воздействия может производиться разными алгоритмами [63], но, по нашему мнению, наиболее простым и эффективным является алгоритм выбора по медианному алгоритму, который заключается в сортировке величин входных сигналов по возрастанию и выбору того входного сигнала, величина которого окажется посередине.

Для реализации ЭПК на автономных унифицированных МСН с цифровой СУ, представленного на рисунке 2.1, необходим МЭ с количеством входов сигнала СУВ и входов синхросигналов, равным максимальному количеству модулей МСН. Для ЭПК с выходной мощностью 20,4 кВт и выходной мощностью одного МСН, равной 850 Вт, с расчетом на один отказ потребуется не менее 25 модулей МСН и, соответственно, МЭ с количеством входов СУВ 25 и входов синхросигналов 25.

На рисунке 2.9 представлена функциональная схема МЭ, состоящая из канала выбора сигнала управляющего воздействия кСУВ и канала выбора синхросигнала кСС, которые, соответственно, передают один сигнал СУВ и один синхросигнал Синх. от N соответствующих входов. За передачу сигнала от соответствующего входа МЭ к его выходу отвечает виртуальный двухканальный N -позиционный переключатель К, которым управляет логическое устройство ЛУ. Логическое устройство принимает решение о переключении виртуального переключателя К на основании N сигналов СУВ. Таким образом, номер сигнала СУВ, передаваемый на первый выход МЭ, совпадает с номером синхросигнала, передаваемого на второй выход МЭ.

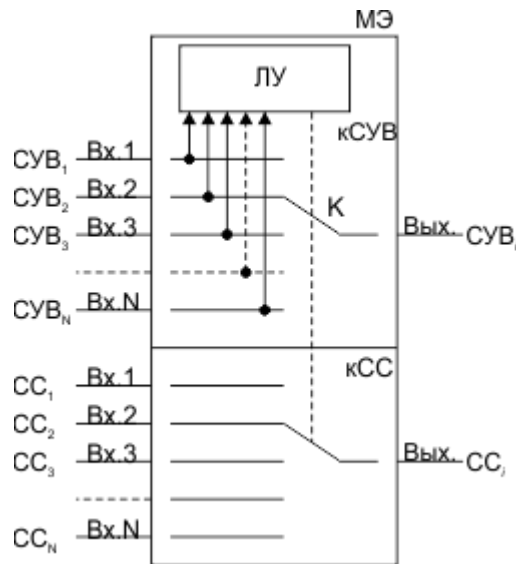


Рисунок 2.9 – Функциональная схема МЭ

Существуют различные методы реализации блока, производящего выбор медианного сигнала из N входных сигналов [[64, 65, 66, 67, 68, 69, 70, 71, 72, 73] [74] [64-74]. Для аналоговых и цифровых сигналов в работе [64] предлагается медианный идентификатор, в котором реализация схемы резервирования «2 из 3» осуществляется путем определения медианного сигнала из трех входных. Для этого осуществляется сравнение величины каждого из трех входных сигналов с величиной линейно изменяющегося опорного сигнала с помощью трех компараторов. Передача одного из входных сигналов на выход происходит при срабатывании второго компаратора (это свидетельствует о том, что на его входе действует сигнал, являющийся медианным). Данный алгоритм может быть расширен до вычисления медианного сигнала из N входных каналов. Недостатком такого алгоритма идентификации медианного сигнала при его цифровой реализации является его низкое быстродействие, обусловленное определением медианного сигнала, которое производится один раз за период линейно изменяющегося опорного сигнала. При этом время вычисления пропорционально глубине квантования опорного сигнала. При реализации медианного идентификатора для цифровых M -битных входных сигналов время вычисления медианного сигнала составит 2^M тактов работы опорного генератора. При частоте тактирования медианного идентификатора, равной 200 МГц, задержка вычисления медианного сигнала составит 82 мкс, а максимально возможная частота работы импульсного преобразователя напряжения в составе МСН будет не выше 12,2 кГц, что недопустимо мало, поскольку современные преобразователи работают с частотой преобразования более 100 кГц.

В работе [73] рассмотрено устройство для передачи на нагрузку медианного из трех входных сигналов. Устройство имеет три входа и один выход. Принцип его работы заключается в том, что выбор медианного сигнала осуществляется двумя диодными каскадами. Первый

каскад состоит из трех параллельных каналов, каждый из которых имеет два входа и один выход. Второй каскад имеет три входа и один выход, являющийся выходом устройства. На каждый из каналов первого каскада подается неповторяющаяся комбинация из трех входных сигналов по два. В каждом канале первого каскада осуществляется выбор минимального из двух входных сигналов. Во втором каскаде устройства осуществляется выбор максимального из трех выходных сигналов первого каскада. При этом первый каскад исключает все сигналы выше медианного, а второй каскад выбирает медианный сигнал, потому что этот сигнал будет максимальным из выбранных первым каскадом. Таким образом, на выход рассматриваемого устройства передается сигнал, имеющий медианное значение среди трех входных сигналов. Данное устройство может быть масштабировано до поиска и передачи на выход медианного сигнала из N входных сигналов (где N – нечетное число). Количество каналов первого каскада и их входов будет определяться следующими выражениями:

$$\begin{aligned} n = C_N^k &= \frac{N!}{(N-k)!k!}, \\ k &= \frac{N+1}{2}, \end{aligned} \quad (0.25)$$

где N – количество входных аналоговых сигналов; n – количество каналов первого каскада; k – количество входов каждого канала первого каскада.

Таким образом, для реализации предложенного в [73] устройства на 7 каналов потребуется тридцать пять 4-входовых каналов первого каскада, каждый из которых состоит из 8 диодов. Следовательно, реализация 7-канального медианного элемента по данному принципу работы на ПЛИС займет более 4 тысяч логических ячеек и это число будет значительно увеличиваться при дальнейшем масштабировании системы на большее количество входных сигналов.

В работе [74] рассмотрен ранговый фильтр, обеспечивающий выбор минимального, максимального или медианного сигнала (в зависимости от комбинации управляющих сигналов) из N входных аналоговых сигналов (N – нечетное число). Принцип его работы заключается в том, что в устройстве производится вычисление необходимого сигнала (максимального, медианного или минимального) по комбинаторному алгоритму с помощью селекторов. При этом для его реализации количество селекторов и их входов будет определяться следующими выражениями:

$$\begin{aligned} \text{sel} = C_N^x &= \frac{N!}{(N-x)!x!}, \\ x &= \frac{N+1}{2}, \end{aligned} \quad (0.26)$$

где N – количество входных аналоговых сигналов; sel – количество селекторов; x – количество входов каждого селектора.

Таким образом, для реализации предложенного в [74] рангового фильтра на 7 каналов с использованием цифровой схемотехники потребуется тридцать пять 4-входовых селекторов, каждый из которых содержит 3 компаратора и 3 двухканальных многоуровневых мультиплексора. Реализация 7-канального рангового фильтра на ПЛИС занимает более 4 тысяч логических ячеек и это число будет значительно увеличиваться при дальнейшем масштабировании системы на большее количество входных каналов рангового фильтра.

Следовательно, для реализации 25-канального медианного устройства по алгоритмам, приведенным в работах [73, 74], потребуется более 5 млн селекторов (каналов первого каскада), из-за чего их реализация в ПЛИС не представляется возможной.

Идея создания быстродействующего многоканального элемента выбора медианного сигнала состоит в применении нового алгоритма поиска медианного сигнала среди N входных сигналов, заключающегося в том, чтобы увеличить количество каналов сравнения, необходимых для выполнения задачи поиска, пропорционально числу входных сигналов N . Это позволит уменьшить количество необходимых ячеек в ПЛИС для реализации элемента выбора медианного сигнала по сравнению с рассмотренными выше, так как количество каналов сравнения (селекторов, каналов первого каскада) в данных реализациях находится в факториальной зависимости от количества входов элемента выбора, что приводит к значительному увеличению требуемого количества логических ячеек в ПЛИС при увеличении количества входов элемента выбора медианного сигнала. За счет параллельной работы каналов сравнения элемент выбора должен обеспечить высокое быстродействие, которое позволит повысить частоту работы импульсных преобразователей в составе МСН.

Предлагаемый алгоритм работы элемента выбора медианного сигнала заключается в применении в каждый момент времени алгоритма сортировки по возрастанию величины входного сигнала для вектора входных сигналов ($X_{s1} - X_{sN}$) и передаче на выход устройства того значения X_{si} , которое занимает медианное положение в этом векторе. С этой целью для каждого элемента входного вектора находится индекс, определяющий его местоположение в отсортированном векторе, по алгоритму

$$Ind_i = \sum_{j=1, j \neq i}^N f(X_{si}, X_{sj}),$$

$$f(X_{si}, X_{sj}) = \begin{cases} 1 & \text{if } X_{si} > X_{sj}; \\ 0 & \text{if } X_{si} < X_{sj}, \end{cases} \quad (0.27)$$

где i – номер входа элемента выбора медианного сигнала; Ind_i – индекс, определяющий местоположение элемента X_{si} в отсортированном по возрастанию векторе значений входных сигналов.

Для исключения случаев равенства, когда $X_{si} = X_{sj}$, величины входных сигналов требуется преобразовать таким образом, чтобы взаимное расположение сигналов в отсортированном по возрастанию значений векторов не изменилось, но все полученные в результате сигналы отличались друг от друга по крайней мере на единицу младшего разряда. На выход элемента выбора поступает медианный сигнал X_{si} , индекс которого в отсортированном по возрастанию векторе значений входных сигналов определяется по выражению (индексация элементов вектора начинается с нуля)

$$Med = \left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor, \quad (0.28)$$

где $\lfloor \rfloor$ – округление результата до целого в меньшую сторону; Med – индекс элемента, занимающего медианное положение в отсортированном по возрастанию векторе значений входных сигналов.

На рисунке 2.10 представлена функциональная схема N -канального элемента выбора медианного сигнала $ME1$, реализующая описанный выше алгоритм и имеющая N входов $In1–InN$ для подключения входных сигналов и выходы Err и Out , на которые передаются, соответственно, сигнал ошибки и медианный сигнал из N входных сигналов устройства. Сигнал ошибки, получаемый на выходе Err , может быть использован для выявления сбоев в работе или неисправности элемента выбора.

Данная схема N -канального элемента выбора медианного сигнала содержит схему управления и мультиплексор $Sw1$, имеющий N информационных входов $Inf1–InfN$, адресный вход Add и выход F . Схема управления осуществляет вычисление номера канала элемента выбора медианного сигнала, на который поступает сигнал, имеющий медианное значение, и состоит из N -канального модуля ранжирования $RM1$, N каналов сравнения $CC1–CCN$, блока $Const1$, задающего константу, равную $\lfloor N/2 \rfloor$, шифратора $CD1$ с возможностью определения ошибочных комбинаций.

На входы $In1–InN$ элемента выбора $ME1$ поступают N сигналов $X_{s1}–X_{sN}$, которые одновременно поступают на информационные входы мультиплексора $Sw1$, передающего на выход Out элемента выбора один из входных сигналов X_{s1} , имеющий медианное значение.

Принцип работы схемы управления состоит в следующем. На выходе F шифратора $CD1$ формируется управляющий мультиплексором сигнал $Control$, несущий информацию о номере канала элемента выбора, на который поступает сигнал, имеющий медианное значение. Кроме того, в случае возникновения ошибок при вычислении номера канала на выходе E шифратора $CD1$ генерируется сигнал ошибки, передаваемый на выход Err элемента выбора $ME1$. На входы $D1–DN$ шифратора поступают выходные сигналы $A_{s1}–A_{sN}$ каналов сравнения $CC1–CCN$. Логика работы шифратора $CD1$ поясняется таблицей истинности (таблица 2.3).

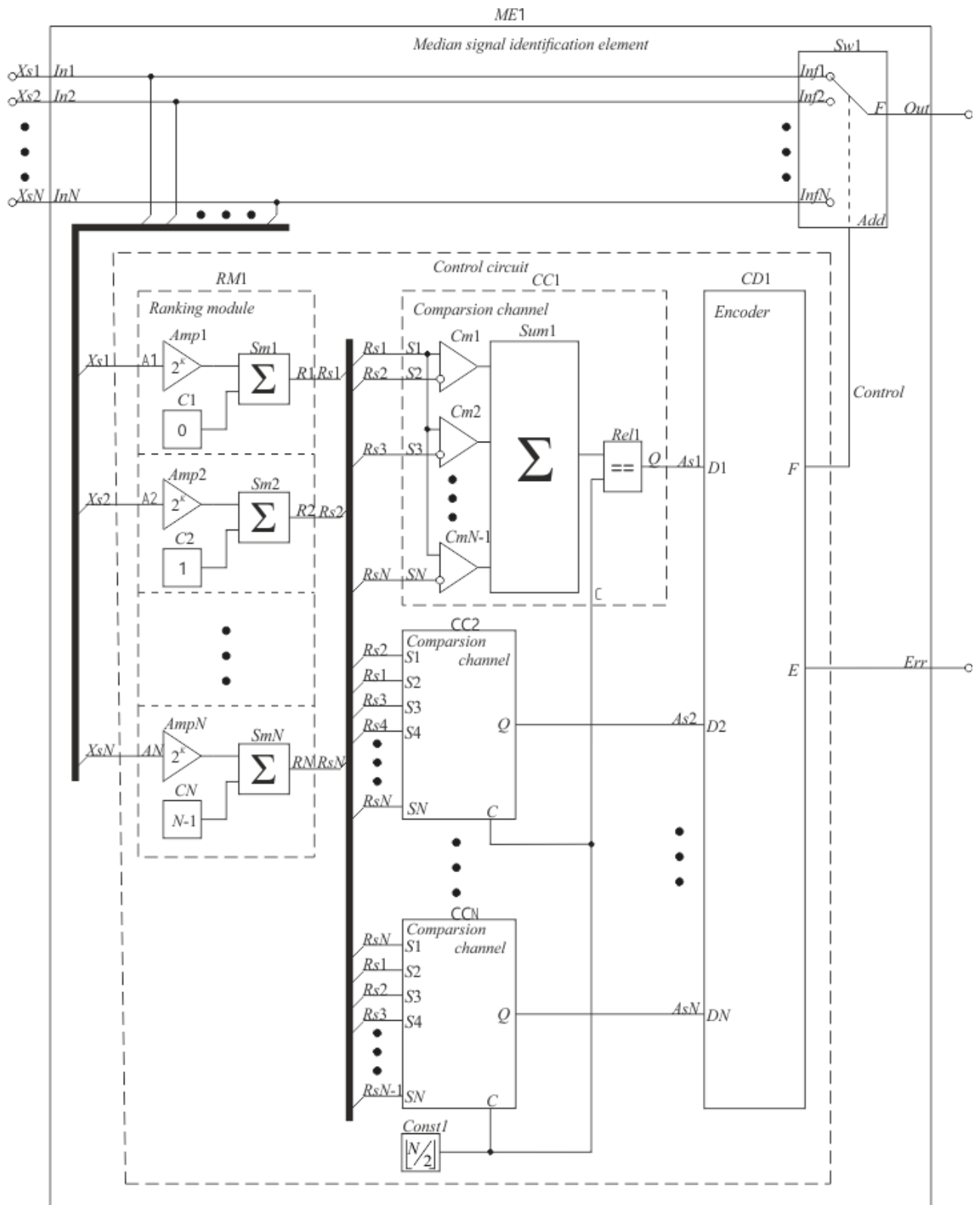


Рисунок 2.10 – Функциональная схема N -канального
элемента выбора медианного сигнала

Таблица 2.3 – Таблица истинности шифратора с возможностью определения ошибочной комбинации

Номер комбинации	Вход D_i шифратора						Выход F	Выход E
	$D1$	$D2$	$D3$	$D4$	$D5$	DN		
1	1	0	0	0	0	0	1	0
2	0	1	0	0	0	0	2	0
3	0	0	1	0	0	0	3	0
4	0	0	0	1	0	0	4	0
5	0	0	0	0	1	0	5	0
...						...		
N	0	0	0	0	0	1	N	0
Все остальные (неверные) комбинации							X	1

Таблицу истинности представленного шифратора условно можно разделить на две части – верные и неверные комбинации. Таблица истинности верных комбинаций шифратора на N входов представляет собой единичную матрицу, что соответствует поступлению на i -й вход шифратора логической единицы, а на все остальные – логических нулей. Неверными комбинациями являются все случаи, когда логическая единица присутствует на более чем одном входе или отсутствует вовсе. В соответствии с таблицей истинности при поступлении на входы шифратора верной комбинации на выходе F формируется номер канала элемента выбора, на который поступает сигнал, имеющий медианное значение среди входных сигналов, что приводит к подключению соответствующего сигнала на выход элемента выбора. Ошибочными являются все комбинации, при которых на входы шифратора приходят более одной логической единицы, это свидетельствует о том, что медианный сигнал не был найден или было найдено несколько медианных сигналов. При поступлении на входы $D1$ – DN шифратора ошибочной комбинации, на его выходе E формируется логическая единица, информирующая о возникшей ошибке.

Входные сигналы $As1$ – AsN шифратора $CD1$ формируются с помощью N каналов сравнения $CC1$ – CCN . Каждый канал сравнения CCi имеет эталонный вход $S1$ и сравниваемые входы $S2$ – SN . Канал состоит из $N-1$ компараторов $Cm1$ – $CmN-1$, выходы которых подключены ко входам сумматора $Sum1$. Выход сумматора подключен к первому входу блока сравнения $Rel1$, второй вход которого образует управляющий вход C канала сравнения. Неинвертирующие входы компараторов $Cm1$ – $CmN-1$ объединены и образуют эталонный вход $S1$ канала сравнения, а инвертирующие входы образуют, соответственно, сравниваемые входы $S2$ – SN . На входы $S1$ – SN канала сравнения поступают ранжированные сигналы $Rs1$ – RsN , полученные в результате обработки входных сигналов $Xs1$ – XsN в модуле ранжирования $RM1$, причем на эталонный вход

$S1$ i -го канала сравнения поступает сигнал R_{si} , а на сравниваемые входы $S2-SN$ поступают сигналы R_{s1-RsN} не включая R_{si} . Выход блока сравнения $Rel1$ образует выход Q соответствующего канала сравнения, соединенный с соответствующим входом Di шифратора $CD1$. Управляющие входы C всех каналов сравнения объединены и подключены к выходу блока константы $Const1$.

Логика работы i -го канала сравнения заключается в следующем. В i -м канале сравнения сигнал R_{si} , поступающий на эталонный вход $S1$, сравнивается с остальными входными сигналами (R_{s1-RsN} не включая R_{si}) канала сравнения с помощью компараторов $Cm1-CmN-1$. Если эталонный сигнал компаратора больше сравниваемого сигнала, то на выходе компаратора формируется логическая единица, в противном случае – логический ноль. Сумматор $Sum1$ i -го канала сравнения подсчитывает количество логических единиц на его входах. Данная сумма соответствует индексу эталонного сигнала R_{si} в векторе значений сигналов R_{s1-RsN} , отсортированном по возрастанию величин. Полученный результат суммирования передается на первый вход блока сравнения $Rel1$ этого же канала сравнения. На выходе блока сравнения $Rel1$ формируется логическая единица, когда сигнал на его первом входе равен сигналу на его втором входе, в противном случае формируется логический ноль. Так как на второй вход блока сравнения $Rel1$ поступает сигнал, соответствующий номеру медианного сигнала $[N/2]$ в отсортированном массиве значений входных сигналов, логическая единица на выходе элемента будет только в том случае, когда сумма на выходе $Sum1$ будет равна $[N/2]$.

В каждый момент времени может существовать только один медианный сигнал, поэтому логическая единица может быть сформирована только на выходе одного канала сравнения CCi , а на выходах остальных каналов сравнения при этом должны быть логические нули. Такое возможно только в том случае, если величины входных сигналов R_{s1-RsN} каналов сравнения различны.

Для иллюстрации данного утверждения приведем два численных примера. Пусть количество входов элемента выбора медианного сигнала $N = 7$, индекс медианного элемента в отсортированном по возрастанию векторе значений входных сигналов $[7/2]=3$. При этом первый пример, приведенный в таблице 2.4, демонстрирует работу каналов сравнения, когда все входные сигналы элемента $ME1$ различны по величине, а второй (таблица 2.5) – когда на входах $ME1$ существуют сигналы с одинаковыми значениями.

Пример из таблицы 2.5 иллюстрирует случай, когда на выходах нескольких каналов сравнения присутствует логическая единица, что является ошибочной комбинацией входных сигналов для шифратора $CD1$. Это приведет к непредсказуемому значению управляющего сигнала $Control$ мультиплексора $Sw1$ и, соответственно, к подключению на выход устройства случайного входного сигнала X_{s1-Xs7} .

Таблица 2.4 – Численный пример работы каналов сравнения для 7-канального элемента выбора медианного сигнала, когда все входные сигналы элемента выбора имеют разные значения

Значение входного сигнала элемента выбора медианного сигнала	X_{s1}	X_{s2}	X_{s3}	X_{s4}	X_{s5}	X_{s6}	X_{s7}
	21	18	8	3	23	11	5
Значение сигнала на выходе сумматора $Sum1$ соответствующего канала сравнения	$CC1$	$CC2$	$CC3$	$CC4$	$CC5$	$CC5$	$CC6$
	5	4	2	0	6	3	1
Значение сигнала на выходе Q канала сравнения	$As1$	$As2$	$As3$	$As4$	$As5$	$As6$	$As7$
	0	0	0	0	0	1	0

Таблица 2.5 – Численный пример работы каналов сравнения для 7-канального элемента выбора медианного сигнала, когда на некоторые входы подаются сигналы, имеющие одинаковые значения

Значение входного сигнала элемента выбора медианного сигнала	X_{s1}	X_{s2}	X_{s3}	X_{s4}	X_{s5}	X_{s6}	X_{s7}
	21	11	8	3	23	11	5
Значение сигнала на выходе сумматора $Sum1$ соответствующего канала сравнения	$CC1$	$CC2$	$CC3$	$CC4$	$CC5$	$CC5$	$CC6$
	5	3	2	0	6	3	1
Значение сигнала на выходе Q канала сравнения	$As1$	$As2$	$As3$	$As4$	$As5$	$As6$	$As7$
	0	1	0	0	0	1	0

Для обеспечения правильной работы алгоритма при равных значениях входных сигналов элемента выбора введен модуль ранжирования $RM1$, который обеспечивает строгое неравенство всех сигналов, поступающих на каналы сравнения. Как отмечено выше, для исключения случаев, когда $X_{si} = X_{sj}$, величины входных сигналов требуется преобразовать таким образом, чтобы взаимное расположение сигналов в отсортированном по возрастанию значений векторов не изменилось, но все полученные в результате сигналы отличались друг от друга по крайней мере на единицу младшего разряда. Это достигается путем преобразования входных сигналов $X_{s1}–X_{sN}$ в ранжированные сигналы $Rs1–RsN$ с помощью выполнения следующей математической операции:

$$\begin{aligned}
 R_{si} &= (X_{si} \cdot 2^K) + C_i; \\
 i &= 1, \dots, N, \\
 C_i &= i - 1, \\
 K &= \lceil \log_2 N \rceil,
 \end{aligned}
 \tag{0.29}$$

где i – номер канала элемента выбора медианного сигнала; X_{si} – соответствующий входной сигнал; 2^K – коэффициент масштабирования, необходимый для обеспечения несущественности вносимой добавки C_i ; R_{si} – соответствующий выходной сигнал модуля ранжирования.

Каждый канал модуля ранжирования $RM1$ выполняет математическую операцию (0.29) и состоит из усилителя A_{mpi} с коэффициентом усиления 2^K , вход которого образует вход A_i модуля ранжирования, а выход подключен к первому входу сумматора S_{mi} , ко второму входу которого подключен выход блока константы C_i , определяющей индекс соответствующего входного сигнала X_{si} . Выход сумматора S_{mi} образует соответствующий выход R_i модуля ранжирования.

Выполнение математической операции (0.29) над каждым входным сигналом $X_{s1}–X_{sN}$ обеспечивает отличие значений результирующих ранжированных сигналов $R_{s1}–R_{sN}$ друг от друга по крайней мере на единицу.

В таблице 2.6 представлен численный пример работы каналов сравнения с модулем ранжирования для 7-канального элемента выбора медианного сигнала, когда на некоторые входы подаются сигналы, имеющие одинаковые значения.

Таблица 2.6 – Пример работы каналов сравнения с модулем ранжирования для 7-канального элемента выбора медианного сигнала, когда на некоторые входы подаются сигналы, имеющие одинаковые значения

Значение входного сигнала элемента выбора медианного сигнала	X_{s1}	X_{s2}	X_{s3}	X_{s4}	X_{s5}	X_{s6}	X_{s7}
	21	11	8	3	23	11	5
Значение сигнала на выходе соответствующего канала модуля ранжирования	R_{s1}	R_{s2}	R_{s3}	R_{s4}	R_{s5}	R_{s6}	R_{s7}
	168	89	66	27	188	93	46
Значение сигнала на выходе сумматора $Sum1$ соответствующего канала сравнения	$CC1$	$CC2$	$CC3$	$CC4$	$CC5$	$CC5$	$CC6$
	5	3	2	0	6	4	1
Значение сигнала на выходе Q канала сравнения	$As1$	$As2$	$As3$	$As4$	$As5$	$As6$	$As7$
	0	1	0	0	0	0	0

Примеры, приведенные в таблицах 2.5 и 2.6, позволяют заключить, что введение модуля ранжирования обеспечивает корректное определение медианного сигнала элементом выбора даже при наличии на входах элемента выбора сигналов, имеющих одинаковые значения.

Техническая реализация элемента выбора медианного сигнала и ее описание

Для проверки работоспособности алгоритма работы элемента выбора медианного сигнала на основе описанной выше функциональной схемы (см. рисунок 2.10) была разработана

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ 7-КАНАЛЬНОГО ЭЛЕМЕНТА ВЫБОРА МЕДИАННОГО СИГНАЛА В СРЕДЕ Matlab Simulink (рисунок 2.11).

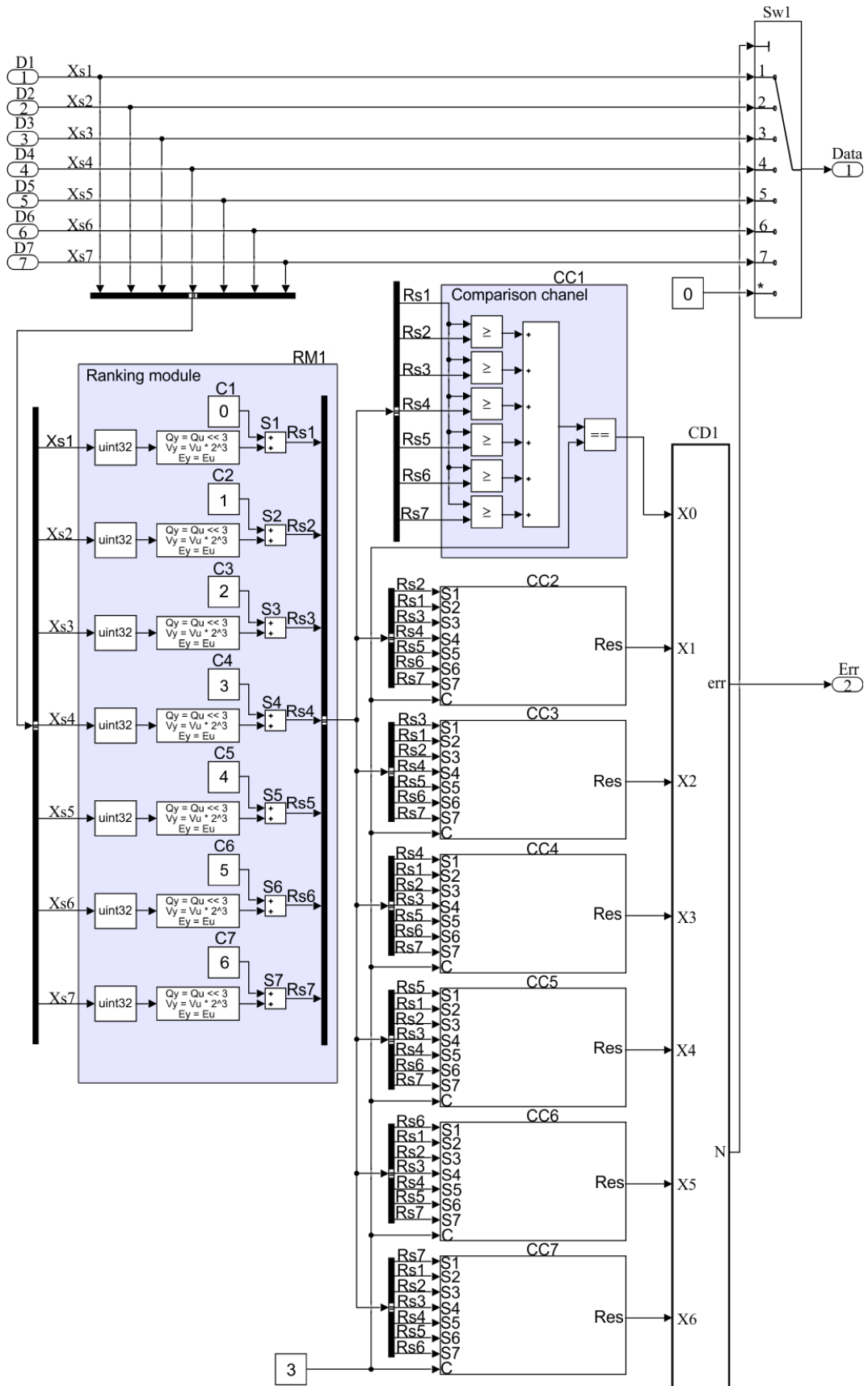


Рисунок 2.11 – Имитационная модель 7-канального элемента выбора медианного сигнала

Поскольку дальнейшая реализация данного алгоритма предполагается на цифровых элементах (ПЛИС, дискретные цифровые элементы), целесообразно заменить операцию умножения сигнала X_{si} на $2K$ эквивалентной операцией логического сдвига влево на K бит для уменьшения количества используемых умножителей, что особенно критично при реализации на ПЛИС, где их число ограничено.

Для демонстрации работы модели на входы элемента выбора медианного сигнала подается 7 цифровых синусоидальных сигналов X_{s1} – X_{s7} с частотой 10 кГц, амплитудой $(2^{14}-1)$ и постоянной составляющей 2^{14} (в формате uint16). Входные сигналы сдвинуты друг относительно друга на $2\pi/7$ рад, что позволяет учесть ситуации, когда сигналы на входе имеют различные значения или совпадают. Результаты моделирования приведены на рисунке 2.12.

Результаты моделирования показывают, что элемент выбора корректно определяет медианный сигнал из семи входных сигналов. При этом на выход сигнала ошибки элемента выбора подается логический 0, что свидетельствует об отсутствии ошибочных комбинаций срабатывания каналов сравнения.

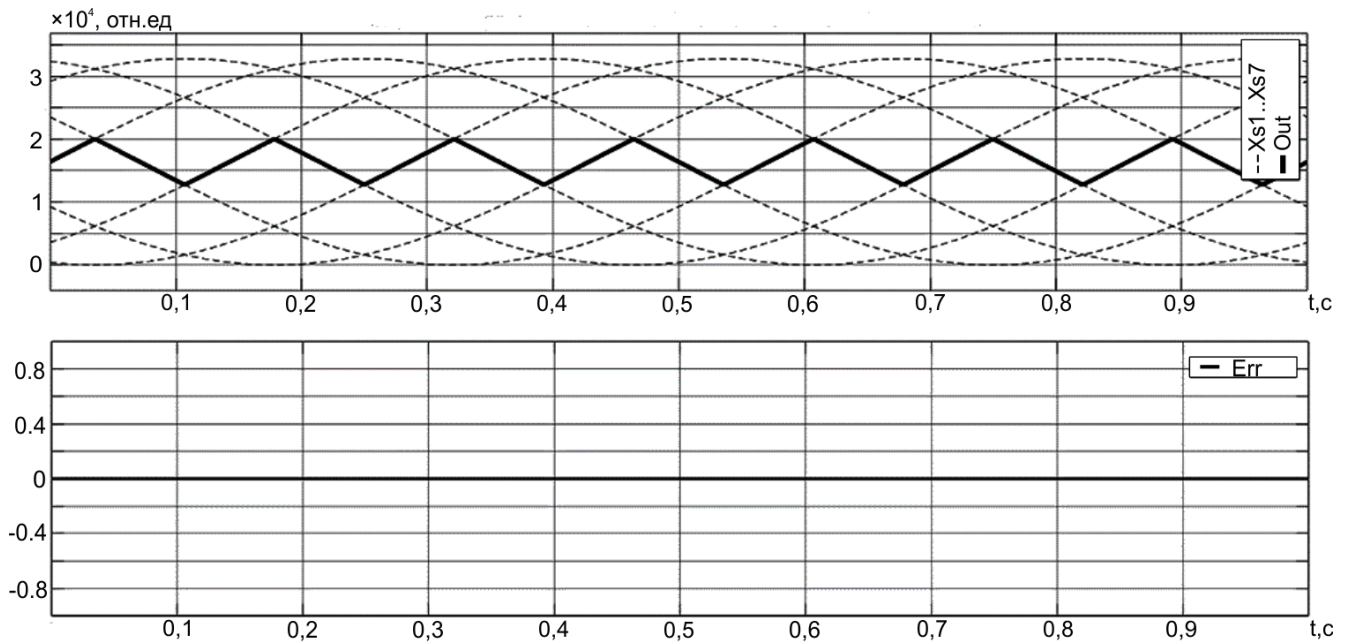


Рисунок 2.12 – Диаграммы входных и выходных сигналов 7-канального элемента выбора медианного сигнала: входные сигналы X_{s1} – X_{s7} обозначены прерывистой линией, выходной сигнал Out выделен жирным на верхней диаграмме, выходной сигнал ошибки Err приведен на нижней диаграмме

Для проверки работоспособности устройства при возникновении ошибочной комбинации срабатывания каналов сравнения на входе шифратора, подключенного к каналу сравнения $CC4$, было симитировано наведение логической единицы. Полученные при этом диаграммы работы элемента выбора медианного сигнала представлены на рисунках 2.13, 2.14.

Приведенные диаграммы показывают, что в моменты, когда логическая единица приходит одновременно на несколько входов шифратора, на выходе *Err* элемента выбора формируется логическая единица, которая информирует о возникновении ошибки при работе устройства (логическая единица на *i*-м входе шифратора свидетельствует о том, что на *i*-й канал элемента выбора поступает сигнал, имеющий медианное значение, поэтому при корректной работе устройства в каждый момент времени логическая единица может поступать только на один вход шифратора).

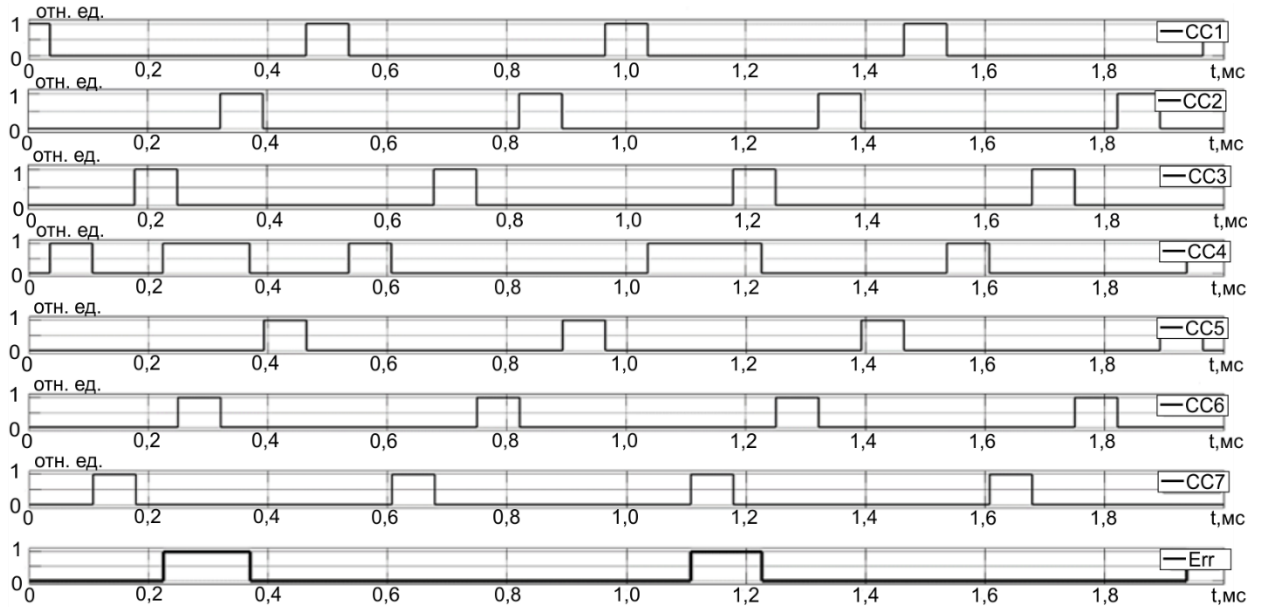


Рисунок 2.13 – Диаграммы входных сигналов шифратора 7-канального элемента выбора медианного сигнала и выходного сигнала ошибки при наведении логической единицы на входе шифратора, подключенного к каналу сравнения *CC4*

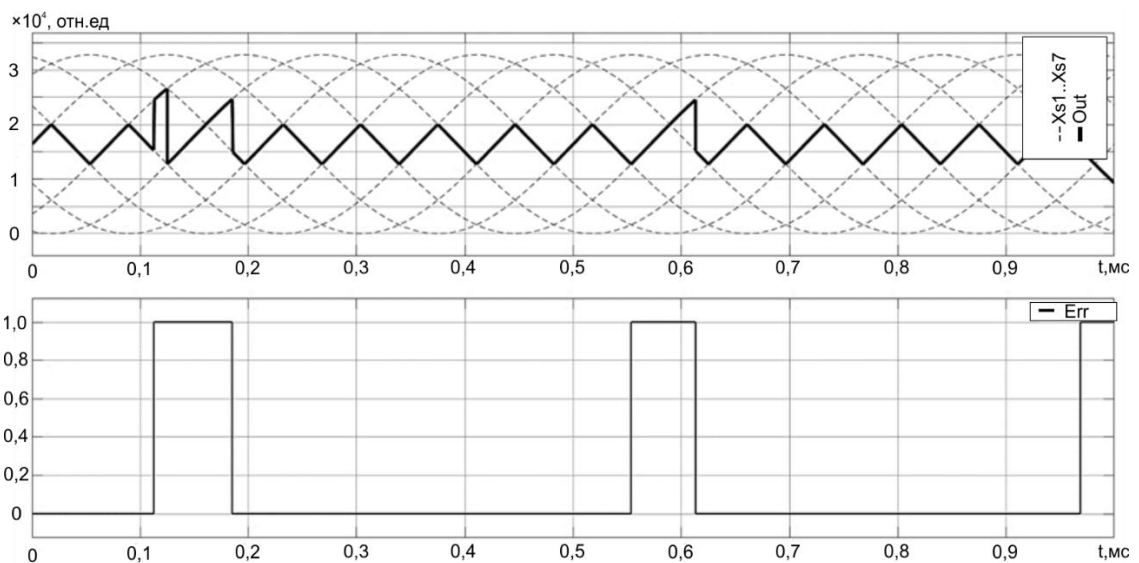


Рисунок 2.14 – Диаграммы входных и выходных сигналов 7-канального элемента выбора медианного сигнала при наличии на входе шифратора ошибочной комбинации

Экспериментальное подтверждение работоспособности элемента выбора медианного сигнала на ПЛИС

Для проверки работоспособности разработанного элемента выбора медианного сигнала необходимо реализовать его на ПЛИС. С целью упрощения задач разработки и тестирования описанного выше алгоритма с реализацией на ПЛИС может быть применен модельно-ориентированный подход.

Модельно-ориентированный подход основан на применении системных моделей на всех этапах проектирования сложных систем. Одним из ключевых аспектов модельно-ориентированного подхода является использование автоматической генерации кода на основе модели разрабатываемой системы [75]. Данный подход позволяет значительно ускорить разработку проекта за счет исключения необходимости ручного написания кода и уменьшения времени его отладки. Расширение HDL Coder для Matlab позволяет автоматически генерировать Verilog и VHDL код из функций Matlab и моделей Simulink, который может быть использован для программирования ПЛИС [76].

Для реализации разработанного элемента выбора медианного сигнала на ПЛИС с помощью расширения HDL Coder для Matlab из модели Simulink был автоматически сгенерирован код для ПЛИС на языке Verilog HDL, на основе которого был создан IP-блок 7-канального элемента выбора медианного сигнала для ПЛИС. Полученный IP-блок занимает в ПЛИС Altera Cyclone IV EP4CE115F29C7 432 логических ячейки (менее 1% от общего количества доступных в данной ПЛИС логических ячеек). Реализация на ПЛИС описанной выше структуры позволяет обеспечить высокую скорость вычисления медианного сигнала за счет параллельной работы каналов сравнения, что дает возможность нивелировать задержки отдельных элементов схемы, приближая их к времени распространения сигнала между логическими ячейками ПЛИС. Следовательно, задержка вычисления медианного сигнала не превышает один такт работы ПЛИС.

Для проверки работоспособности полученного IP-блока было проведено совместное моделирование Matlab и выбранной ПЛИС с помощью технологии FPGA in the loop (FIL). Данная технология позволяет отлаживать и тестировать разработанные алгоритмы на отладочных платах с ПЛИС или на опытных образцах, подключенных к Matlab или Simulink [77]. Для совместного моделирования IP-блока элемента выбора медианного сигнала на ПЛИС в Simulink был создан соответствующий блок FIL, с помощью которого осуществлялась связь модели Simulink с ПЛИС. В ходе совместного моделирования входные сигналы для элемента выбора генерировались в Simulink и передавались на ПЛИС, а выходной сигнал с ПЛИС передавался обратно в Simulink. На рисунке 2.15 представлен внешний вид модели для совместной симуляции FIL.

На рисунке 2.16 приведены диаграммы работы 7-канального элемента выбора медианного сигнала, реализованного на ПЛИС.

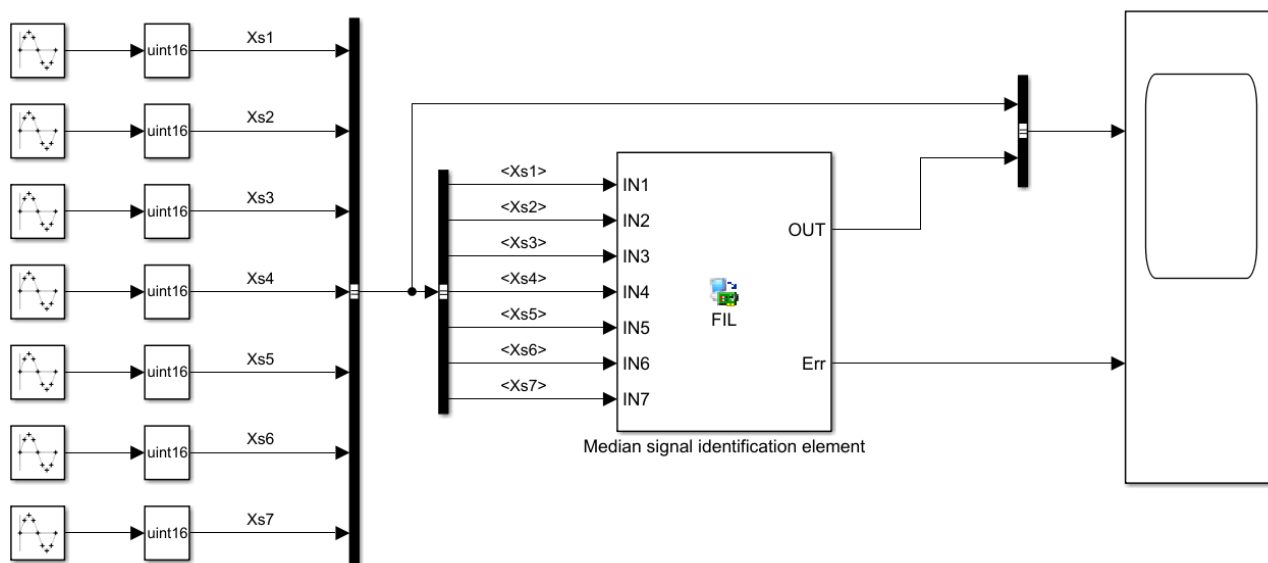


Рисунок 2.15 – Внешний вид модели для совместной симуляции FPGA in the loop

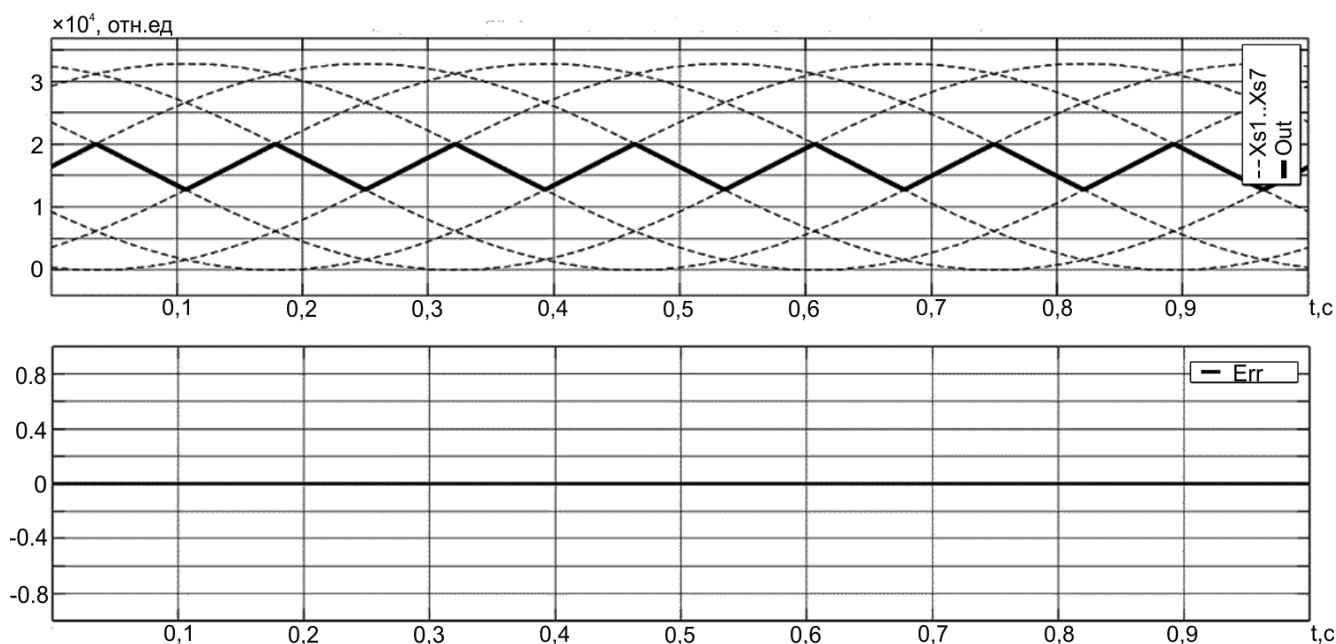


Рисунок 2.16 – Диаграммы работы 7-канального элемента выбора медианного сигнала, реализованного на ПЛИС

Диаграммы, приведенные на рисунке 2.16, показывают, что на выходе 7-канального элемента выбора наблюдается сигнал, занимающий медианное положение среди всех входных сигналов, что свидетельствует о корректной работе полученного IP-блока.

На рисунках 2.17, 2.18 представлены результаты работы 7-канального элемента выбора медианного сигнала в случаях, когда несколько входных сигналов равны нулю. Такая ситуация

может наблюдаться в случае, если в системе произошел отказ устройств, которые генерируют эти сигналы или отказ самих каналов связи.

Диаграммы, приведенные на рисунках 2.17, 2.18, показывают, что, если ненулевое значение входного сигнала сохраняется на четырех входах и более, на выходе разработанного элемента выбора наблюдается медианный сигнал среди всех 7 каналов, включая нерабочие, на которые подаются сигналы с нулевым значением.

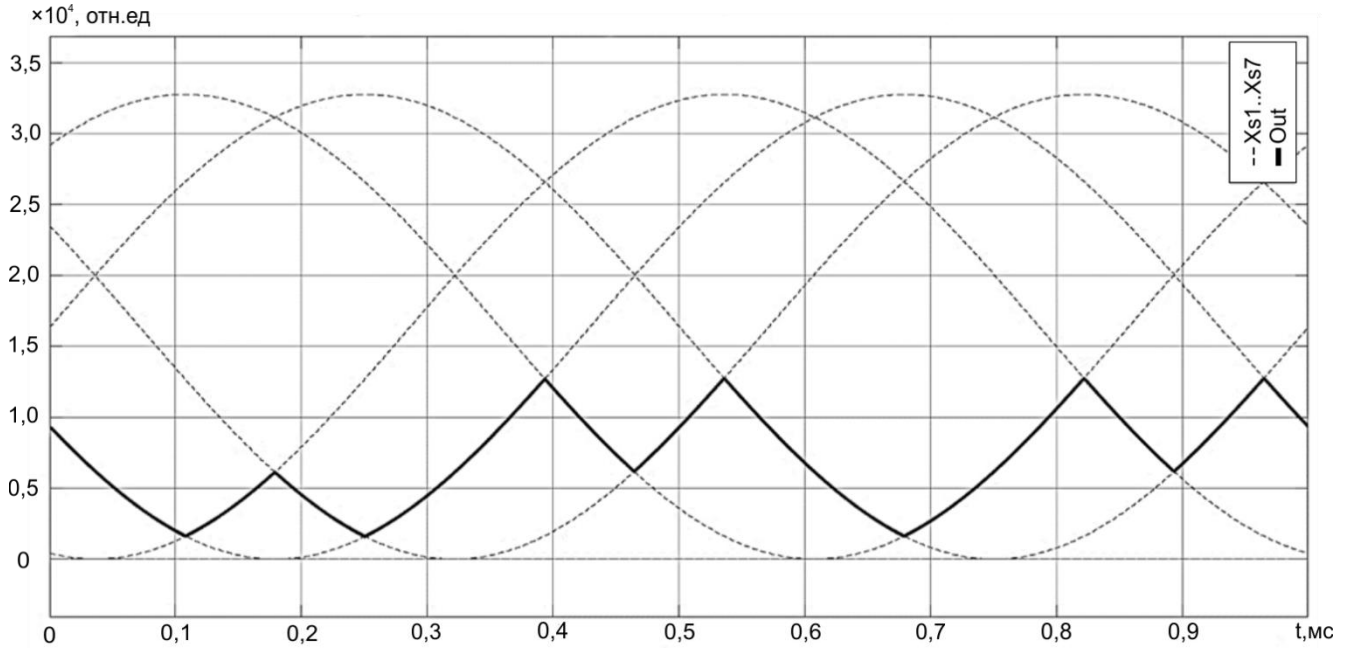


Рисунок 2.17 – Результаты работы 7-канального элемента выбора медианного сигнала в случае нулевых значений сигналов на двух входах

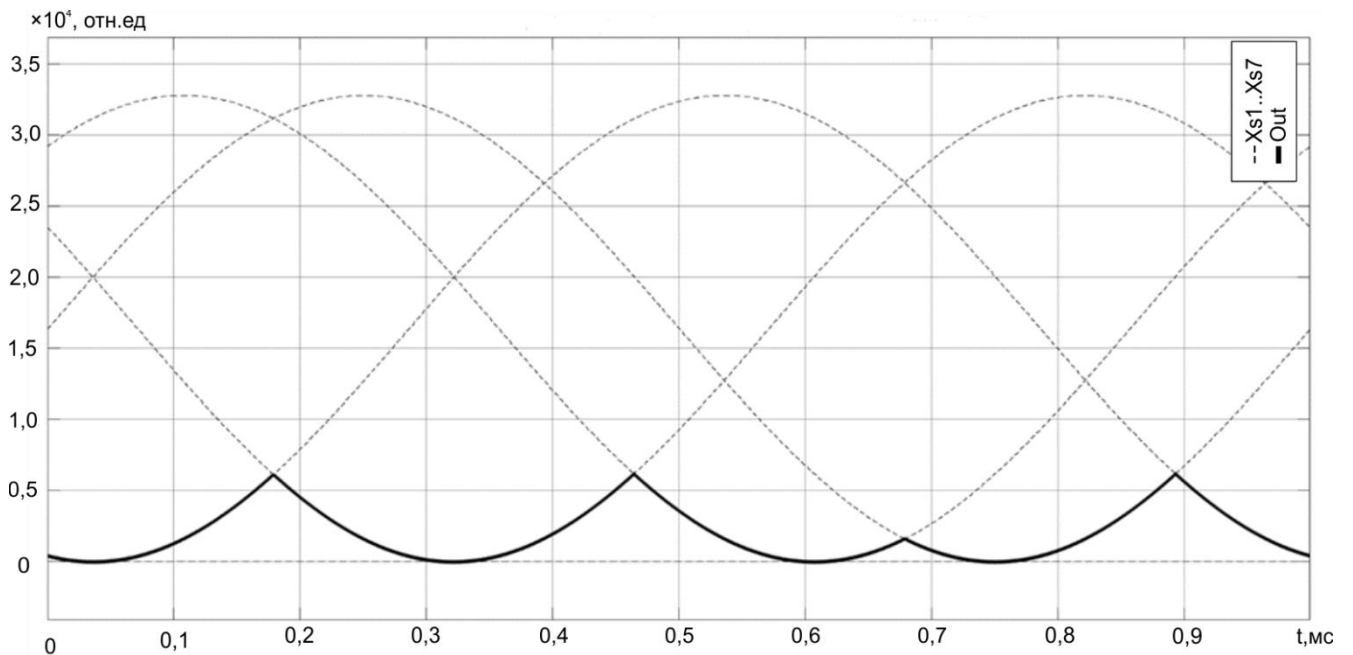


Рисунок 2.18 – Результаты работы 7-канального элемента выбора медианного сигнала в случае нулевых значений сигналов на трех входах

Рисунок 2.19 иллюстрирует обратную ситуацию, когда ненулевое значение входного сигнала сохраняется менее чем на четырех входах, что соответствует трем и менее рабочим каналам. При этом на выходе элемента выбора наблюдается ноль при нулевом значении сигнала Err , это свидетельствует о корректной работе устройства выбора медианного сигнала.

Таким образом, данный семиканальный элемент выбора обеспечивает резервирование «4 из 7». При разработке элемента выбора медианного сигнала на N входов может быть обеспечено резервирование « $\lceil N/2 \rceil$ из N », где $\lceil \cdot \rceil$ – округление до целого в большую сторону. Увеличение количества входов элемента выбора медианного сигнала до 25 позволяет реализовать резервирование по схеме «13 из 25», что дает возможность создать систему, рассчитанную на 12 отказов. При этом IP-блок такого элемента выбора занимает в ПЛИС Altera Cyclone IV EP4CE115F29C7 6555 логических ячеек (6% от числа доступных логических ячеек).

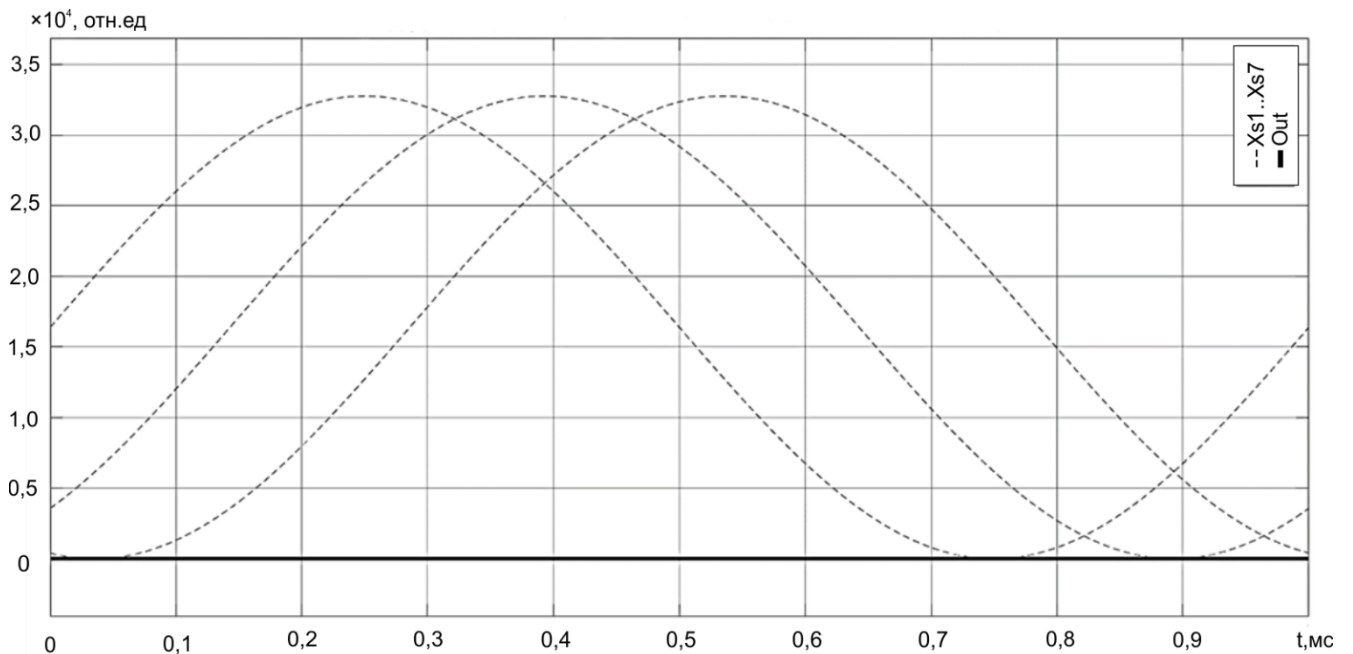


Рисунок 2.19 – Результаты работы 7-канального элемента выбора медианного сигнала в случае нулевых значений сигналов на четырех входах

Представленная структура многоканального элемента выбора медианного сигнала позволяет осуществить выбор медианного сигнала из любого количества входных сигналов (пределом масштабирования является количество логических ячеек используемой ПЛИС). При этом работа элемента выбора выполняется в режиме реального времени (задержка вычисления при этом равна задержке распространения сигналов в ПЛИС, которой можно пренебречь).

Дополнительной функцией разработанной схемы элемента выбора является возможность мониторинга неисправности или сбоев в работе самого элемента посредством дополнительного вывода Err .

Быстродействие полученного элемента выбора достигается за счет параллельной работы N каналов сравнения, обеспечивающих поиск медианного сигнала среди всех входных сигналов, следовательно, задержка вычисления медианного сигнала не превышает одного такта работы ПЛИС.

Установлено, что с увеличением количества входов элемента выбора количество необходимых для его реализации логических ячеек растет медленнее, чем у рассмотренных аналогов. При этом быстродействие элемента выбора остается неизменным.

Созданная на основе представленной структуры имитационная модель 7-канального элемента выбора медианного сигнала доказывает работоспособность логики работы элемента выбора. Применение модельно-ориентированного подхода для разработки IP-блока 7-канального элемента выбора медианного сигнала для ПЛИС обеспечивает высокую скорость перехода от наглядной модели к коду на языке Verilog для ПЛИС с помощью встроенных средств Matlab и Simulink. Такой подход позволяет исключить ошибки при написании кода и облегчить процесс его отладки. IP-блок 7-канального элемента выбора медианного сигнала для ПЛИС Altera Cyclone IV EP4CE115F29C7 занимает 432 логических ячейки. Работа IP-блока проверена на частоте тактирования 200 МГц, при этом вычисление медианного сигнала производится за время 5 нс. Временной интервал вычисления медианы в 2000 раз меньше времени одного такта работы силового инвертора, работающего на частоте 100 кГц, поэтому оно не внесет ощутимого негативного воздействия на частоту единичного усиления разомкнутого контура обратной связи по напряжению.

2.4 Разработка и моделирование цифрового широтно-импульсного модулятора

Прямая замена аналоговой системы управления импульсного преобразователя на цифровую систему управления вызывает снижение динамических характеристик и точности импульсного преобразователя из-за задержек и эффекта квантования, связанных с алгоритмом работы цифрового ШИМ [78, 79], АЦП и цифрового корректирующего звена [41].

В [79] отмечается, что реализация СУ в цифровом виде на микроконтроллере приводит к появлению звена чистого запаздывания на структурной схеме САР малосигнальной модели импульсного преобразователя напряжения:

$$W_{\text{ЦСУ}}(p) = e^{-t_{\text{ЦСУ}}p} \quad (0.30)$$

Там же отмечено, что временная задержка $t_{\text{ЦСУ}}$, вносимая ЦСУ, состоит из трех составляющих:

$$t_{\text{ЦСУ}} = t_{\text{АЦП}} + t_{\text{ВЫЧ}} + t_{\text{ЦШИМ}}, \quad (0.31)$$

где $t_{АЦП}$ – время, необходимое для преобразования входного аналогового сигнала в цифровой код; $t_{ВЫЧ}$ – время, необходимое для вычисления нового значения выходного сигнала корректирующего звена; $t_{ЦШИМ}$ – время задержки, вносимое цифровым широтно-импульсным модулятором (ЦШИМ).

Величиной времени $t_{АЦП}$ можно пренебречь в силу ее малости по сравнению с другими составляющими. Величина времени $t_{ВЫЧ}$ составляет половину периода ЦШИМ, если производить вычисление следующего значения коэффициентов на выходе корректирующего звена в середине предыдущего периода ЦШИМ:

$$t_{ВЫЧ} = 0,5T_{ШИМ} \quad (0.32)$$

Время $t_{ЦШИМ}$, вносимое ЦШИМ, по мнению авторов [79] составляет также половину периода работы ЦШИМ. При этом временную задержку $t_{ЦСУ}$ можно принять равной одному периоду ЦШИМ.

На рисунке 2.20 приведена структурная схема импульсного преобразователя напряжения с отрицательной обратной связью, где отмечено размещение звеньев чистого запаздывания, как указано в работе [79].

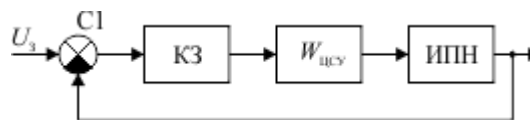


Рисунок 2.20 – Структурная схема импульсного преобразователя

Однако более детальные исследования ЦСУ показывают, что задержка $t_{цшиим}$, вносимая ЦШИМ, изменяется в пределах от 0 до $T_{ШИМ}$ при изменении постоянной составляющей сигнала b на выходе корректирующего звена от 0 до максимального значения модулирующего сигнала b_m .

При исследовании импульсных источников питания с ЦШИМ было выявлено несоответствие ожидаемых частотных характеристик с экспериментальными. На экспериментальной фазовой характеристике была отмечена зависимость постоянной времени запаздывания от текущей рабочей точки импульсного преобразователя.

На рисунке 2.21 представлены диаграммы работы ЦСУ, реализованной на аппаратно-программной платформе МК.

В момент времени t_1 , сдвинутый относительно начала формирования линейно изменяющегося модулирующего сигнала на $0,5 T_{ШИМ}$, начинает работать аналого-цифровой

преобразователь. В этот момент происходит захват аналогового сигнала в ячейку памяти-хранения АЦП (захват кадра аналогового сигнала). В момент времени t_2 АЦП заканчивает свою работу и вызывает аппаратное прерывание микроконтроллера МК, по которому начинает работать арифметико-логическое устройство (АЛУ) МК до момента времени t_3 . На этом интервале времени производятся две математические операции: вычисление ошибки между измеренным сигналом АЦП и сигналом задатчика U_3 и вычисление выходного сигнала корректирующего звена КЗ на основании этой ошибки. В момент времени t_3 выходной сигнал корректирующего звена КЗ вычислен и его записывают в «регистр защелку».

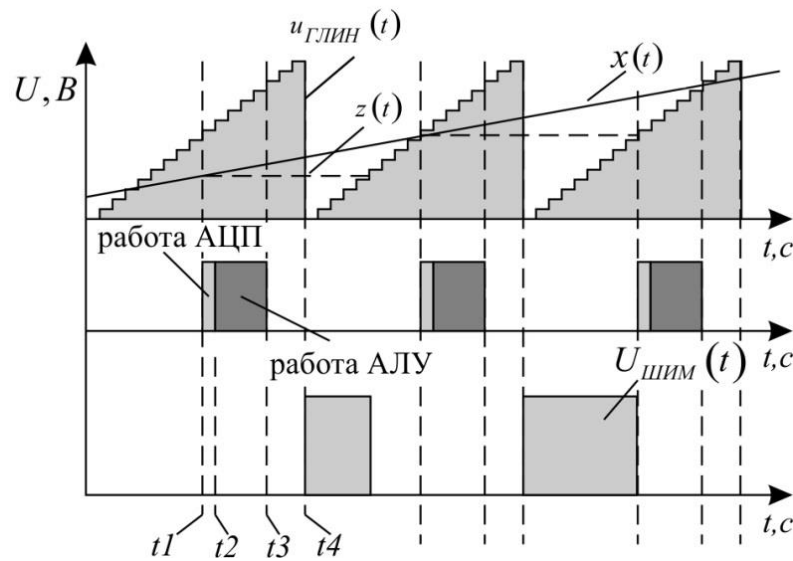


Рисунок 2.21 – Диаграмма работы ЦСУ

В момент времени t_4 заканчивается очередной период формирования модулирующего сигнала и начинается следующий. Вычисленное значение выходного сигнала КЗ берется из «регистра защелки» и подается в регистр сравнения таймера, формирующего ЦШИМ-сигнал. Сохранение вычисленного значения выходного сигнала КЗ в регистре защелки до окончания периода ЦШИМ позволяет избежать появления двух импульсов на выходе модулятора на одном периоде.

На рисунке 2.21 хорошо видны задержки, связанные с работой АЦП – $t_{\text{АЦП}}$, и АЛУ – $t_{\text{АЛУ}}$. Сумма этих интервалов времени не превышает и может быть значительно меньше $0,5T_{\text{ШИМ}}$. Сама же задержка $t_{\text{выч}}$ связана с алгоритмом исключения формирования двойного импульса на выходе модулятора.

Аналитическое определение задержки $t_{\text{ЦШИМ}}$, вносимой реализацией ЦШИМ, представляет собой сложную задачу. Поэтому воспользуемся методом экспериментального

определения этой задержки из частотных характеристик ЦШИМ, полученных на имитационной математической модели ЦШИМ.

Имитационная модель ЦШИМ представлена на рисунке 2.22. Она состоит из генератора линейно изменяющихся импульсов ГЛИН, экстраполятора нулевого порядка ЭНП и компаратора К. Период и фаза работы экстраполятора совпадают с периодом работы ГЛИН. Экстраполятор ЭНП имитирует работу идеального АЦП, мгновенно измеряющего аналоговый сигнал $x(t)$ в момент времени, совпадающий с началом периода работы ЦШИМ, а сравнение этого измеренного сигнала с пилообразным напряжением $z(t)$ с помощью компаратора К имитирует работу идеального цифрового ШИМ-2 [80]. Предложенная имитационная модель реализует алгоритм ШИМ-1.

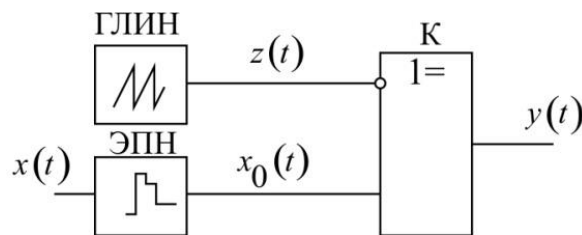


Рисунок 2.22 – Имитационная модель ЦШИМ

На вход ЦШИМ подадим сигнал вида

$$x(t) = a \times \cos(2\pi f \times t) + b, \quad (0.33)$$

где a – амплитуда переменной составляющей гармонического сигнала; b – постоянная составляющая входного сигнала.

В малосигнальных моделях ШИМ преобразователей постоянная составляющая b будет определять рабочую точку преобразователя, в которой производится линеаризация, а амплитуда a будет определять амплитуду гармонического отклонения от рабочей точки, которая по определению должна быть малой, теоретически стремиться к нулю, а практически в экспериментах она может лежать в диапазоне от 1 до 20% от величины постоянной составляющей b . Величина суммы составляющих b и a не должна также превышать амплитуду пилообразного напряжения для исключения насыщения ШИМ. Выходным сигналом $y(t)$ ЦШИМ (сигналом отклика) будем считать первую гармонику выходного сигнала ЦШИМ.

Имитационную модель, показанную на рисунке 2.22, в среде Mathcad можно представить следующим образом.

Модулирующий сигнал с выхода ГЛИН запишем в виде

$$z(t) = f_{\Pi} \times t - \text{floor}(f_{\Pi} \times t), \quad (0.34)$$

где f_{Π} – частота работы ЦШИМ (в экспериментах f_{Π} принята 100 кГц).

Модулирующий сигнал – это линейно изменяющийся сигнал от 0 до 1.

Выходной сигнал экстраполятора нулевого порядка можно записать как

$$x_0(t) = \begin{cases} n \leftarrow \text{floor}(f_{\Pi} \times t); \\ t_n \leftarrow \frac{n}{f_{\Pi}}; \\ x(t_n), \end{cases} \quad (0.35)$$

а выходной сигнал ЦШИМ:

$$y(t) = \begin{cases} \text{if } x_0(t) > z(t) \\ |1; \\ \text{esle} \\ |0. \end{cases} \quad (0.36)$$

На рисунке 2.23 для наглядности представлены диаграммы функций $x(t)$, $x_0(t)$, $z(t)$ и $y(t)$ при «большой» величине амплитуды a .

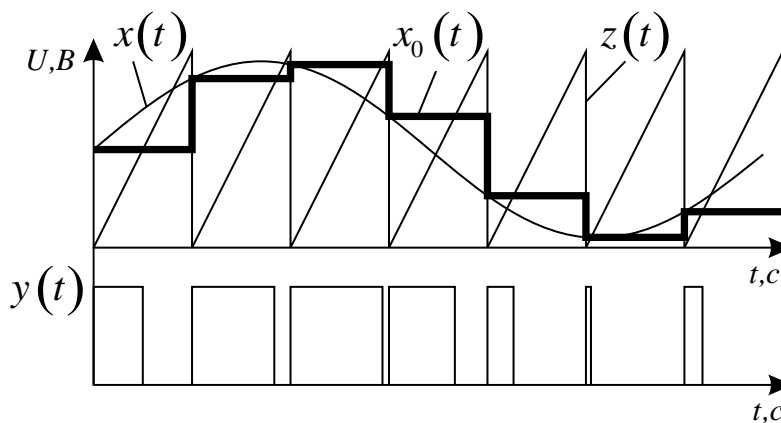


Рисунок 2.23 – Диаграммы работы ЦШИМ

Далее выходной сигнал $y(t)$ разлагается в ряд Фурье в среде Mathcad при помощи функции FFT.

Изменяя частоту f входного гармонического сигнала $x(t)$ и находя фазу первой гармоники выходного сигнала $y(t)$, построим фазочастотную характеристику (ФЧХ) ЦШИМ $\varphi(f)$ (рисунок 2.24), размерность которой принята для удобства в электрических градусах. На рисунке видно, что при низких частотах семейство ФЧХ представляет собой линии разного наклона, величина которого пропорциональна величине b постоянной составляющей входного сигнала. Такой вид ФЧХ имеет идеальное звено чистого запаздывания. Для наглядности ФЧХ такого звена с величиной времени запаздывания T_{Π} , равным периоду ШИМ, представлена линией с максимальным наклоном. Численные значения параметров a и b тестового входного сигнала

(2.37) указаны на графике. Изменение амплитуды a переменной составляющей тестового сигнала практически не влияет на ФЧХ (если не происходит насыщения ШИМ), а величина постоянной составляющей b определяет наклон ФЧХ, который в свою очередь определяет задержку $t_{\text{ЦШИМ}}$ при реализации ЦШИМ. Дальнейшее увеличение частоты приводит к расходящимся колебаниям ФЧХ, наложенным на характеристику идеального звена запаздывания. Это явление связано с ошибками алгоритма функции FFT при нахождении первой гармоники на некратных частотах. Ошибка существенно уменьшается с увеличением числа периодов выходного сигнала $y(t)$, подвергнутых разложению в ряд Фурье, а ФЧХ становится линейной. Вид семейства представленных ФЧХ аппроксимируется выражением

$$t_{\text{ЦШИМ}} \approx \frac{T_{\text{ШИМ}}}{b_m} \times b, \quad (0.37)$$

где b_m – максимальное значение модулирующего сигнала; b – постоянная составляющая тестового сигнала, которая определяется рабочей точкой модели.

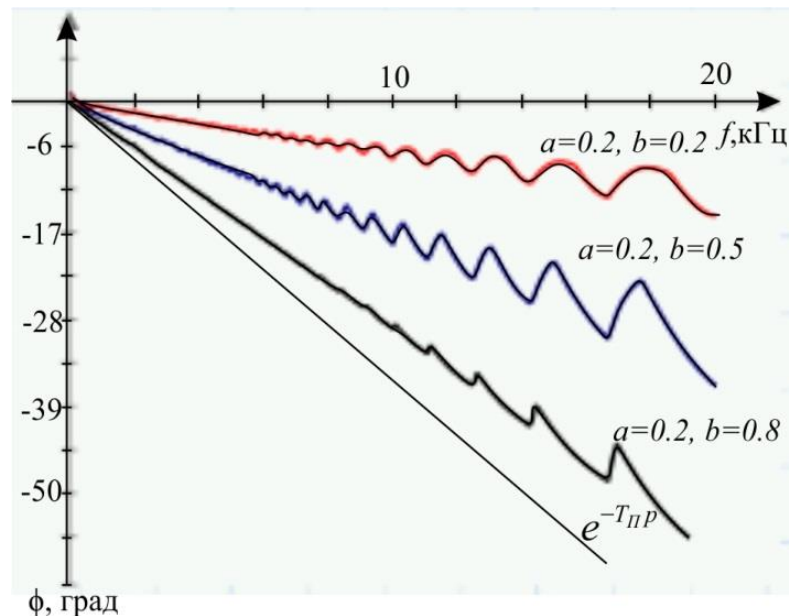


Рисунок 2.24 – ФЧХ ЦШИМ

Из сказанного следует, что ЦШИМ является звеном с изменяемым временем запаздывания, а максимальную временную задержку ЦСУ при реализации захвата аналогового сигнала (начале работы АЦП) в середине такта ЦШИМ необходимо принимать равной $1,5 T_{\text{ШИМ}}$.

Полученное значение времени чистого запаздывания $t_{\text{ЦСУ}}$ приводит к значительному ухудшению частотных характеристик малосигнальной модели нескорректированной системы автоматического регулирования, а точнее, ее фазовой частотной характеристики [81, 82]. Это в конечном счете не позволяет получить динамические характеристики импульсного

преобразователя, такие же как у импульсных преобразователей с аналоговой системой управления.

Реализация ЦСУ на специализированной цифровой микросхеме или ПЛИС позволяет реализовать иную логику формирования широтно-импульсного сигнала и значительно увеличить скорость вычисления выходного сигнала КЗ. На рисунке 2.25 представлен предлагаемый алгоритм работы модифицированной ЦСУ – МЦСУ, позволяющей значительно уменьшить временную задержку $t_{\text{ЦСУ}}$, вносимую ЦСУ.

Время t_1 определяет момент начала работы АЦП (запоминание аналогового сигнала), время t_2 – момент окончания вычислений выходного сигнала КЗ, а время t_3 – момент старта для следующего преобразования АЦП. В реальной системе интервал времени t_3-t_2 можно реализовывать пренебрежимо малым по сравнению с периодом измерения входного сигнала. На рисунке интервал времени t_3-t_2 принят конечным для наглядности представления отставания измеренного сигнала $x_0(t)$ от исходного $x(t)$.

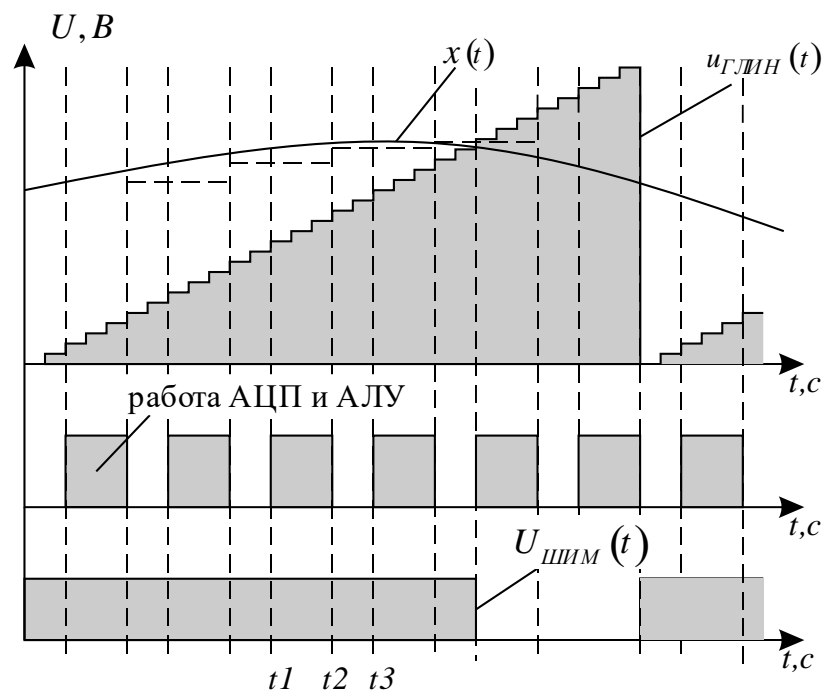


Рисунок 2.25 – Алгоритм работы МЦСУ

Интервал времени t_2-t_1 – это задержка, связанная с работой АЦП и вычислением выходного сигнала КЗ. В пределе скорость вычисления выходного сигнала КЗ можно свести к одному такту работы генератора, тактирующего ПЛИС. При частоте этого генератора равной 200 МГц, время вычисления будет составлять $t_{\text{АЛУ}} = 5$ нс. Современные АЦП (AD7356) последовательного приближения могут производить до 5×10^6 выборок в секунду, что

обеспечивает задержку в $t_{\text{АЦП}} = 200$ нс. Таким образом, на одном периоде ШИМ можно произвести порядка 50 выборок (измерений).

Для оценки временных задержек, вносимых предлагаемой МЦСУ, без учета задержек, вносимых АЦП – $t_{\text{АЦП}}$, и АЛУ – $t_{\text{АЛУ}}$, также воспользуемся методом экспериментального определения частотных характеристик на имитационной модели модулятора МЦСУ. Имитационная модель модулятора МЦСУ имеет такой же вид, что и ЦШИМ. Отличие имитационных моделей ЦШИМ и МЦСУ состоит в частоте работы экстраполятора нулевого порядка, которая определяется кратностью N измерений входного сигнала $x(t)$ на периоде ШИМ.

Выходной сигнал экстраполятора нулевого порядка МЦСУ в таком случае можно записать выражением:

$$x_0(t) = \begin{cases} n \leftarrow \text{floor}(f_{\Pi} \times t); \\ t_n \leftarrow \frac{n}{N \cdot f_{\Pi}}; \\ x(t_n), \end{cases} \quad (0.38)$$

где N – кратность измерения сигнала на периоде ШИМ.

Семейство ФЧХ МЦСУ с кратностью измерения $N=2$ приведено на рисунке 2.26. Полученные зависимости ФЧХ МЦСУ имеют такой же характер, как и ФЧХ ЦШИМ. Время чистого запаздывания также увеличивается с увеличением постоянной составляющей b входного сигнала, но его максимальное значение меньше периода ЦШИМ в $N=2$ раз, что подтверждает фазовая характеристика идеального звена запаздывания со временем запаздывания, равным $T_{\Pi}/2$. При стремлении величины постоянной составляющей b к единице ФЧХ МЦСУ стремится к ФЧХ звена чистого запаздывания с временем запаздывания, равным половине периода работы ШИМ.

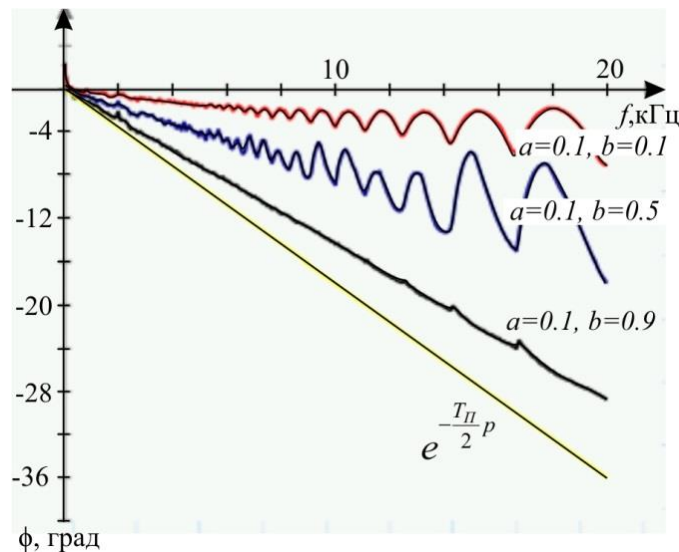


Рисунок 2.26 – ФЧХ МЦСУ с кратностью квантования на периоде ШИМ $N=2$

Увеличение кратности измерения N на периоде ШИМ приводит к уменьшению фазового запаздывания в N раз при любых значениях a и b . Передаточная функция звена чистого запаздывания, определяющая максимальное отклонение фазы, при $b \rightarrow 1$ определяется выражением

$$W(p) = e^{-\frac{T_{\Pi} p}{N}}. \quad (0.39)$$

Повышение кратности квантования на периоде ШИМ позволяет в N раз уменьшить чистое время запаздывания в системе автоматического регулирования импульсного регулятора напряжения.

Функциональная схема ЦШИМ с асинхронным изменением содержимого регистра сравнения представлена на рисунке 2.27. Она содержит двоичный счетчик $CT2$, регистр защелки RG , компаратор CMP и синхронный RS -триггер TT . ЦШИМ с асинхронным изменением содержимого регистра сравнения имеет два входа и один выход: вход тактирующего генератора 1, вход модулируемого сигнала 2 и выход ШИМ $Y_{ШИМ}$. Представленная схема является достаточно простой и представляет собой цифровую реализацию аналогового широтно-импульсного модулятора второго рода ШИМ-2. Важной особенностью схемы является работа регистра защелки RG . Моменты сохранения данных в регистре RG и работы синхронного RS -триггера должны быть разнесены по времени для исключения ложного срабатывания схемы из-за эффекта «гонки фронтов». Для этого регистр защелки тактируется задним фронтом сигнала генератора G , а синхронный RS -триггер – передним фронтом.

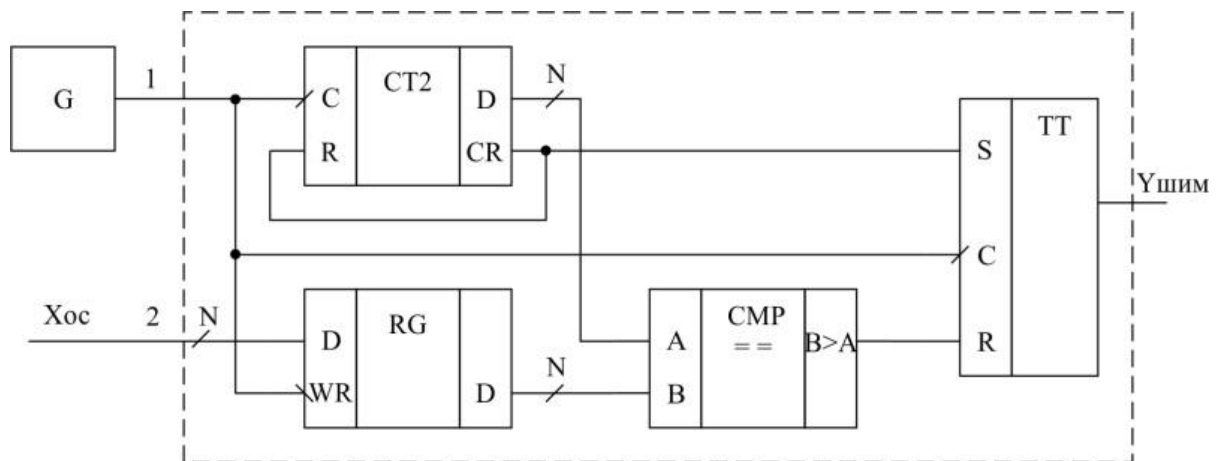


Рисунок 2.27 – Функциональная схема ЦШИМ с асинхронным изменением регистра сравнения

Для проверки адекватности полученных выражений была построена имитационная модель шунтового преобразователя (рисунок 2.28).

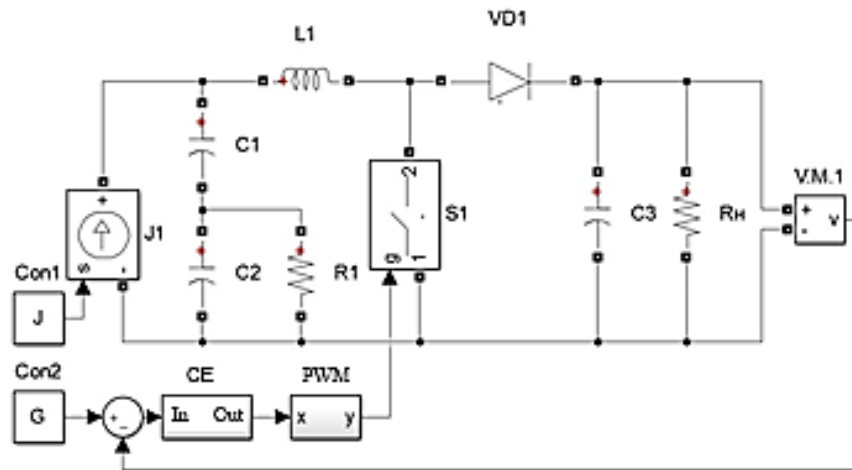
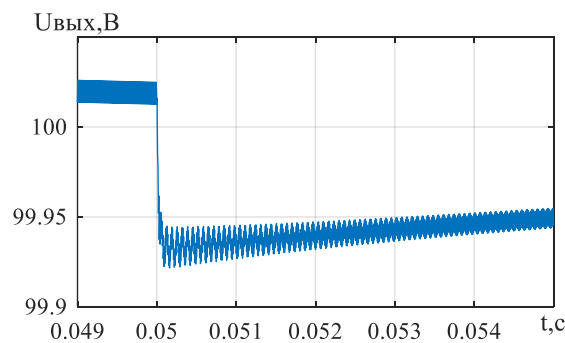


Рисунок 2.28 – Модель шунтового стабилизатора напряжения в среде MATLAB Simulink

На рисунке 2.29 приведены осциллограммы переходных процессов, которые наблюдаются в имитационных моделях трех шунтовых импульсных стабилизаторов напряжения с разными типами систем управления. В качестве возмущающего воздействия использовалось мгновенное увеличение тока нагрузки. На рисунке 2.29,а показан переходный процесс в стабилизаторе с системой управления на основе «аналогового» ШИМ-2. На рисунке 2.29,б – с системой управления на основе цифрового модулятора первого рода ЦШИМ-1; на рисунке 2.29,в – с системой управления на основе ЦШИМ с асинхронным изменением содержимого регистра сравнения (аналог ЦШИМ-2). Во всех системах управления использовалось одно и то же корректирующее звено с одинаковыми параметрами.



а

Рисунок 2.29 – Выходные напряжения имитационных моделей шунтового стабилизатора напряжения при ступенчатом увеличении тока нагрузки: системы управления на основе ЦШИМ (а); на основе ЦШИМ с асинхронным изменением содержимого регистра сравнения (б); система управления с «аналоговым» ШИМ (в)

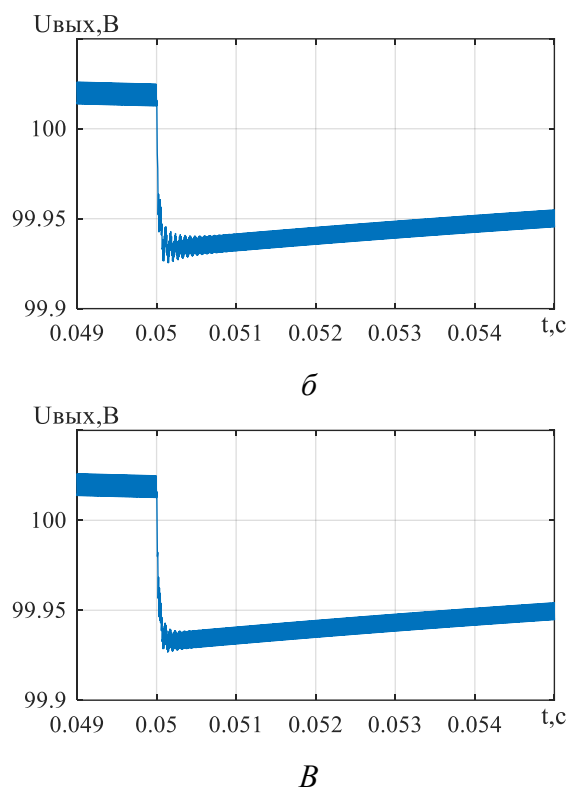


Рисунок 2.29 - Окончание

На приведенных осциллограммах переходных процессов, полученных при импульсном увеличении тока нагрузки, хорошо видны затухающие колебания выходного напряжения, что говорит о малом запасе по фазе для контура стабилизации напряжения. Наименьшее затухание колебаний, а значит и минимальный запас по фазе имеет шунтовой стабилизатор напряжения с ЦШИМ-1 (см. рисунок 2.29,а), а самый большой запас по фазе и, соответственно, наибольшее затухание колебаний имеет шунтовой стабилизатор напряжения с «аналоговой» ШИМ (см. рисунок 2.29,в), что подтверждает нашу оценку времен запаздывания по ФЧХ (см. рисунки 2.24, 2.26).

Реализация системы управления импульсного преобразователя на основе ЦШИМ с асинхронным изменением содержимого регистра сравнения позволят улучшить его динамические показатели. В пределе, увеличивая кратность квантования на периоде ШИМ сигнала, при использовании ЦШИМ с асинхронным изменением регистра сравнения можно достичь таких же динамических характеристик, как при использовании «аналогового» ШИМ.

Реализация цифровых ШИМ на основе сложившихся в силовой электронике подходов позволяет уменьшить максимальное время задержки, эквивалентное чистому запаздыванию, в пределе только до величины более одного периода работы ШИМ даже при самых современных и быстродействующих микроконтроллерах.

Применение предложенной ЦШИМ с асинхронным изменением содержимого регистра сравнения позволяет снизить задержку чистого запаздывания до величины времени, необходимого АЦП на преобразование входного аналогового сигнала в цифровой формат, что в конечном итоге дает возможность увеличить быстродействие замкнутых систем преобразования электрической энергии в N раз, где N – кратность измерения сигнала на периоде ШИМ.

Выводы ко второй главе

1. Предложенная структура ЭПК на автономных идентичных унифицированных модулях МСН с цифровой СУ позволяет ступенчато наращивать выходную мощность ЭПК и глубину резервирования, а также выполнять все функции, возложенные на ЭПК высоковольтных систем электропитания КА.

2. Значение минимальной требуемой емкости выходного фильтра при заданном значении выходного импеданса определяется быстродействием контура обратной связи по напряжению, при этом минимальный запас по фазе указанного контура должен быть не менее 60 градусов.

3. Разработанный 25-канальный элемент выбора медианного сигнала позволяет реализовать ЭПК с установленной мощностью нагрузки 20,4 кВт, рассчитанный на один отказ любого элемента при установленной мощности нагрузки одного МСН – 850 Вт.

4. Разработанный многоканальный элемент выбора медианного сигнала при реализации в ПЛИС позволяет безынерционно с минимальной задержкой в один такт опорного генератора (например, 5 нс) производить выбор сигнала по медианному алгоритму и создавать на его основе ЭПК, рассчитанный на два и более отказа.

5. Цифровой широтно-импульсный модулятор в САР выходного напряжения может быть представлен звеном чистого запаздывания с переменным временем запаздывания, зависящим от положения рабочей точки регулятора.

6. Предложенный цифровой широтно-импульсный модулятор с асинхронным изменением содержимого регистра сравнения дает возможность уменьшить максимальное значение запаздывания, вносимого цифровым широтно-импульсным модулятором, и приблизить динамические характеристики цифровых СУ к характеристикам аналоговых СУ за счет увеличения частоты измерения сигнала обратной связи.

Глава 3 Построение и исследование имитационной модели энергопреобразующего комплекса на унифицированных модулях стабилизации напряжения с резервированной цифровой системой управления в среде Matlab Simulink

Целью реализации имитационной модели ЭПК и проведения моделирования работы ЭПК является подтверждение возможности выполнения предложенной структурой ЭПК на основе автономных унифицированных модулей МСН следующих функций:

1. обеспечения минимального количества циклов заряда и разряда аккумуляторных батарей и поддержания их в режиме максимально возможного заряда (для обеспечения максимального ресурса АБ);
2. обеспечения требуемого уровня импеданса во всех режимах работы ЭПК;
3. стабилизации напряжения на выходной шине при воздействии всех дестабилизирующих факторов, поддерживая при этом статические и динамические показатели качества.

В дальнейшем разработанную имитационную модель можно использовать для доработки структуры МСН и алгоритмов функционирования для реализации следующих алгоритмов:

- максимального отбора мощности от солнечных батарей;
- холодного резервирования МСН;
- адаптивного регулирования при изменении количества работающих МСН;
- адаптивного регулирования при изменении напряжений на АБ и токов БС;
- минимального перерегулирования при переходе из одного режима работы ЭПК в другой;
- повышения динамических характеристик контуров обратных связей;
- автоматической фиксации неисправностей и минимизации последствий их возникновения.

Для проведения имитационного моделирования была реализована испытательная имитационная модель (ИИМ) СЭП, включающая в себя ЭПК, состоящий из семи МСН, имитаторы источников питания АБ и БС и управляемой нагрузки. Для подтверждения выполнения каждой из указанных выше функций на соответствие требуемым параметрам были построены отдельные имитационные модели, в которых ИИМ использовалась в качестве испытуемого объекта, а дополнительные элементы имитационных моделей задавали сигналы управления имитаторам источников питания АБ и БС и сигналы управления ЭПК, подобно тому, как проводятся испытания физического энергопреобразующего комплекса при его приемосдаточных испытаниях.

Построение ИИМ ЭПК проведем в два этапа.

На первом этапе определим требуемые корректирующие звенья подчиненного контура управления по току и внешнего контура управления по напряжению ЭПК.

На втором этапе проведем преобразование импульсных регуляторов ЭПК в нелинейные непрерывные модели, позволяющие значительно ускорить расчет сложной имитационной модели.

Описание полученной ИИМ, отдельные имитационные модели для проверки выполнения указанных выше функций ЭПК и результаты моделирования даны в последнем подразделе этого раздела.

3.1 Построение модели энергопреобразующего комплекса на основе метода коммутационных разрывных функций для определения корректирующих звеньев

Построение модели энергопреобразующего комплекса на основе метода коммутационных разрывных функций в режимах рЗУ и рРУ для определения корректирующих звеньев

Для повышения удельных характеристик ЭПК каналы РУ и ЗУ в модуле стабилизации напряжения были совмещены за счет использования двунаправленного вольтодобавочного преобразователя [60, 83]. В отличие от схемы, указанной в [83], силовой ключ, работающий в режиме ограничения тока короткого замыкания, установлен на входе преобразователя, что позволило исключить диод и реализовать бутстрепную схему питания всех драйверов управления силовыми ключами. Для повышения эффективности работы вольтодобавочного преобразователя за счет снижения динамических потерь при переключении силовых транзисторов был добавлен активный кламп [84]. Возможные алгоритмы управления активным клампом мостовых изолированных двунаправленных преобразователей приведены в работах [85, 86]. Двунаправленный вольтодобавочный преобразователь по существу является аналогом мостовых изолированных двунаправленных преобразователей, поэтому алгоритм управления силовым ключом клампа может не отличаться от указанных в источниках. Предлагаемая схема двунаправленного (реверсивного) вольтодобавочного преобразователя с активным клампом приведена на рисунке 3.1.

В силу того что каналы ЗУ и РУ совмещены в один канал ЗРУ, а алгоритм управления силовыми ключами двунаправленного вольтодобавочного преобразователя не изменяется при переходе из режима рЗУ в режим рРУ и обратно, то в указанных режимах работы ЭПК можно использовать одинаковые корректирующие звенья контуров регулирования тока и напряжения. Каналы РС в указанных режимах можно представить источниками постоянного тока, так как

солнечные батареи напрямую подключены шунтовыми регуляторами напряжения к выходной шине ЭПК. Функциональная схема (см. рисунок 3.1) включает как схему силовой части, так и функциональные узлы системы управления, состоящей из двух контуров обратных связей и модулятора M . Внутренний контур управления по току дросселя L состоит из датчика тока K_{is} , корректирующего звена $W_{kzI}(p)$ и сумматора $S1$. Внешний контур управления по напряжению нагрузки включает датчик напряжения K_{us} , корректирующее звено $W_{kzU}(p)$, цифровую шину управления ШУ, сумматор $S2$ и задатчик по напряжению U_{ref} .

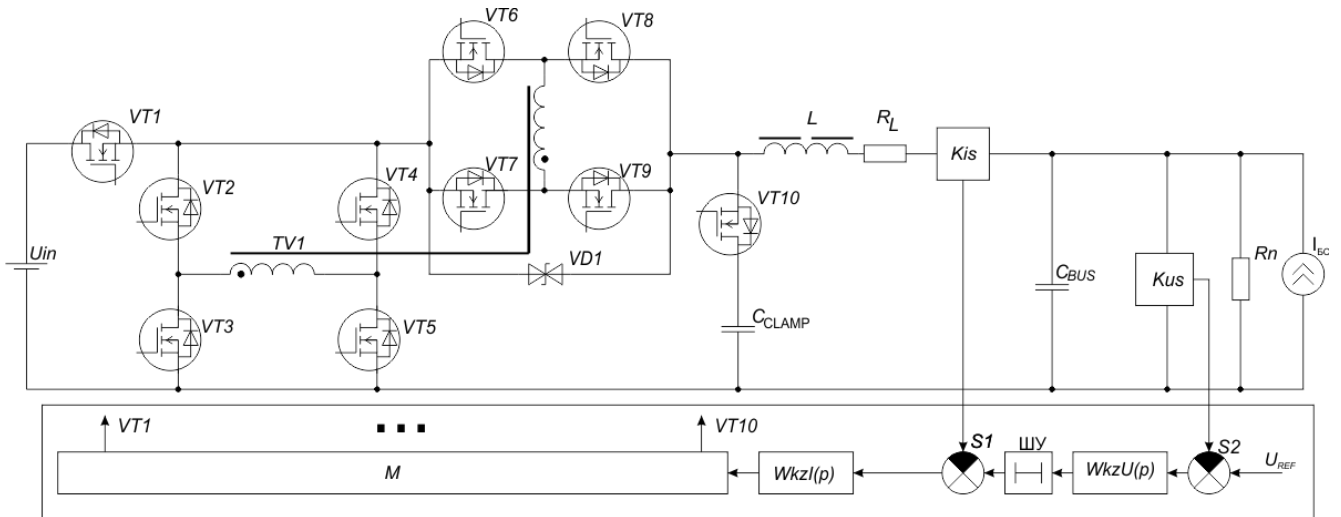


Рисунок 3.1 – Функциональная схема двунаправленного (реверсивного) вольтодобавочного преобразователя с активным клампом

Параметры силовой части схемы приведены в таблице 3.1.

Таблица 3.1 – Параметры импульсного двунаправленного вольтодобавочного преобразователя

Наименование параметра	Значение
Индуктивность дросселя L	50 мкГн
Активное сопротивление дросселя R_L	11 мОм
Емкость конденсатора C_{BUS}	180 мкФ
Коэффициент трансформации трансформатора $TV1$	1
Частота работы импульсного преобразователя f_{Π}	100 кГц
Частота пульсаций напряжения на выходе фильтра $2f_{\Pi}$	200 кГц
Диапазон изменения напряжения аккумуляторной батареи $U_{ABmin} - U_{ABmax}$	55–96 В
Выходное напряжение $U_{вых}$	100 В
Максимальная мощность в нагрузке	850 Вт
Ток нагрузки I_H	0–8,5 А

Примем передаточные функции датчиков тока согласно следующим передаточным функциям:

$$\begin{aligned} K_{is}(p) &= K_{is0} e^{-t_{ADC} \cdot p}; \\ K_{us}(p) &= K_{us0} e^{-t_{ADC} \cdot p}, \end{aligned} \quad (0.1)$$

где коэффициенты $K_{is0} = 0,107$ и $K_{us0} = 0,0091$, а параметр времени чистого запаздывания t_{ADC} равен периоду работы аналого-цифрового преобразователя 1 мкс. Коэффициент пропорциональности датчика напряжения K_{us0} выбран таким образом, чтобы при значении задатчика напряжения $U_{ref} = 1$ В выходное напряжение на выходе регулятора составило $100 \text{ В} + 10\%$. Коэффициент пропорциональности датчика тока K_{is0} выбран так, чтобы при значении выходного напряжения корректирующего звена, равном единице (безразмерная величина), средний ток дросселя регулятора составил $8,5 \text{ А} + 10\%$.

Передаточное звено цифровой шины управления примем звеном чистого запаздывания. Цифровая шина управления – это асинхронная последовательная шина с временем передачи одного пакета данных $t_{ш\text{у}} = 1$ мкс. Поэтому передаточную функцию цифровой шины управления можно принять также звеном чистого запаздывания:

$$K_{ш\text{у}}(p) = e^{-t_{ш\text{у}} \cdot p}. \quad (0.2)$$

В режиме регулирования выходного напряжения ключ $VT1$ постоянно замкнут, а цепь активного клампа (транзистор $VT10$ – конденсатор C_{CLAMP}) можно не учитывать, так как возможная резонансная частота, образованная емкостью активного клампа C_{CLAMP} и дросселем L , лежит значительно выше рабочего частотного диапазона системы управления, поэтому их можно исключить при определении корректирующих звеньев. Синтез корректирующих звеньев будет производиться по методике, подробно описанной в [61, 87].

Шаги 1–4 данной методики для вольтодобавочного преобразователя приведены в статье [61]. *На первом шаге* строим структурную схему преобразователя с применением метода коммутационных разрывных функций (рисунок 3.2).

На втором шаге на основе полученной структурной схемы вычисляем параметры рабочей точки установившегося режима работы регулятора в виде средних значений переменных состояния:

$$\begin{cases} U_{in0}(1+D) - U_{out0} - i_L R_L = 0; \\ i_{L0} + I_{n0} - \frac{U_{out0}}{R_n} = 0, \end{cases} \quad (0.3)$$

где D – относительная длительность импульса в установившемся режиме; i_{L0} – среднее значение тока дросселя; U_{out0} – среднее значение выходного напряжения.

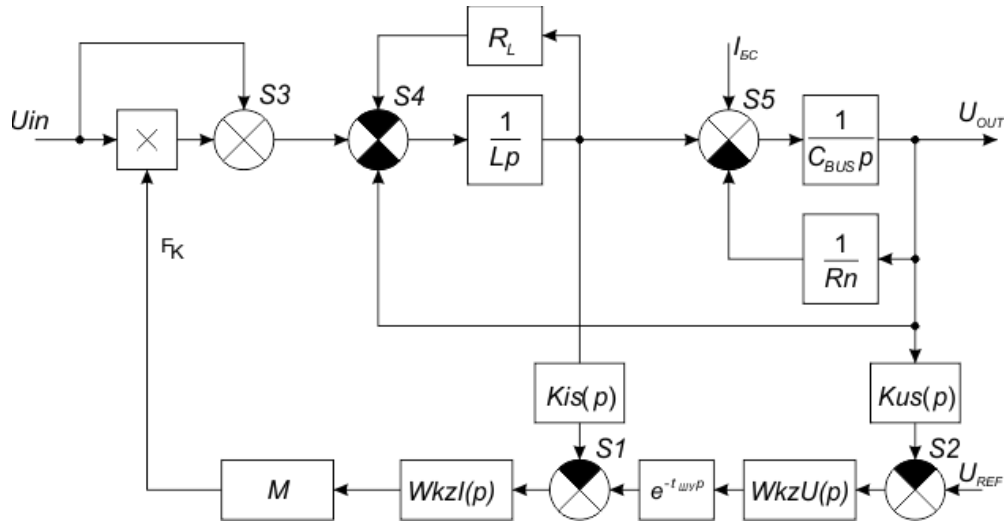


Рисунок 3.2 – Структурная схема вольтодобавочного преобразователя в базисе разрывных функций

На третьем шаге производим линеаризацию структурной схемы, представленной на рисунке 3.2, при этом модулятор заменяем звеном чистого запаздывания, согласно подразд. 0, с временем запаздывания $t_M = 10^{-6}$ с, что соответствует периоду одного расчета контура обратной связи по напряжению МСН.

На четвертом шаге упрощаем с помощью метода преобразования структурную схему (рисунок 3.3):

$$\begin{aligned}
 W_1(p) &= \frac{R_n}{1 + CR_n p}; \\
 W_2(p) &= \frac{1}{R_L} \frac{1}{1 + \frac{L}{r_L} p}; \\
 W_3(p) &= \frac{W_2(p)}{1 + W_2(p)W_1(p)}.
 \end{aligned}
 \tag{0.4}$$

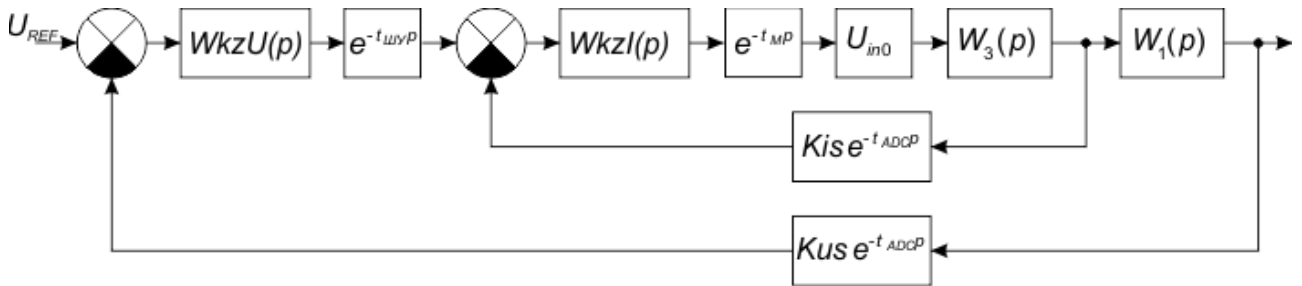


Рисунок 3.3 – Упрощенная структурная схема вольтодобавочного преобразователя

На рисунке 3.4 приведены АЧХ и ФЧХ силовой части преобразователя, полученные с помощью выведенной передаточной функции (сплошная линия) и экспериментально с помощью имитационной модели (точки). Параметры модели представлены в таблице 3.2. На рисунке 3.5 приведен внешний вид имитационной модели.

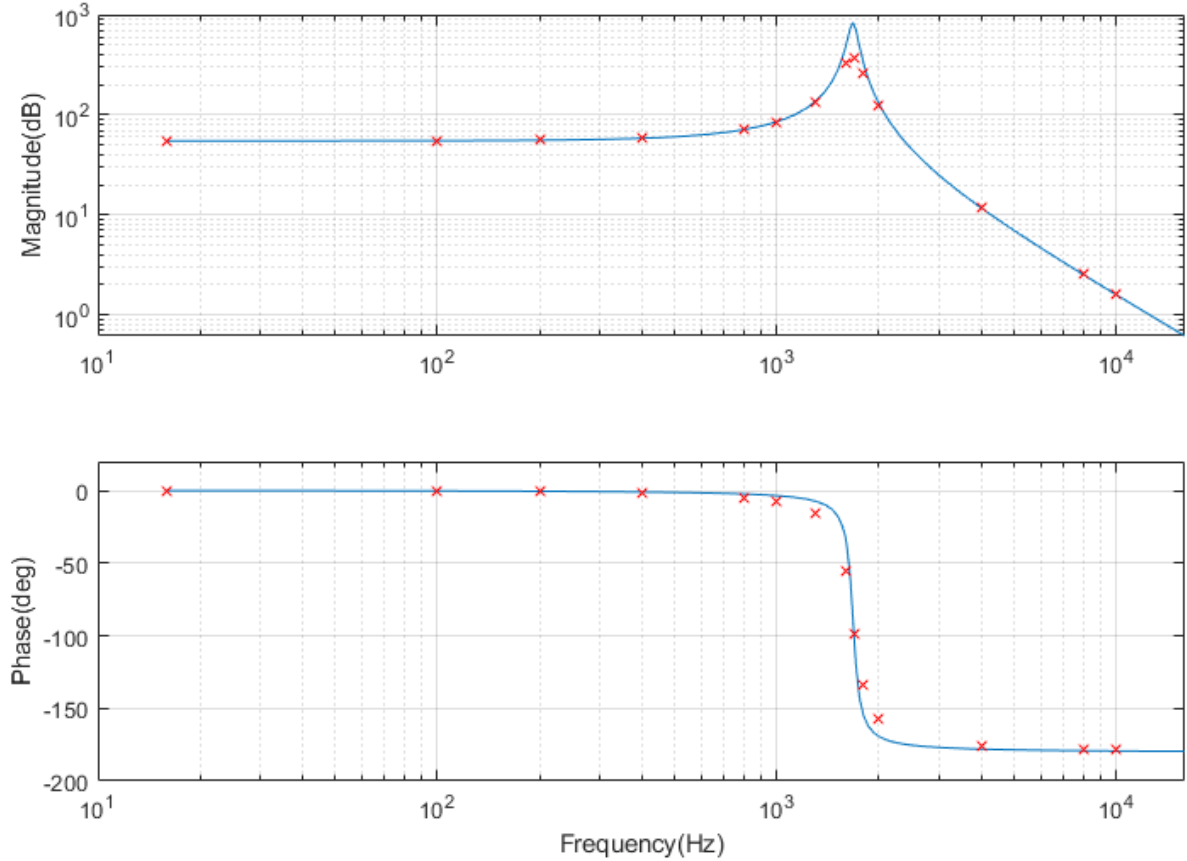


Рисунок 3.4 – АЧХ и ФЧХ силовой части преобразователя

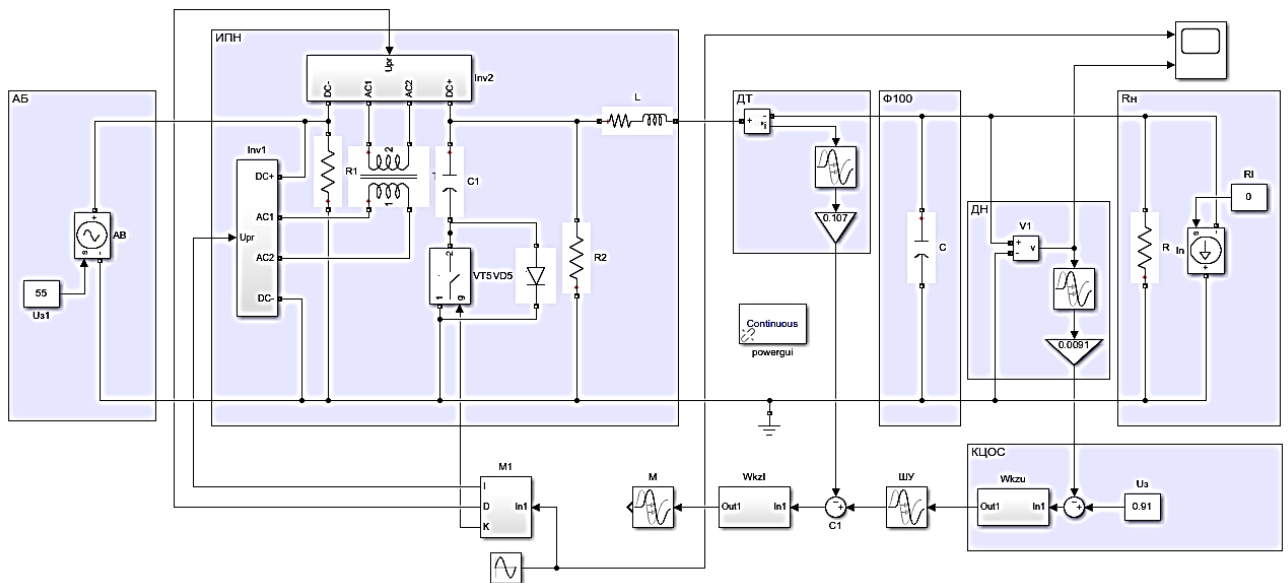


Рисунок 3.5 – Внешний вид имитационной модели
вольтдобавочного преобразователя

Таблица 3.2 – Параметры имитационной модели

Параметр		Значение
U_{ab}		80 В
L	R_L (паразитное сопротивление)	7,4 МОм
	L (индуктивность)	49 мкГн
C	C (емкость)	180 мкФ
	Capacitor initial voltage (начальное напряжение моделирования)	100 В
$R1, R2$	Resistance (Ohms) (сопротивление)	1 МОм
R_{load}	Resistance (Ohms) (сопротивление)	11,7 Ом
TV_1	Nominal power and frequency [Pn(VA) fn(Hz)] (номинальная мощность и частота)	[1500 200000]
	Winding 1 parameters [V1(Vrms) R1(ohm) L1(H)]: (параметры первичной обмотки)	[55 0 100e-9]
	Winding 2 parameters [V2(Vrms) R2(ohm) L2(H)]: (параметры первичной обмотки)	[55 0 0]
	Magnetization resistance and inductance [Rm(ohm) Lm(H)] (сопротивление намагничивания и индуктивность намагничивания)	[5e+06 690e-6]
$VD1-9$	Resistance Ron (Ohms) (сопротивление)	0,001
	Forward voltage Vf (V) (прямое падение напряжения)	0
$VT1-9$	Internal resistance Ron (Ohms) (сопротивление замкнутого ключа)	0,001
Решатель	Simulation type (режим имитации)	Continuous
	Solver (решатель)	ode23t
	Max step size (максимальный шаг моделирования)	10 нс
f		100 кГц

На пятом шаге строим частотные характеристики преобразователя разомкнутого контура по току при крайних значениях входного напряжения и нагрузки (рисунок 3.6). Передаточная функция разомкнутого контура регулирования по току представлена выражением

$$W_{Ir}(p) = W_{kzI}(p)W_3(p)U_{in}e^{-t_M p}Kis(p). \quad (0.5)$$

Скрипт для построения ЧХ приведен в приложении А.

Из АЧХ можно видеть, что при напряжении питания 55 В САР имеет минимальные значения коэффициента усиления в области предполагаемой частоты единичного усиления (предполагаемая частота единичного усиления контура тока $f_{T1}=10$ кГц).

На шестом шаге производим выбор корректирующего звена подчиненного контура регулирования тока на модальный оптимум. Передаточная функция корректирующего звена подчиненного контура по току содержит интегратор, форсирующее и аperiodическое звенья:

$$W_{kzI}(p) = K \frac{T1p+1}{p(T2p+1)}. \quad (0.6)$$

Значение параметра $T1$ форсирующего звена выбирается обратно пропорциональным резонансной частоте объекта регулирования, значение параметра $T2$ аperiodического звена выбирается обратно пропорциональным $5f_{T1}$, а коэффициент усиления подбирается так, чтобы получить частоту единичного усиления контура тока f_{T1} при напряжении питания 55 В в 10 кГц. Полученные значения параметров передаточной функции корректирующего звена приведены в таблице 3.3. Данная настройка не совсем соответствует модальному оптимуму, но позволяет получить запас по фазе более 60° , что обеспечивает монотонно падающий вид АЧХ замкнутого скорректированного контура по току.

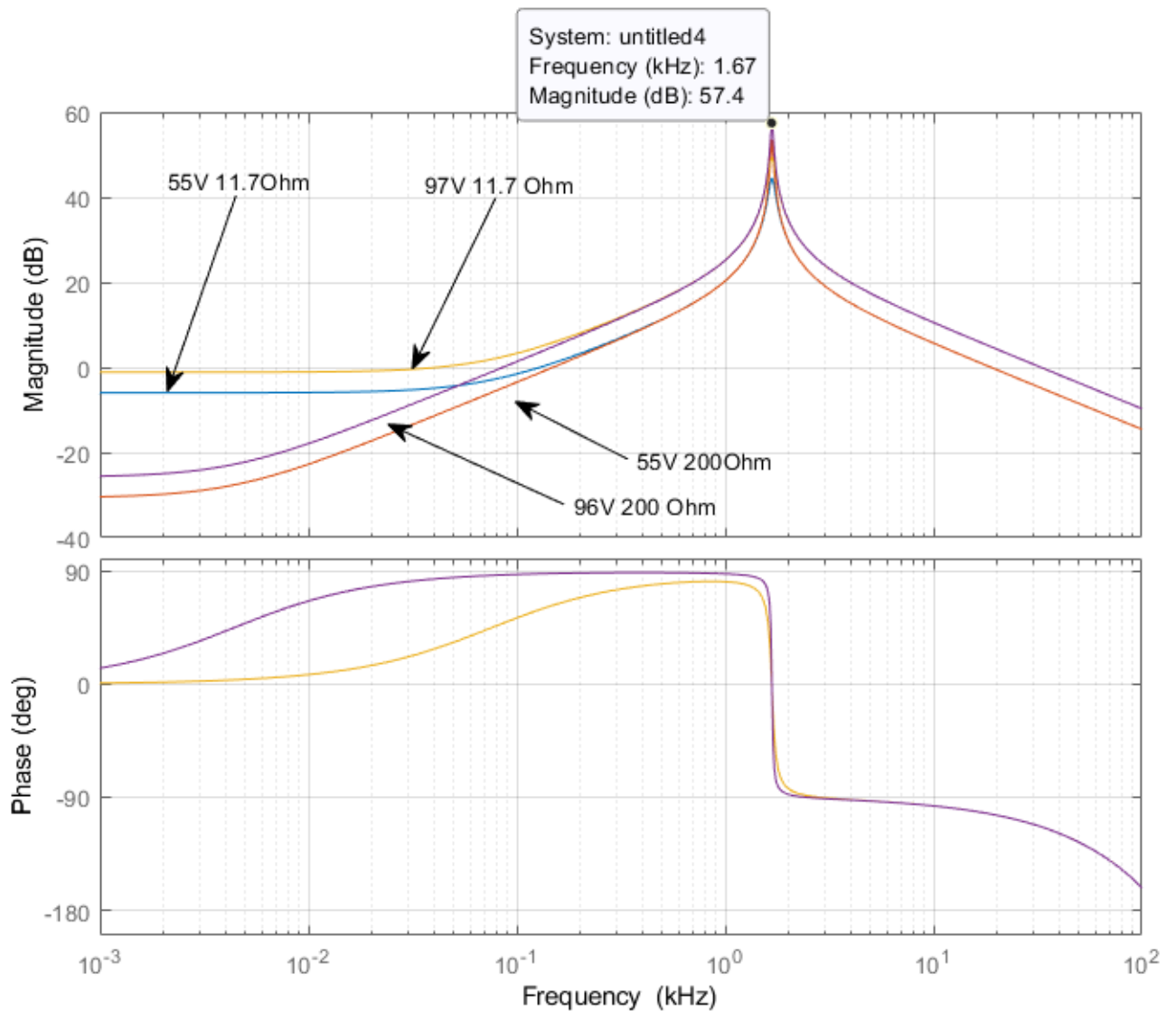


Рисунок 3.6 – Частотные характеристики цифрового разомкнутого контура регулирования тока

Таблица 3.3 – Параметры корректирующего звена контура регулирования тока

Обозначение параметра корректирующего звена	Значение параметра корректирующего звена
K	6131
$T1$	$9,535 \cdot 10^{-5}$
$T2$	$3,185 \cdot 10^{-6}$

Частотная характеристика цифрового скорректированного разомкнутого контура по току представлена на рисунке 3.7. Скрипт для построения ЧХ приведен в приложении А. Частота единичного усиления составляет в худшем случае 20 кГц.

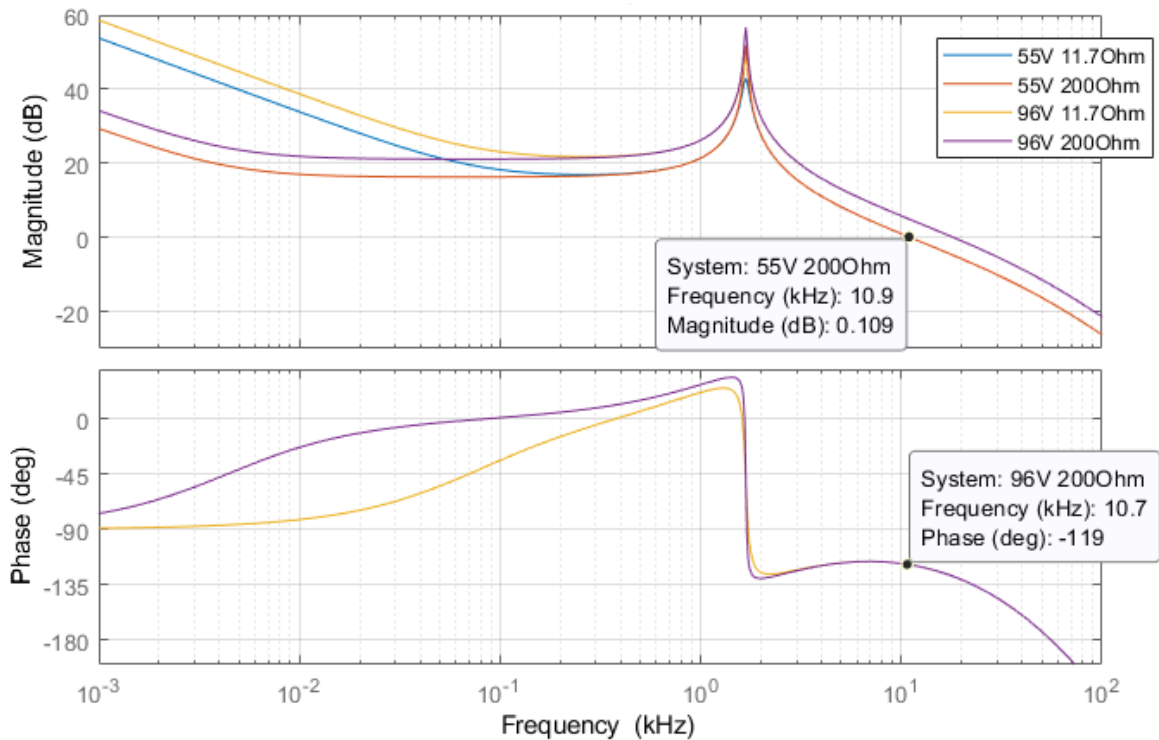


Рисунок 3.7 – Частотные характеристики разомкнутого скорректированного контура регулирования тока

На седьмом шаге строятся ЧХ разомкнутого контура регулирования по напряжению. Передаточная функция замкнутого контура регулирования по току представлена выражением

$$W_{Iz}(p) = \frac{W_{kzI}(p)W_3(p)U_{in}e^{-t_M p}}{1 + W_{kzI}(p)W_3(p)U_{in}e^{-t_M p}Kis(p)}. \quad (0.7)$$

Передаточная функция разомкнутого контура регулирования напряжения будет определяться выражением

$$W_{Ur}(p) = W_1(p)W_{Iz}(p)Kus(p)Kuy(p). \quad (0.8)$$

На рисунке 3.8 представлена ЧХ разомкнутого контура регулирования напряжения при крайних значениях входного напряжения и нагрузки.

Согласно методике настройки многоконтурных САР на модульный оптимум [62], частота единичного усиления внешнего контура по напряжению f_{H1} должна быть в два раза меньше частоты единичного усиления внешнего контура по току f_{T1} . Наименьший запас по фазе в области частоты f_{H1} имеет характеристика с входными параметрами напряжения аккумуляторной батареи и сопротивление нагрузки 55 В и 11,7 Ом. Поэтому настройка корректирующего звена внешнего контура будет производиться для данной характеристики.

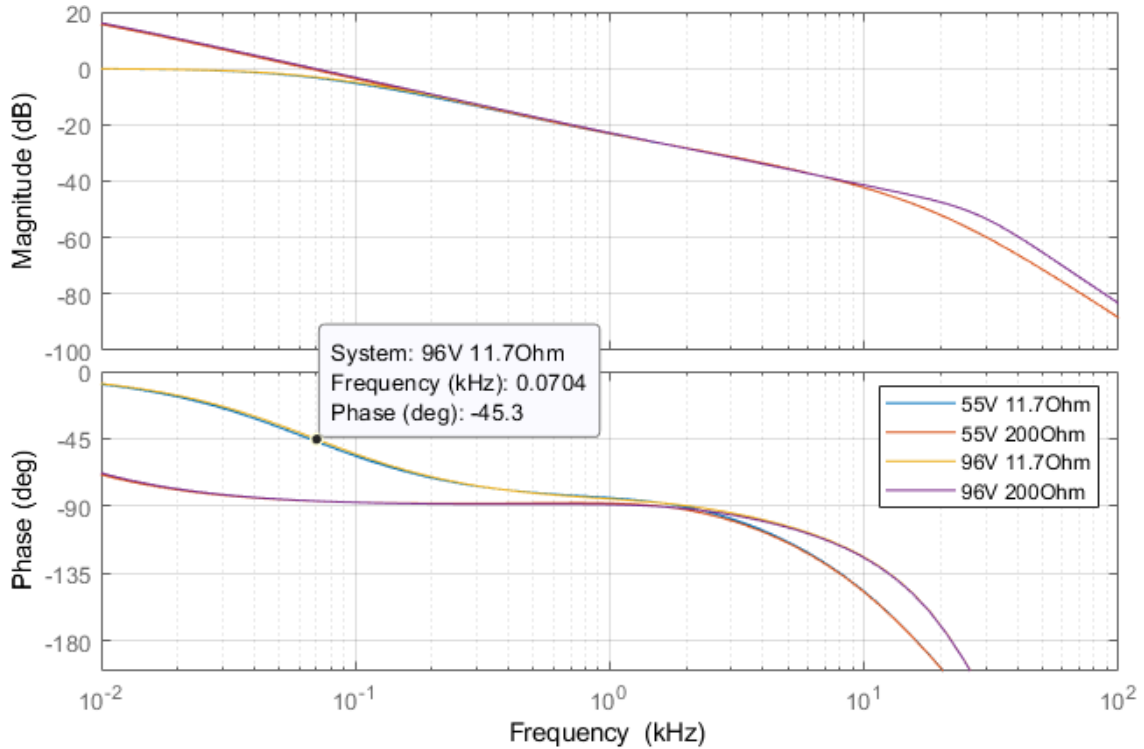


Рисунок 3.8 – Частотные характеристики разомкнутого нескорректированного контура регулирования напряжения

Передаточная функция корректирующего звена, позволяющая настроить САР на модальный оптимум, представлена ниже, она содержит интегратор, форсирующее и апериодическое звенья:

$$W_{kzU}(p) = K \frac{(T1p + 1)}{p(T2p + 1)}. \quad (0.9)$$

Значение параметра $T1$ форсирующего звена выбирается обратно пропорциональным частоте среза передаточной функции объекта регулирования (частота среза указана на рисунке 3.8 и составляет 70 Гц), значение параметра $T2$ апериодического звена выбирается обратно пропорциональным $15f_{T1}$ так, чтобы его влияние на фазовую характеристику было минимальным, а коэффициент усиления подбирается таким, чтобы получить частоту единичного усиления контура напряжения f_{H1} при напряжении питания 55 В равную 5 кГц.

Параметры корректирующего звена приведены в таблице 3.4.

Таблица 3.4 – Параметры корректирующего звена контура регулирования по напряжению

Обозначение параметра корректирующего звена	Значение параметра корректирующего звена
K	26124
$T1$	$2,27 \cdot 10^{-3}$
$T2$	$2,12 \cdot 10^{-6}$

Частотная характеристика разомкнутого скорректированного контура по напряжению в крайних рабочих точках приведена на рисунке 3.9. В худшем случае удается получить запас по фазе 61° , частота среза 5 кГц.

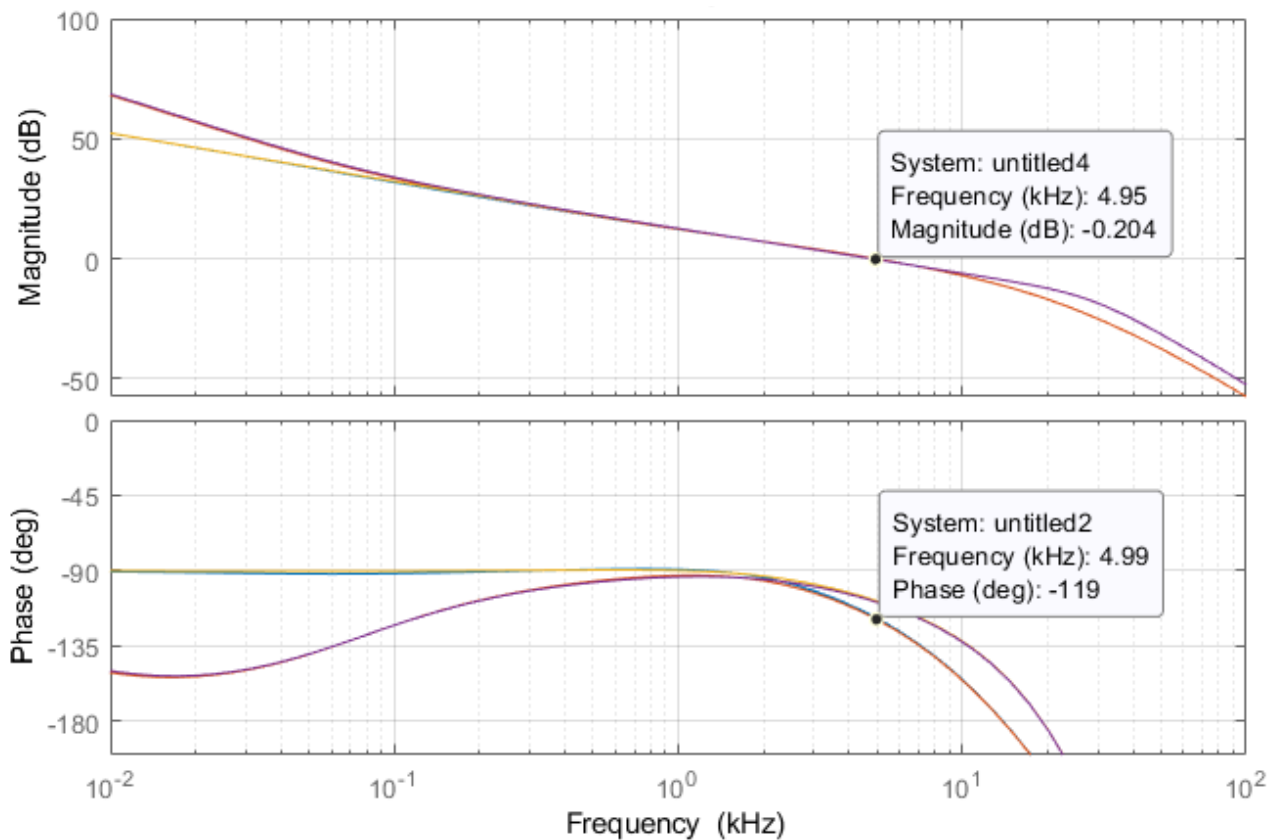


Рисунок 3.9 – Частотная характеристика разомкнутого скорректированного контура по напряжению в крайних рабочих точках

Согласно выражению (2.2) при выходной мощности 850 Вт и напряжении на шине 100 В выходной импеданс не должен превышать значения 235 мОм. На рисунке 3.10 представлен импеданс вольтодобавочного преобразователя, полученный расчетно, а на рисунке 3.11 – экспериментально с помощью имитационной модели (параметры имитационной модели приведены в таблице 3.2).

Экспериментально определено максимальное значение импеданса, которое составило 194,8 мОм, что удовлетворяет первоначальным требованиям.

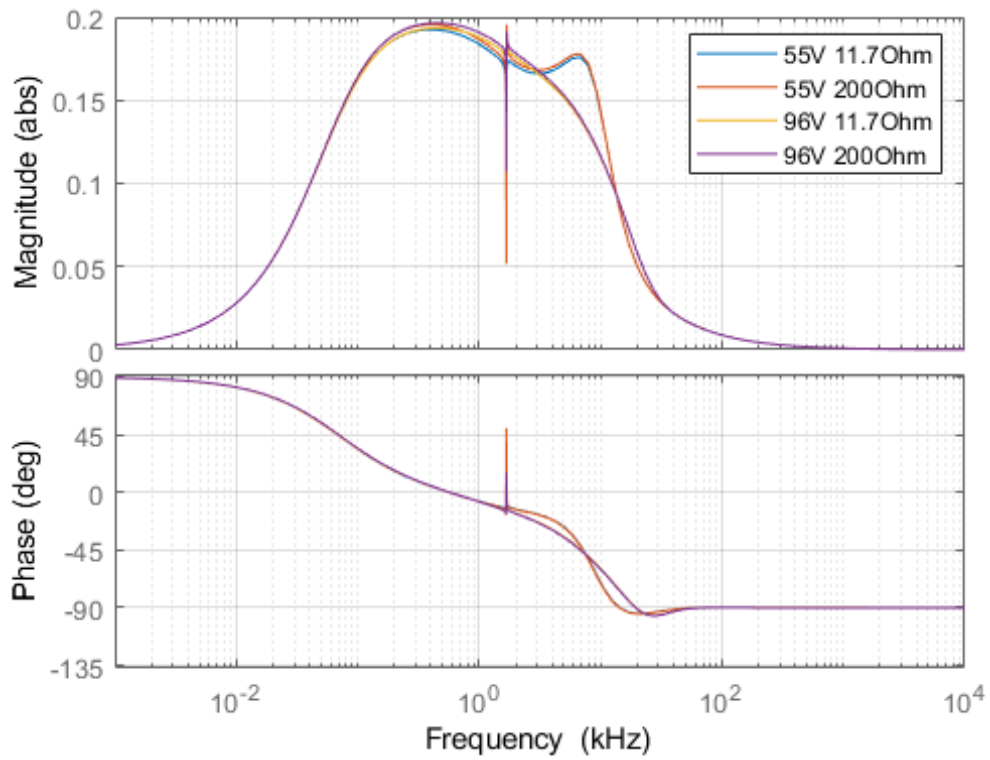


Рисунок 3.10 – Выходной импеданс

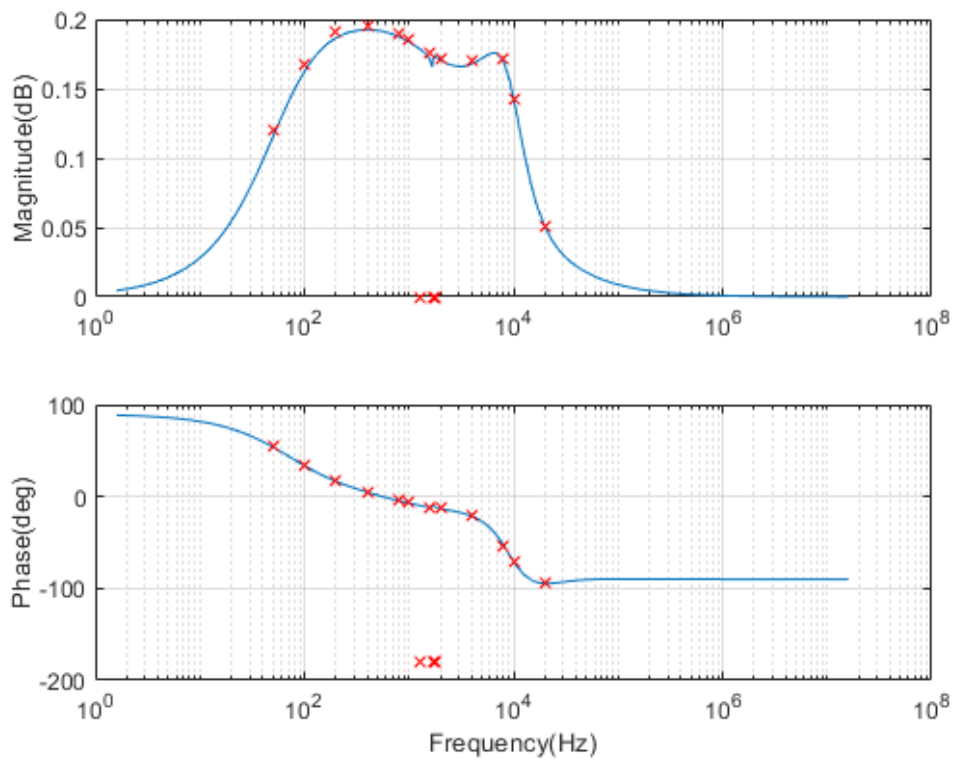


Рисунок 3.11 – Измеренный экспериментально выходной импеданс при $E = 55 \text{ В}$, $R_H = 11,7 \text{ Ом}$

Построение модели энергопреобразующего комплекса на основе метода коммутационных разрывных функций в режиме рБС для определения корректирующих звеньев

Канал РС выполнен на основе шунтового регулятора напряжения с синхронным выпрямителем и широтно-импульсным управлением силовыми ключами инвертора. Функциональная схема импульсного преобразователя канала солнечной батареи вместе с системой управления приведена на рисунке 3.12.

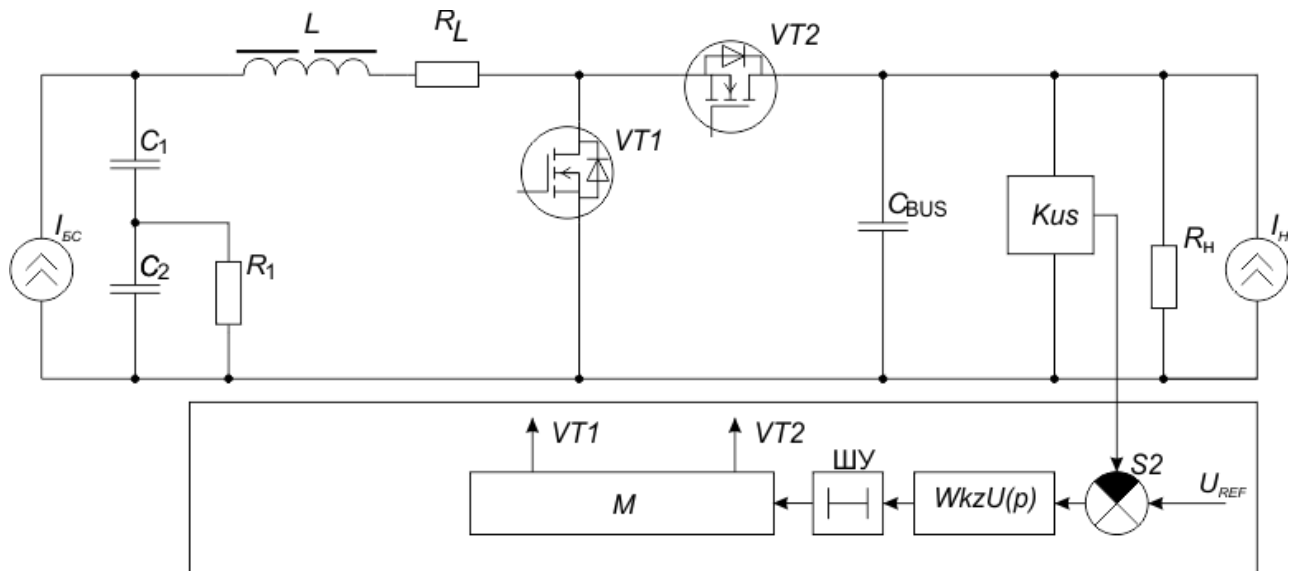


Рисунок 3.12 – Шунтовой регулятор напряжения с синхронным выпрямителем

Достоинством широтно-импульсного управления шунтовым регулятором по отношению к схемам с применением регуляторов S3R (Sequential Switching Shunt Regulator) и S4R (Sequential Switching Shunt Series Regulator) [16, 52] является повышение динамических характеристик регулятора за счет более высоких частот переключения силовых транзисторов. Снижение частоты переключения силовых ключей шунтовых регуляторов напряжения с применением регуляторов S3R приводит к снижению частоты единичного усиления, а как следствие, – к увеличению требований к значению выходной емкости C_{BUS} [88]. Недостатком реализации шунтового регулятора с широтно-импульсным управлением является увеличение потерь (динамических потерь).

Повышение эффективности ЭПК в режиме рРС достигается за счет зонного режима работы каналов РС. В любой момент времени в режиме рРС только один канал РС работает в режиме стабилизации выходного напряжения, остальные каналы будут либо отключены, когда ток БС шунтируется транзистором $VT1$, либо включены, когда ток БС поступает в нагрузку через транзистор $VT2$. Очередность работы КБС устанавливается номером МСН в ЭПК, определяемым автоматически при включении МСН.

Подавление пульсаций напряжения на солнечной батарее ведется за счет входного фильтра Баттерворта второго порядка. Параметры фильтра выбираются согласно методике, описанной в [89]. Система управления включает в себя следующие функциональные узлы: контур обратной связи по напряжению нагрузки, состоящий из датчика напряжения K_{us} , корректирующего звена $WkzU(p)$, цифровой шины управления ШУ, сумматора $S1$ и задатчика по напряжению U_{ref} , модулятора M . Параметры силовой части схемы приведены в таблице 3.5.

Таблица 3.5 – Параметры импульсного двунаправленного вольтодобавочного преобразователя

Наименование параметра	Значение
Индуктивность дросселя L	170 мкГн
Активное сопротивление дросселя R_L	33 мОм
Емкость конденсатора C_{BUS}	180 мкФ
Емкость конденсатора C_1, C_2	160 нФ
Частота работы импульсного преобразователя f_{Π}	200 кГц
Частота пульсаций напряжения на выходе фильтра	200 кГц
Максимальный ток СБ на начало и конец САС $I_{БСmax}-I_{БСmin}$	7,4–4,7 А
Выходное напряжение $U_{вых}$	100 В
Максимальная мощность в нагрузке	740 Вт
Ток нагрузки I_H	0–8,5 А

Примем передаточную функцию датчика напряжения K_{us} , цифровой шины управления ШУ согласно выражениям (0.1) и (0.2). Цифровая ШУ и датчик напряжения являются общими для режимов рЗУ, рРУ и рБС.

Синтез корректирующих звеньев будет производиться по методике, подробно описанной в [51, 72].

На первом шаге строится структурная схема преобразователя с применением метода коммутационных разрывных функций (рисунок 3.13).

На втором шаге с помощью полученной структурной схемы вычисляются параметры рабочей точки установившегося режима работы регулятора в виде средних значений переменных состояния:

$$\begin{cases} I_{BC0} - i_{L0} = 0; \\ I_{BC0} - i_{L0} - \frac{U_{C20}}{R_1} = 0; \\ U_{C10} + U_{C20} - U_{CBUS0}(1-D) - R_L i_{L0} = 0; \\ i_L(1-D) - \frac{U_{CBUS0}}{R_H} + I_{H0} = 0, \end{cases} \quad (0.10)$$

где D – относительная длительность импульса в установившемся режиме; i_{L0} – среднее значение тока дросселя; $U_{C10}, U_{C20}, U_{CBUS0}$ – средние значения напряжения конденсаторов C_1, C_2, C_{BUS} соответственно; I_{BC0}, I_{H0} – средние значения тока солнечной батареи и нагрузки соответственно.

На третьем шаге производится линеаризация структурной схемы, представленной на рисунке 3.13, в заданной рабочей точке, при этом каждое нелинейное звено представляется комбинацией линеаризованных звеньев. Линеаризованная структурная схема объекта управления приведена на рисунке 3.14.

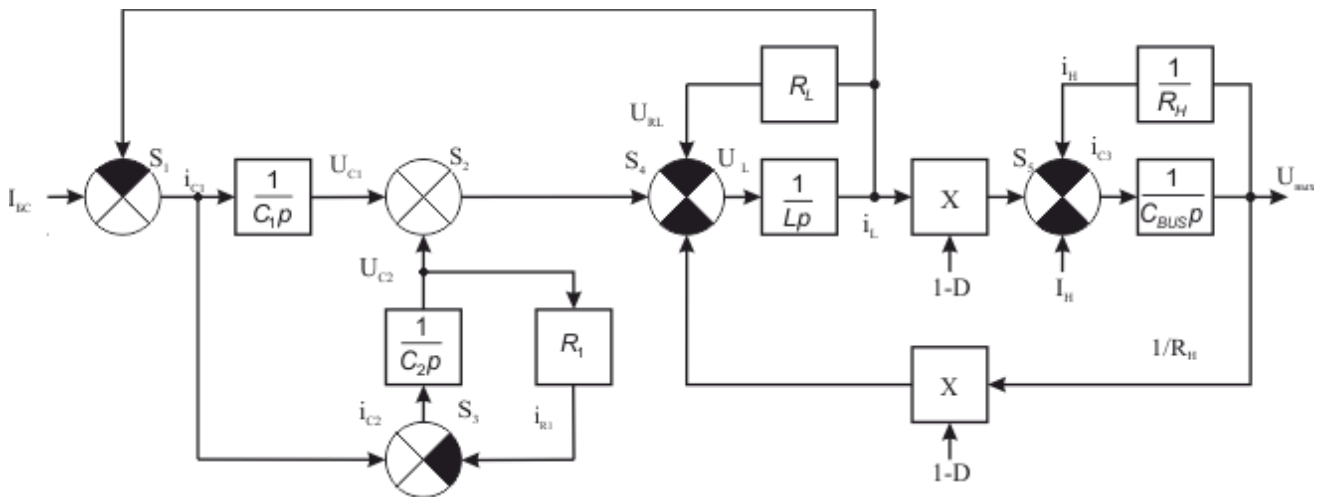


Рисунок 3.13 – Структурная схема шунтового преобразователя с входным фильтром Баттерворта в базисе разрывных функций

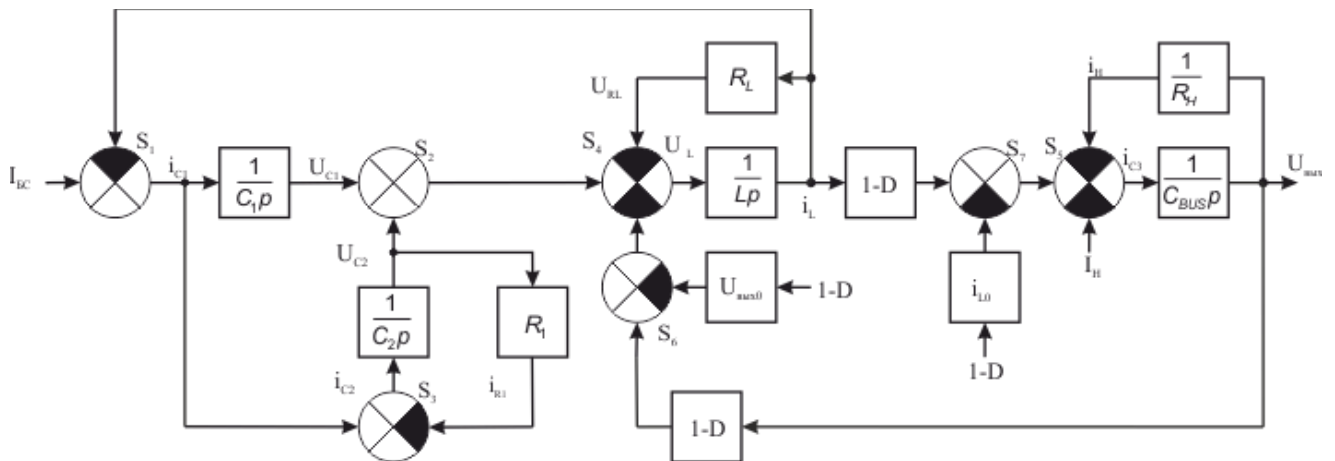
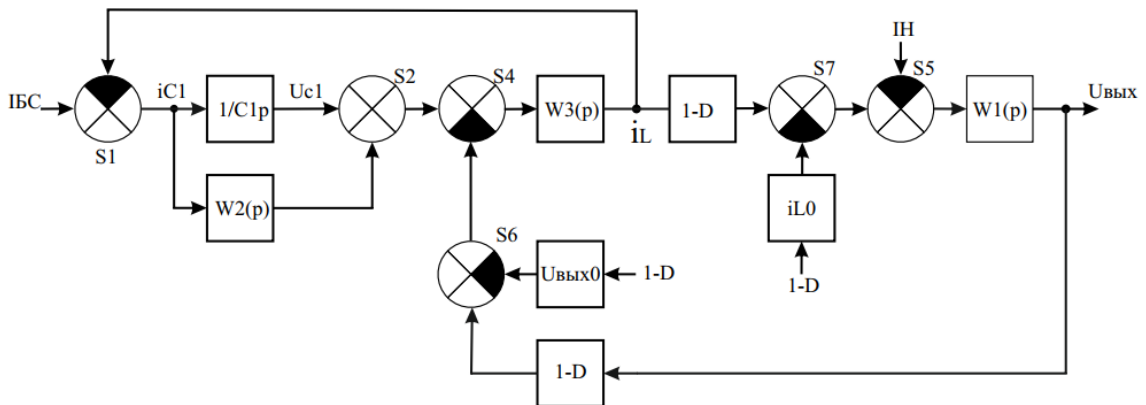


Рисунок 3.14 – Линеаризованная структурная схема шунтового преобразователя с входным фильтром Баттерворта

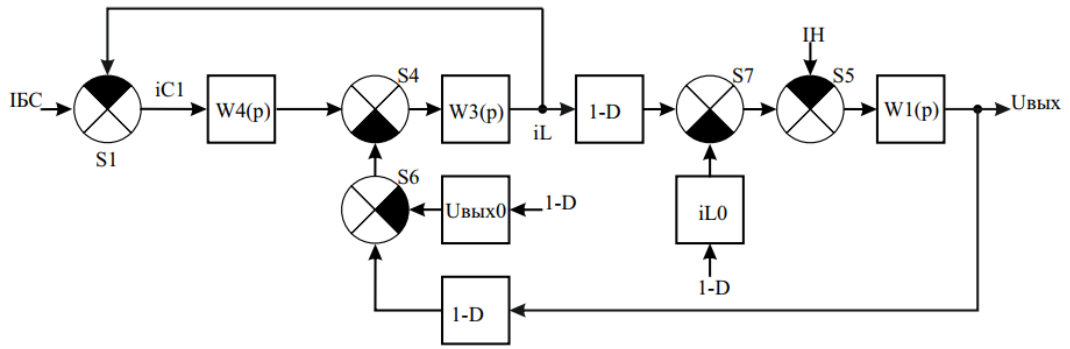
На четвертом шаге производится упрощение с помощью метода преобразования структурных схем. Последовательность упрощений приведена на рисунке 3.15. Принятые на схемах обозначения поясняются формулами:

$$\begin{aligned}
 W_1(p) &= \frac{R_H}{1 + C_{BUS} R_H p}; \\
 W_2(p) &= \frac{R_1}{1 + C_1 R_1 p}; \\
 W_3(p) &= \frac{1}{R_L} \frac{1}{1 + \frac{L}{R_L} p}; \\
 W_4(p) &= \frac{1}{C_1 p} + W_2(p); \\
 W_5(p) &= \frac{W_3(p) W_4(p)}{1 + W_3(p) W_4(p)}; \\
 W_6(p) &= (1 - D) W_5(p); \\
 W_7(p) &= U_{\text{ВЫХ}0} \frac{W_6(p)}{W_4(p)}; \\
 W_8(p) &= (1 - D) \frac{W_6(p)}{W_4(p)}; \\
 W_9(p) &= W_7(p) - i_{L0}; \\
 W_{10}(p) &= \frac{W_1(p)}{1 + W_1(p) W_8(p)}.
 \end{aligned} \tag{0.11}$$

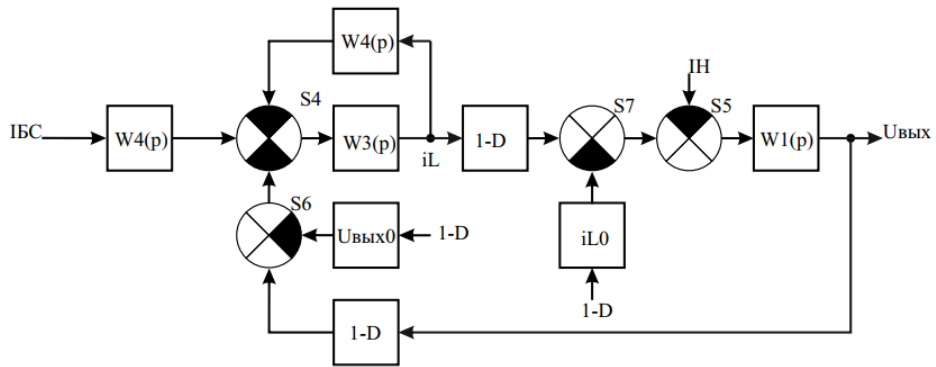


а

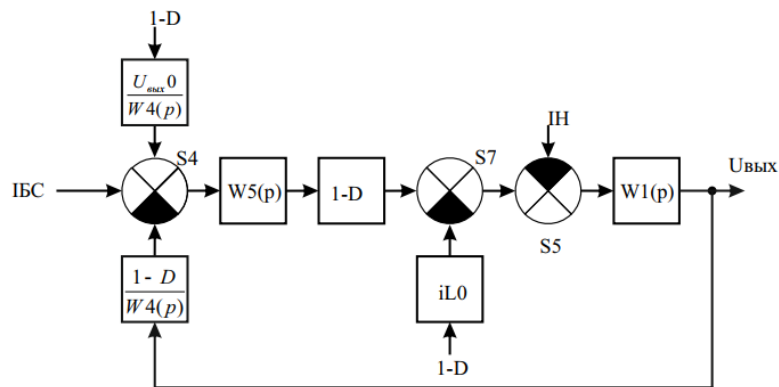
Рисунок 3.15 – Последовательность упрощений линеаризованной структурной схемы шунтового преобразователя (см. также с. 112, 113)



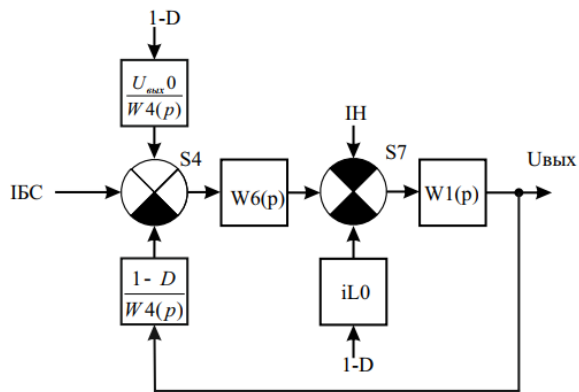
б



в

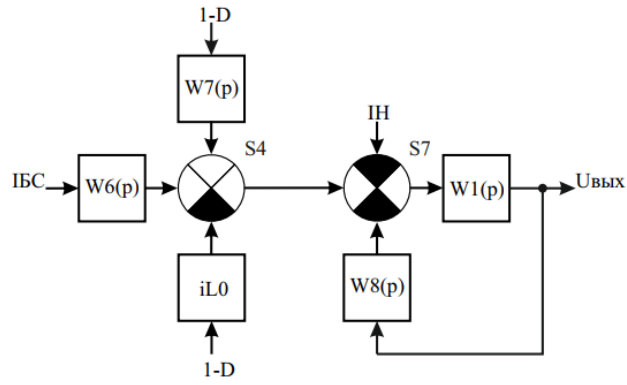


г

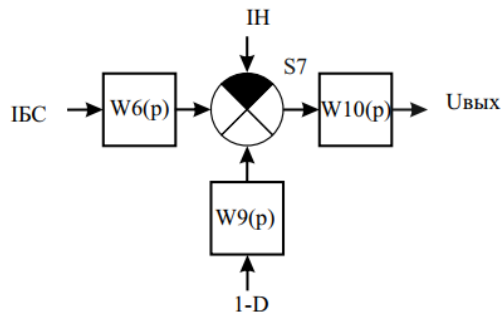


д

Рисунок 3.15 – Продолжение



е



ж

Рисунок 3.15 – Окончание

На рисунке 3.16 приведена упрощенная линеаризованная структурная схема шунтового преобразователя с системой управления, при этом модулятор заменяется звеном чистого запаздывания, согласно подразд. 0, с временем запаздывания $t_M = 10^{-6}$ с, что соответствует периоду одного расчета контура обратной связи по напряжению МСН.

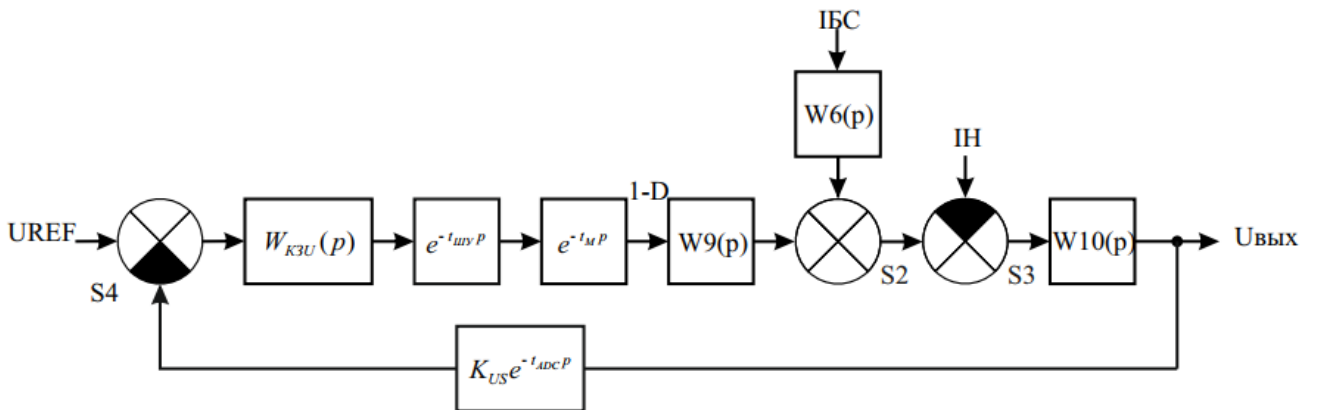


Рисунок 3.16 – Упрощенная структурная схема шунтового преобразователя с системой управления

На пятом шаге сравниваются частотные характеристики линеаризованного разомкнутого нескорректированного объекта управления, полученные по его линеаризованным передаточным звеньям, с экспериментальными частотными характеристиками разомкнутого нескорректированного объекта управления, снятыми на его имитационной модели, построенной в пакете Simulink. На рисунке 3.17 приведены АЧХ и ФЧХ силовой части преобразователя, полученные с помощью выведенной передаточной функции (сплошная линия) и экспериментально с помощью имитационной модели (точки). Параметры модели представлены в таблице 3.6. На рисунке 3.18 приведен внешний вид имитационной модели.

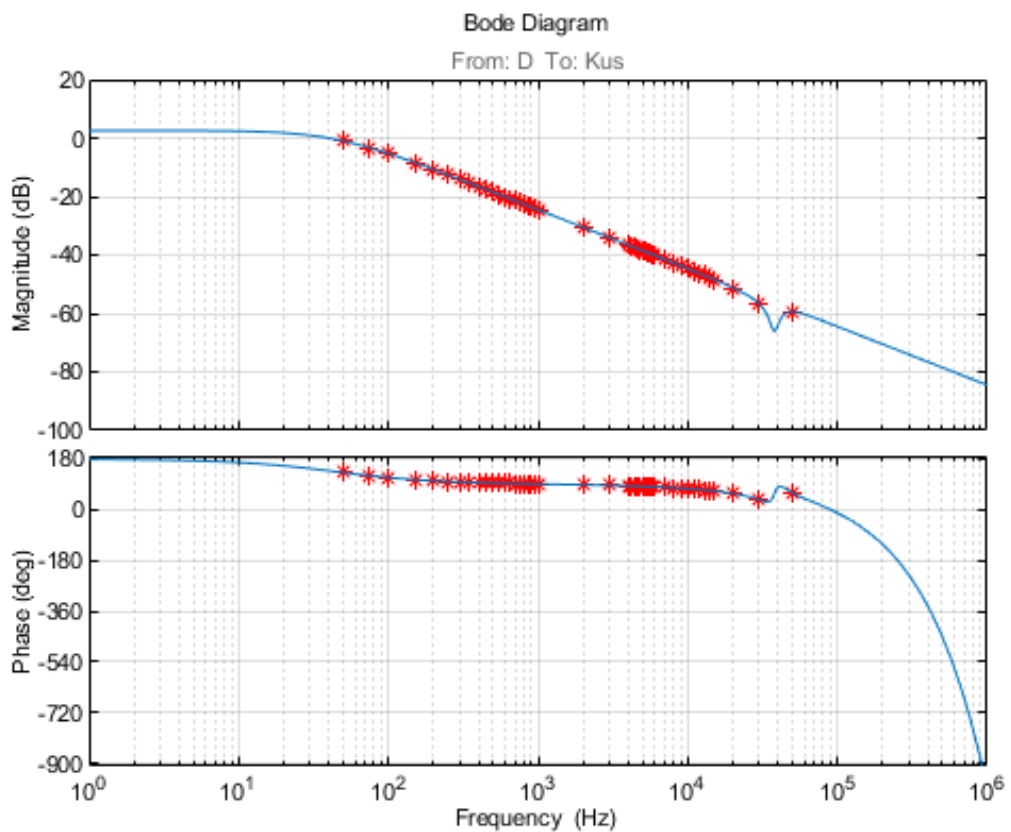


Рисунок 3.17 – АЧХ и ФЧХ силовой части преобразователя

Таблица 3.6 – Параметры имитационной модели шунтового преобразователя

Параметр	Значение	
I_{sb}	7,4 А	
C_1, C_2	160 нФ	
R_1	27 Ом	
VT_1, VT_2	ideal	
D	0,3243	
L	L (индуктивность)	33 мОм
	R_L (последовательное паразитное сопротивление)	170 мкГн

Продолжение таблицы 3.6

C	C (емкость)	180 мкФ
	Capacitor initial voltage (начальное напряжение моделирования)	100 В
R_H	(сопротивление)	20 Ом
I_H		0 А
Решатель	Simulation type (тип моделирования)	Continuous
	Solver (решатель)	ode23tb
	Max step size (максимальный шаг моделирования)	100 нс
f_H		200 кГц

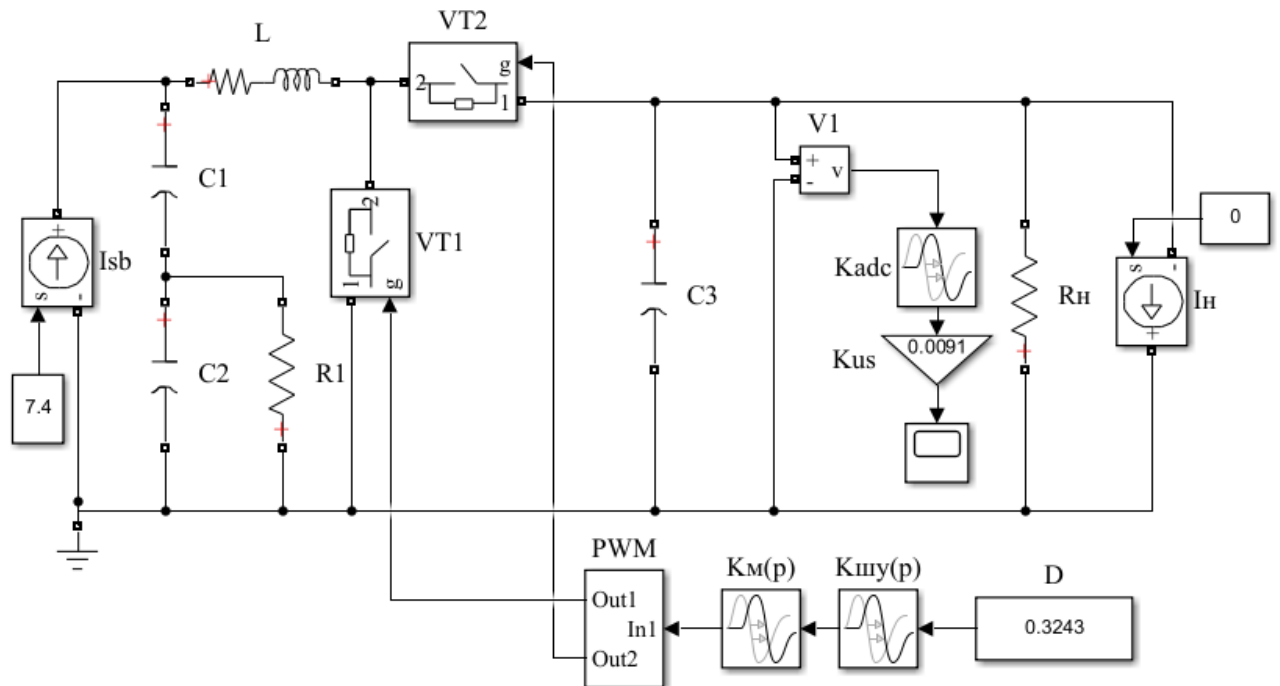


Рисунок 3.18 – Внешний вид имитационной модели шунтового стабилизатора напряжения с синхронным выпрямителем напряжения

На шестом шаге производится построение частотных характеристик преобразователя разомкнутого контура по напряжению при крайних значениях тока БС и нагрузки (рисунок 3.19). Скрипт для построения ЧХ приведен в приложении Б.

На седьмом шаге производится выбор корректирующего звена для настройки контура регулирования напряжения на модальный оптимум. Так же как и в случае с вольтодобавочным преобразователем, оно будет содержать интегратор, форсирующее и апериодическое звенья. Передаточная функция корректирующего звена контура регулирования напряжения

$$W_{kzU}(p) = K \frac{T1p+1}{p(T2p+1)}. \quad (0.12)$$

Параметры передаточной функции корректирующего звена приведены в таблице 3.7.

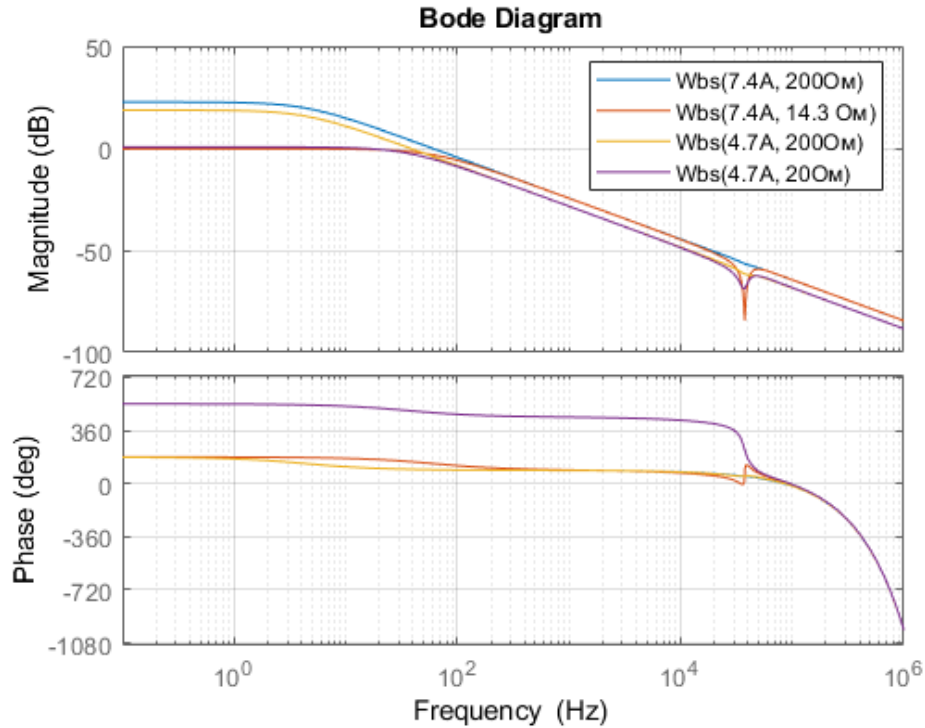


Рисунок 3.19 – Частотные характеристики цифрового разомкнутого контура регулирования напряжения

Таблица 3.7 – Параметры корректирующего звена контура регулирования напряжения

Обозначение параметра корректирующего звена	Значение параметра корректирующего звена
K	-40000
$T1$	$39 \cdot 10^{-4}$
$T2$	$2,3 \cdot 10^{-6}$

Частотная характеристика цифрового скорректированного разомкнутого контура напряжения приведена на рисунке 3.20. Частота единичного усиления составляет в худшем случае 5,81кГц, запас по фазе – 66,4 градуса.

Согласно выражению (0.2) при выходной мощности 850 Вт и напряжении на шине 100 В выходной импеданс не должен превышать значения 235 мОм. Передаточная функция выходного импеданса имеет вид

$$K_M(p) = \frac{-W_{10}(p)}{1 + A_{PKH}(p)}, \quad (0.13)$$

где $A_{PKH}(p)$ – передаточная функция разомкнутого контура обратной связи по напряжению.

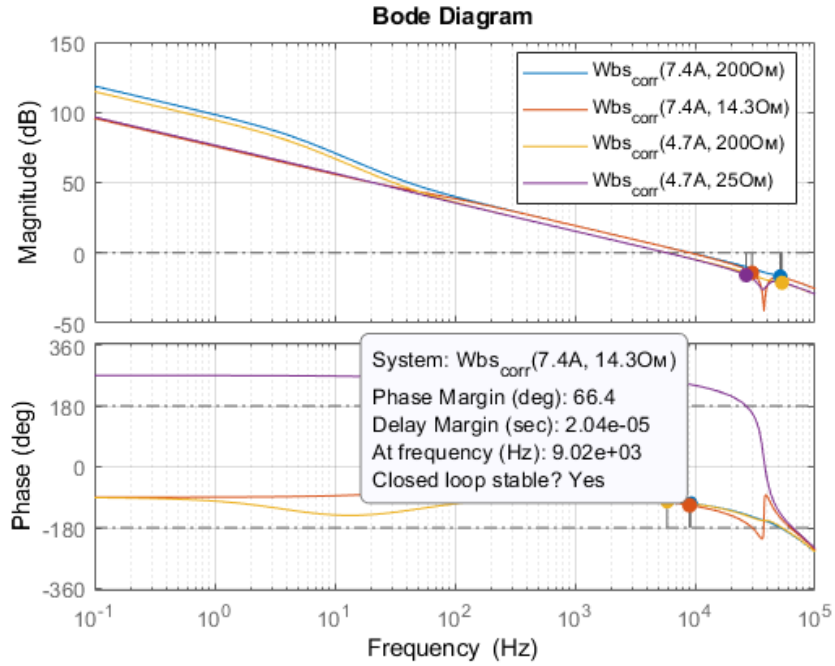


Рисунок 3.20 – АЧХ и ФЧХ разомкнутого скорректированного контура регулирования напряжения

На рисунке 3.21 представлен импеданс шунтового преобразователя, полученный экспериментально с помощью имитационной модели (рисунок 3.22), параметры которой приведены в таблице 3.5, и передаточной функции (0.13).

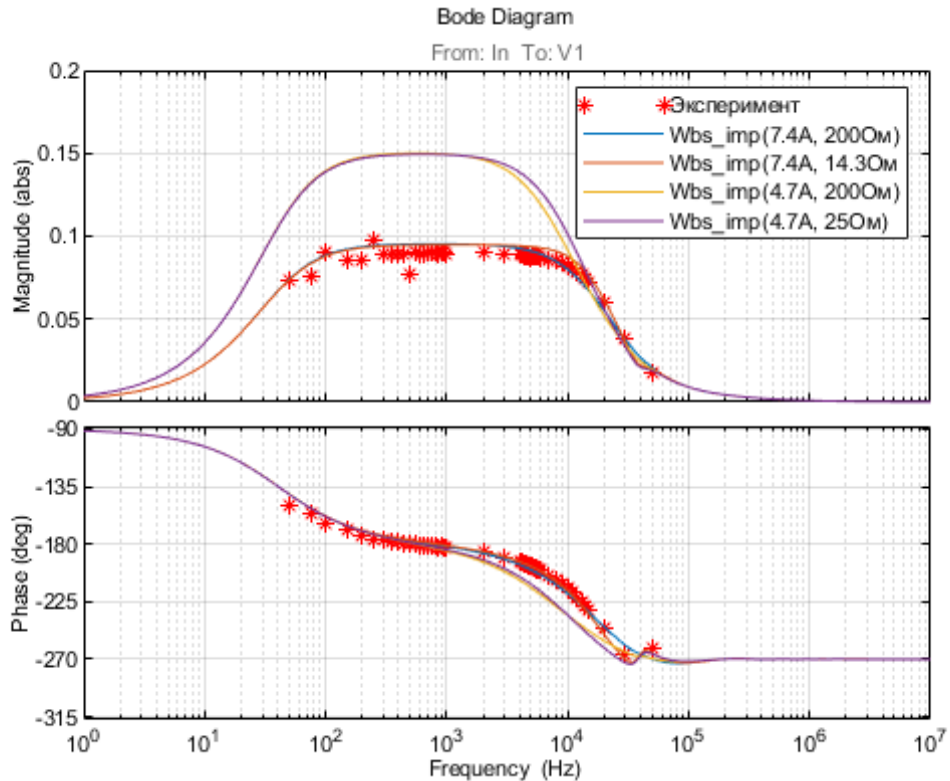


Рисунок 3.21 – Выходной импеданс

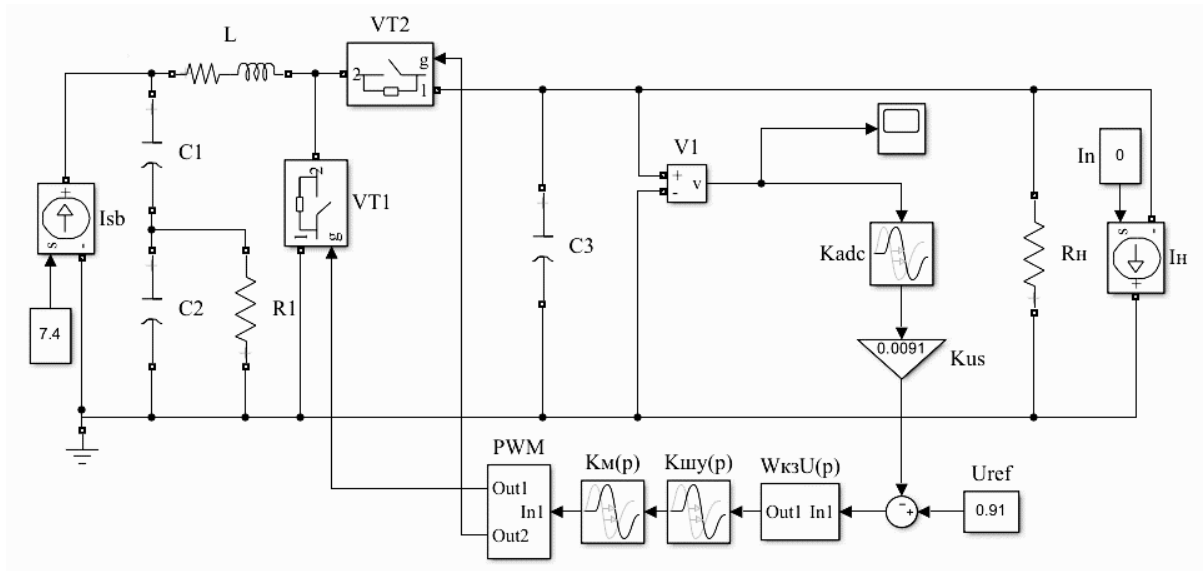


Рисунок 3.22 – Внешний вид имитационной модели
для определения выходного импеданса

Экспериментально и теоретически определено максимальное значение импеданса, которое составило 149 мОм, что удовлетворяет требованиям, предъявляемым к ЭПК согласно выражению (0.2).

3.2 Представление импульсных имитационных моделей преобразователей каналов преобразования энергии в виде нелинейной непрерывной имитационной модели

Имитационное моделирование работ ЭПК и проверка алгоритмов работы требует проведения моделирования продолжительных интервалов времени, десятки и сотни секунд.

Энергопреобразующий комплекс включает в себя множество каналов преобразования энергии, одним из узлов которых является импульсный преобразователь напряжения. Сложность имитационного моделирования импульсных преобразователей заключается в том, что они являются нелинейными объектами моделирования, а их математическая модель содержит систему жестких дифференциальных уравнений. Для получения сходимости решения системы уравнений для решателей с переменным шагом расчета необходимо существенно ограничивать максимальный шаг, что в результате приводит к значительному увеличению времени, затрачиваемому на моделирование, и возрастанию требований к ресурсам вычислительной машины. Актуальной задачей является поиск решений на сокращение времени, затрачиваемого на проведение моделирования импульсных преобразователей напряжения.

Повысить скорость расчета моделей возможно за счет исключения элементов, не существенно влияющих на результат решения. К таким элементам в имитационных моделях

импульсных преобразователей, нацеленных на исследование макропроцессов управления, относятся паразитные элементы используемых радиоэлектронных элементов. Однако этого оказывается недостаточно при имитационном моделировании множества параллельно работающих импульсных преобразователей.

В работах [90, 91, 92] приведены способы построения обобщенных непрерывных моделей основных типов импульсных преобразователей (повышающий, понижающий, инвертирующий) на основании SDL-структуры – элементарной цепи с переменной конфигурацией, состоящей из диода, ключа и индуктивности, которая при построении непрерывной модели заменяется трехполюсником. Такой подход может быть применим ко всем трем типам преобразователей, поэтому авторы и называют такую модель обобщенной. Но поскольку преобразователи ЭПК могут иметь более сложную структуру, то для решения поставленной задачи данный подход не всегда применим.

В работе [93] авторы предлагают модификацию SDL-структуры, перейдя на более высокий уровень обобщения, для чего исключают дроссель из состава трехполюсника. Усреднение в этом случае проводится только для цепей коммутационных элементов (ключей), а её результатом является непрерывная усредненная модель SD-структуры, которая является более универсальной.

В работе [94] для преобразователя составляется дифференциальное уравнение в векторно-матричной форме, из которого получают вектор фазовых координат для установившегося режима и, следовательно, значения потребляемого тока и выходного напряжения. В работах [95, 96] представлен подход, основанный на усреднении систем дифференциальных уравнений импульсного преобразователя и суммарной коммутирующей функции с помощью оператора усреднения с последующим вычислением значений потребляемого тока и выходного напряжения трехполюсника.

Общим недостатком приведенных способов построения непрерывных моделей является реализация их с помощью матричных форм или систем уравнений, что не отражает структуры самого преобразователя и, как следствие, ведет к усложнению дальнейшего проектирования с помощью этой модели, так как теряются внутренние связи преобразователя, влияющие на контуры управления. Поэтому актуальной задачей является построение непрерывных моделей импульсных преобразователей напряжения с помощью методики, описанной в [95], и метода коммутационно-разрывных функций [97], который позволяет наглядно отобразить внутренние связи преобразователя и их влияние на контуры управления.

На рисунке 3.23 приведена схема реверсивного непосредственного преобразователя напряжения повышающего типа, которая является одним из вариантов реализации канала зарядно-разрядного устройства.

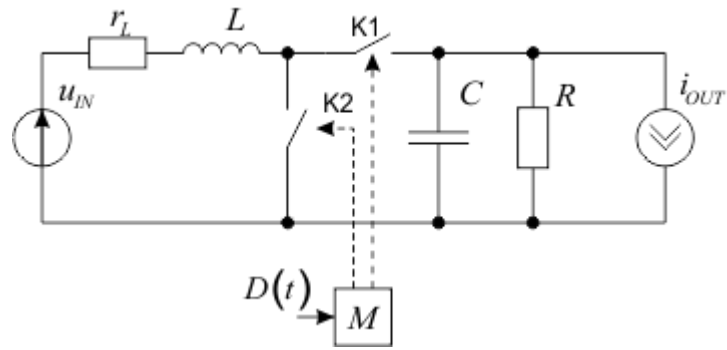


Рисунок 3.23 – Принципиальная схема регулятора напряжения

Значения параметров регулятора приведено в таблице 3.8.

Таблица 3.8 – Значения параметров регулятора

Наименование	Обозначение, ед. изм.	Значение
Напряжение источника питания	u_{IN} , В	55
Паразитное последовательное активное сопротивление дросселя L	r_L , мОм	25
Индуктивность дросселя L	L , мкГн	83
Емкость конденсатора C	C , мкФ	120
Сопротивление нагрузки R	R , Ом	25
Ток источника тока i_{OUT}	i_{OUT} , А	0

Его структурная схема в базе разрывных функций приведена на рисунке 3.24.

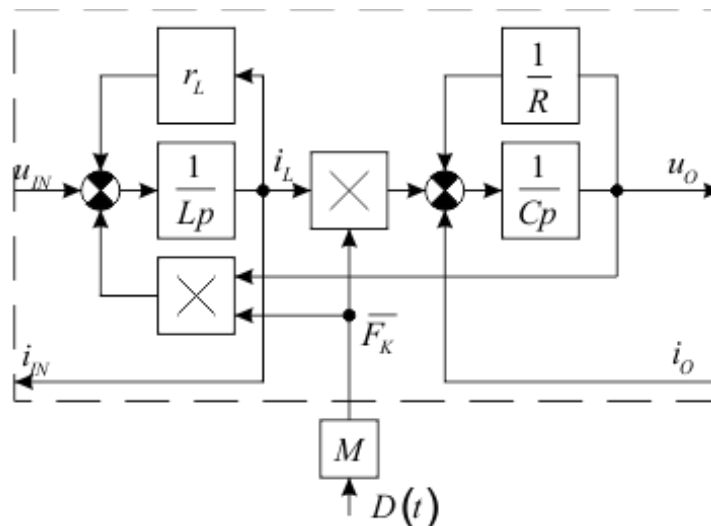


Рисунок 3.24 – Структурная схема регулятора напряжения на основе схемы реверсивного непосредственного преобразователя напряжения повышающего типа в базе разрывных функций

Методика построения структурной схемы регулятора напряжения на основе схемы реверсивного непосредственного преобразователя напряжения повышающего типа в базисе разрывных функций описана в работе [97] и приведена на рисунке 3.24. Импульсным элементом в данной схеме является модулятор M , который на своем выходе формирует коммутационную функцию \overline{F}_K , принимающую два возможных значения – 1 и 0. Первый множитель имитирует звено передачи входного тока i_L дросселя L в емкость C выходного фильтра. Второй множитель имитирует звено передачи выходного напряжения U_o в контур входного дросселя L . Левый сумматор имитирует суммирование напряжений в контуре входного дросселя L , а правый сумматор имитирует суммирование токов в емкости C выходного фильтра. Необходимо отметить, что структурная схема импульсного регулятора в базисе разрывных функций является его точной моделью, а методика определения малосигнальной модели нахождения рабочих точек представлена в работе [61].

Для получения непрерывной модели импульсного регулятора необходимо перейти к средним за период коммутации значениям тока и напряжения, поступающим на емкости и прикладываемым к сглаживающим дросселям силовой цепи. Средние значения усредняемых переменных $\langle x \rangle_0(t)$ могут рассматриваться как непрерывные относительно медленно изменяющиеся постоянные составляющие ряда Фурье на периоде коммутации T_S для текущего момента времени t [98]:

$$\langle x \rangle_0(t) = \langle x(t) \rangle_0 = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} x(t - T_S + \tau) d\tau. \quad (0.14)$$

Можно определить, что за период коммутации среднее напряжение выходного конденсатора C , приведенное к контуру входного дросселя L , и средний ток дросселя, приведенный к узлу выходного конденсатора C , будут вычисляться как

$$\begin{aligned} \langle u_{LC} \rangle(t) &= \langle u_C \cdot \overline{F}_K \rangle(t) = \langle u_C \rangle(t) \cdot \langle \overline{F}_K \rangle(t); \\ \langle i_{CL} \rangle(t) &= \langle i_L \cdot \overline{F}_K \rangle(t) = \langle i_L \rangle(t) \cdot \langle \overline{F}_K \rangle(t), \end{aligned} \quad (0.15)$$

где $\langle \overline{F}_K \rangle(t)$ – среднее значение управляющей коммутирующей функции модулятора, которое можно записать для повышающего преобразователя как $1 - d(t)$; $u_C(t)$ – напряжение на конденсаторе C ; $i_L(t)$ – ток дросселя L .

Непрерывная модель импульсного преобразователя, представленная на рисунке 3.25, получена путем замены импульсной коммутационно-разрывной функции $\overline{F}_K(t)$ ее средним значением $d(t)$, приведенным к единице. Модулятор M^* заменен звеном передачи непрерывного

управляющего сигнала $D(t)$, причем если на вход подается сигнал $D(t)$, максимальное значение которого нормировано к единице, то коэффициент передачи M^* равен единице. Умножители в данном случае представляют собой умножители аналоговых непрерывных сигналов.

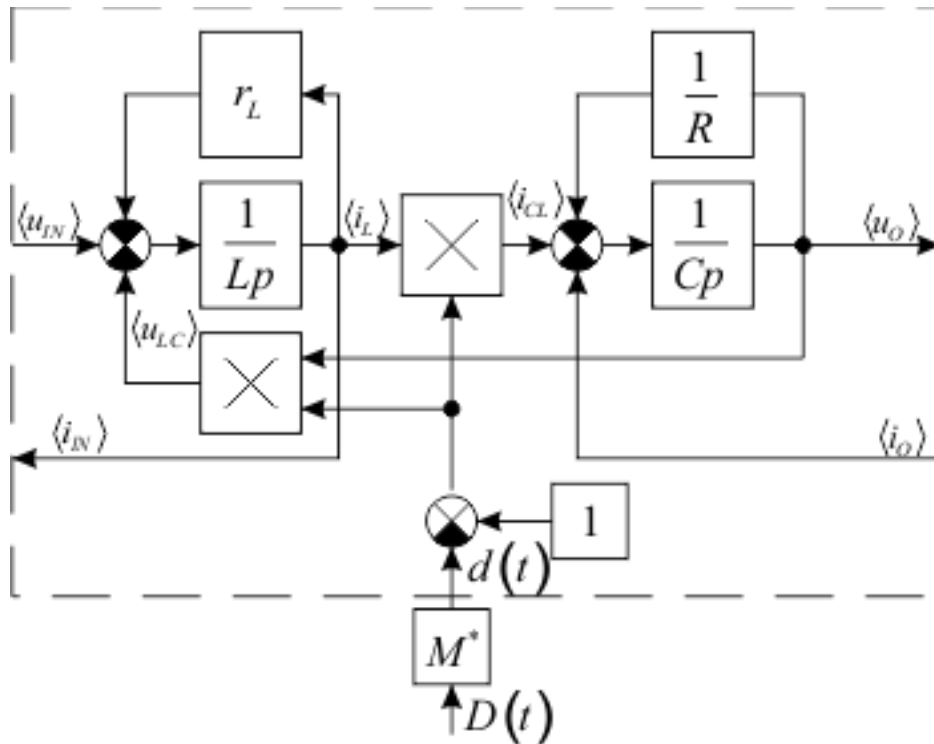


Рисунок 3.25 –Непрерывная модель регулятора напряжения

Можно видеть, что непрерывная модель импульсного регулятора незначительно отличается по форме от импульсной модели в базисе разрывных функций, сохраняя при этом ее структуру. По существу же, они отличаются, так как в одном случае сигналы непрерывные, а в другом импульсные.

Поскольку в непрерывной модели нет импульсной коммутационной функции $\bar{F}_K(t)$, то для численного решателя не требуется ограничение максимального шага вычисления, что дает возможность значительно увеличить скорость проведения моделирования. На структурной схеме блок модулятора M^* отражает звено масштабирования, так как он обладает пропорциональным коэффициентом передачи, в случае если модулятор реализован на аналоговой микросхеме. Если модулятор реализован на цифровой микросхеме, он также будет обладать звеном чистого запаздывания [99]. Непрерывная модель реверсивного преобразователя напряжения, реализованная в Matlab Simulink, приведена на рисунке 3.26.

Переход от одной реализации к другой не требует пояснений. Данная модель далее будет использована для верификации и подтверждения увеличения скорости симуляции.

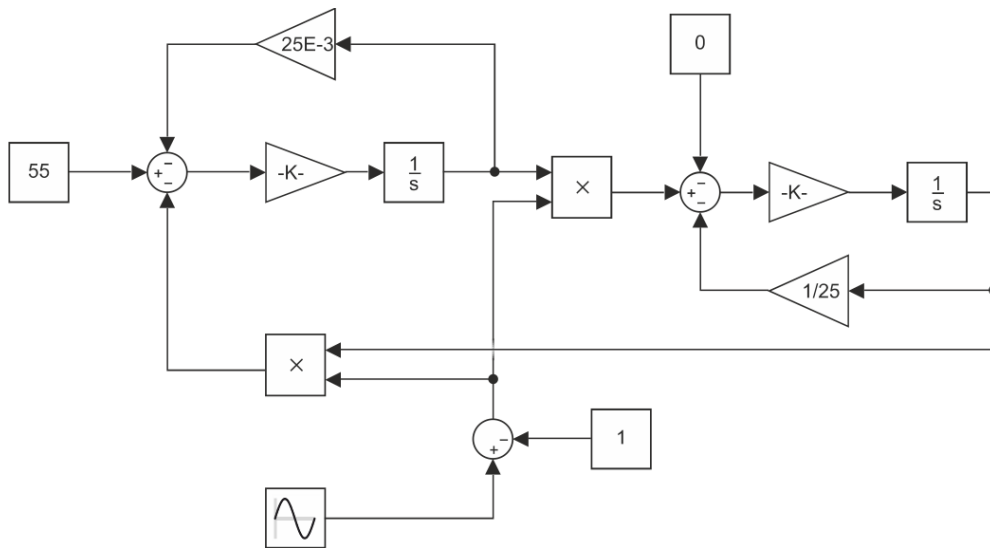


Рисунок 3.26 – Непрерывная имитационная модель реверсивного преобразователя напряжения канала зарядно-разрядного устройства, выполненная в программе Matlab Simulink

Шунтовый преобразователь напряжения канала солнечной батареи

Описанный подход был использован для создания непрерывной имитационной модели шунтового преобразователя напряжения канала преобразования энергии солнечной батареи. Шунтовый преобразователь работает на токовой ветви вольт-амперной характеристики солнечной батареи. Для уменьшения пульсаций напряжения на солнечной батарее параллельно включен фильтр Баттерворта, образованный конденсаторами $C3$, $C4$ и резистором $R3$. Реализация непрерывной модели шунтового преобразователя в программе Matlab Simulink представлена на рисунке 3.27.

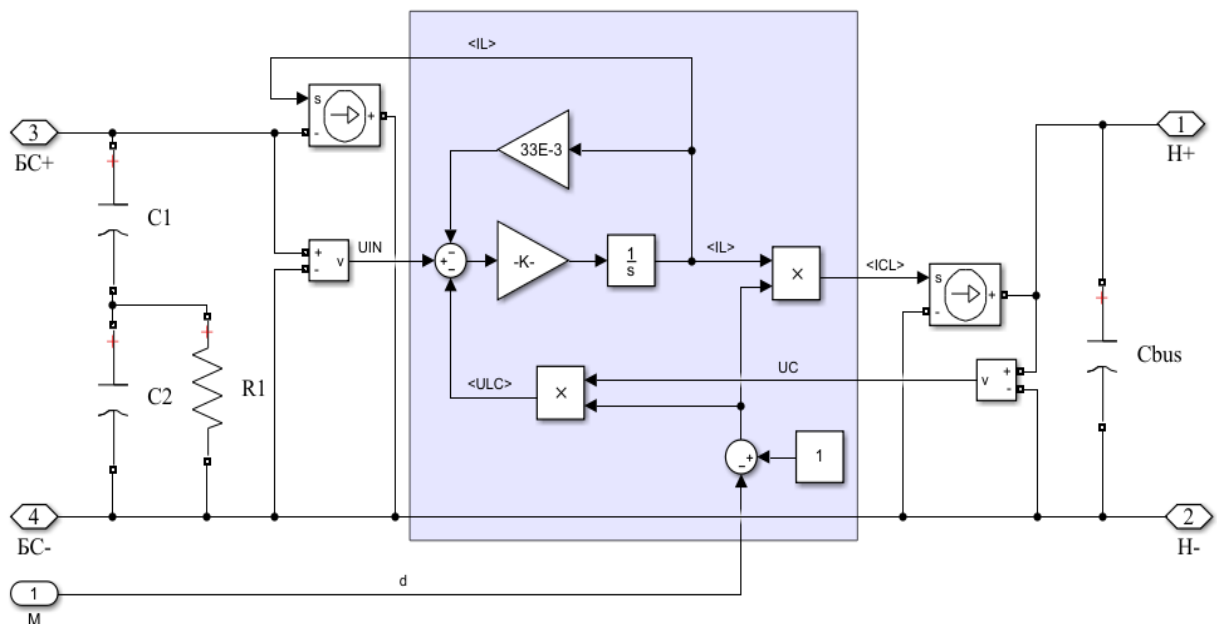


Рисунок 3.27 – Непрерывная имитационная модель шунтового преобразователя напряжения канала солнечной батареи, выполненная в программе Matlab Simulink

Вольтодобавочный преобразователь напряжения канала зарядно-разрядного устройства

Другим вариантом реализации канала преобразования энергии является схема двунаправленного вольтодобавочного преобразователя с обратным клампом [84] (рисунок 3.28). Параметры схемы приведены в таблице 3.9. Непрерывная имитационная модель импульсного регулятора зарядно-разрядного канала, полученная с использованием описанного подхода и реализованная в программе Matlab/Simulink, приведена на рисунке 3.29.

Непрерывная модель преобразователя зарядно-разрядного устройства имитирует его работу в режимах регулирования выходного напряжения (заряд/разряд аккумуляторной батареи) и отключения. Для реализации режима отключения на вход интегратора дросселя подается сбрасывающий сигнал «откл», за счет которого ток выходного дросселя мгновенно обнуляется. Поведение реального преобразователя, модель которого представлена на рисунке 3.28, описано в работе [84] и зависит от направления тока в выходном дросселе L . В случае если ток направлен из аккумуляторной батареи в нагрузку, к дросселю прикладывается напряжение $U_{C_{BUS}}$, ток дросселя уменьшается до 0. В случае если ток дросселя направлен из нагрузки в АБ, к дросселю прикладывается напряжение конденсатора активного клампа $U_{C_{CLAMP}}$, пока ток дросселя не уменьшится до 0.

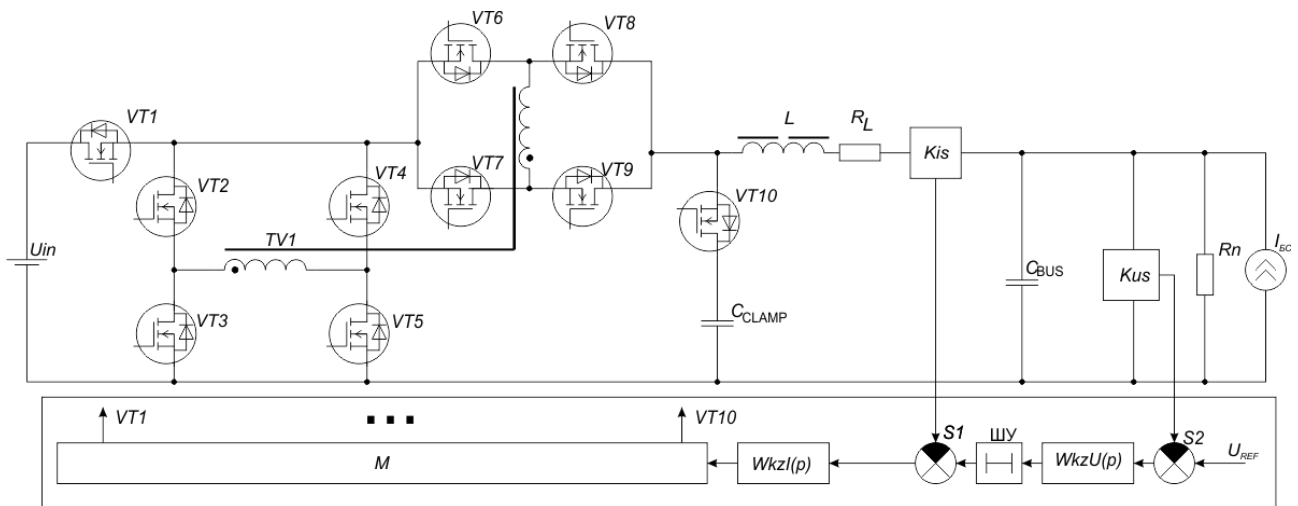


Рисунок 3.28 – Функциональная схема вольтодобавочного преобразователя с активным клампом

Таблица 3.9 – Параметры вольтодобавочного преобразователя

Наименование параметра	Значение
Индуктивность дросселя L	50 мкГн
Активное сопротивление дросселя R_L	11 МОм

Продолжение таблицы 3.9

Емкость конденсатора C_{BUS}	180 мкФ
Коэффициент трансформации трансформатора $TV1$	1
Частота работы импульсного преобразователя f_{II}	100 кГц
Частота пульсаций напряжения на выходе фильтра $2f_{II}$	200 кГц
Диапазон изменения напряжения аккумуляторной батареи $U_{ABmin} - U_{ABmax}$	55–96 В
Выходное напряжение $U_{вых}$	100 В
Максимальная мощность в нагрузке	850 Вт
Ток нагрузки I_H	0–8,5 А

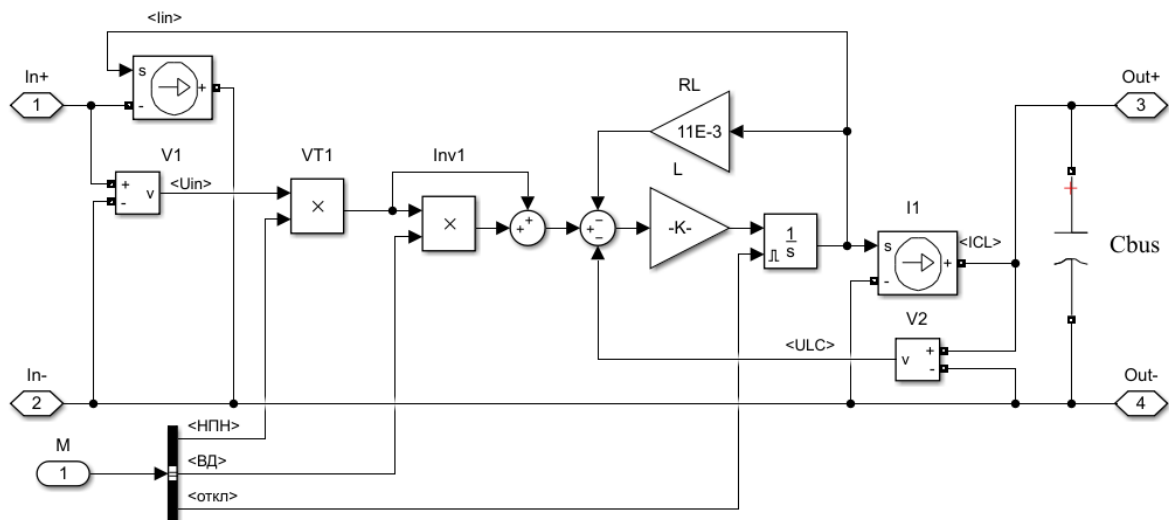


Рисунок 3.29 – Непрерывная имитационная модель импульсного регулятора зарядно-разрядного канала

В силу того, что максимальная энергия, запасаемая в дросселе, незначительна (для преобразователя, представленного на рисунке 3.28, она составляет 3 мДж, а энергия, накопленная в выходном конденсаторе, 900 мДж), этот процесс может быть отнесен к быстрым процессам и при построении непрерывной модели им можно пренебречь.

Верификация и оценка быстродействия моделей

Таким образом, полученные непрерывные модели каналов преобразования энергии СЭП КА отражают их внутреннюю структуру и делают наглядными при анализе контуров управления.

Для проведения экспериментов по оценке увеличения скоростей симуляции непрерывных моделей и сравнения их временных и частотных характеристик относительно импульсных в среде Simulink были также реализованы импульсные имитационные модели преобразователей энергии СЭП КА.

В качестве численного решателя для обеих моделей был выбран решатель ode23t (метод трапеций). Для непрерывных моделей все настройки решателя были оставлены по умолчанию, а для импульсных моделей был ограничен максимальный шаг расчета. В случае если максимальный шаг расчета импульсной модели не ограничивать, на осциллограмме выходного напряжения наблюдаются случайные пульсации с уровнем напряжения, значительно превышающим уровень собственных пульсаций преобразователя.

На рисунке 3.30 представлена импульсная модель непосредственного преобразователя напряжения канала преобразования энергии зарядно-разрядного устройства, реализованная в Simulink.

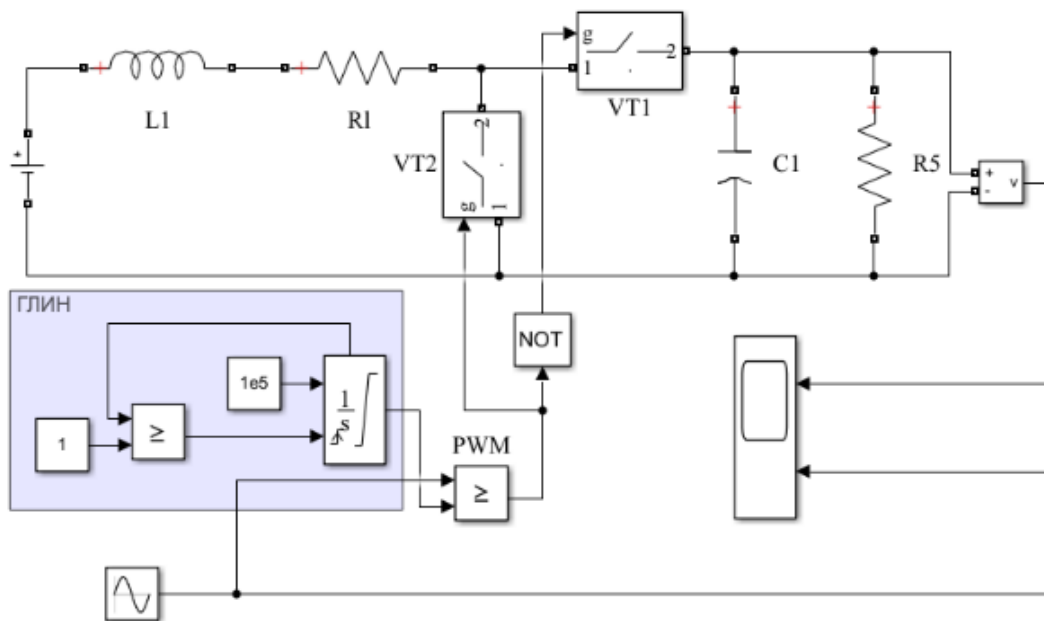


Рисунок 3.30 – Импульсная модель непосредственного преобразователя напряжения канала преобразования энергии зарядно-разрядного устройства

На рисунке 3.31 приведены частотные характеристики данной модели вместе с теоретическими частотными характеристиками. Шаг расчета импульсной модели был ограничен до 1 мкс. Отклонение коэффициента передачи по управляющему воздействию импульсной и непрерывной модели, рассчитанное по выражению (3.16), не превышает 1,45%.

Существенное отклонение частотных характеристик заметно только на частотах, близких к частоте преобразования, что связано с вычислительной ошибкой быстрого преобразования Фурье, возникающей из-за большого шага расчета непрерывной имитационной модели. При принудительном ограничении максимального шага моделирования отклонение коэффициента передачи по управляющему воздействию импульсной и непрерывной модели значительно уменьшается:

$$\delta K = \frac{K_H - K_{И}}{K_{И}}. \quad (0.16)$$

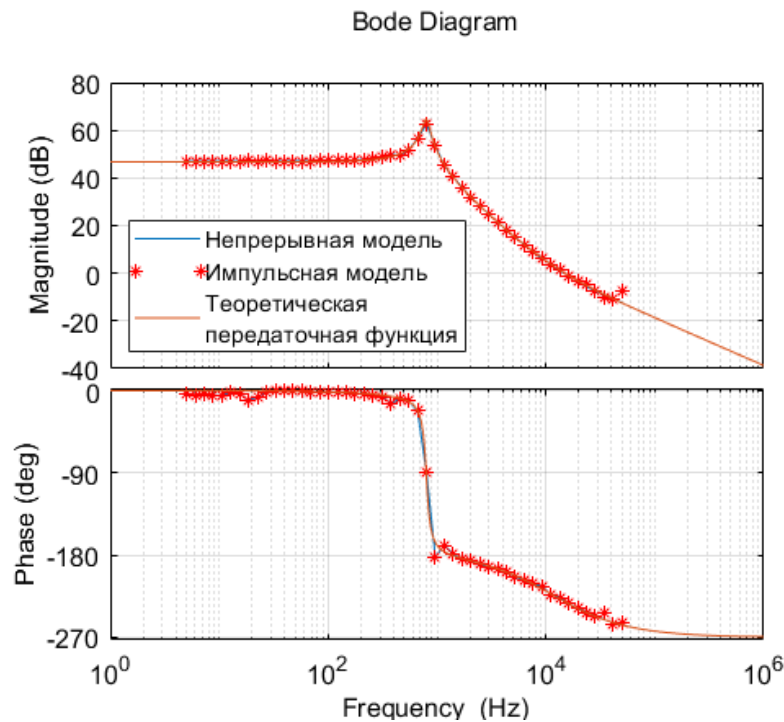


Рисунок 3.31 – Частотные характеристики импульсной и непрерывной модели непосредственного преобразователя напряжения

Импульсная имитационная модель шунтового преобразователя напряжения, а также частотные характеристики для импульсной, непрерывной и теоретической моделей приведены на рисунках 3.32 и 3.33. Шаг расчета импульсной модели был ограничен до 1 мкс. Отклонение коэффициента передачи по управляющему воздействию импульсной и непрерывной модели, рассчитанное по выражению (0.15), не превышает 0,5%.

При снятии частотных характеристик непрерывной и импульсной моделей необходимо ограничение шага моделирования обеих моделей. В импульсной модели это связано с возникновением случайных пульсаций выходного напряжения с амплитудой, близкой к амплитуде собственных пульсаций преобразователя, а в непрерывной – с возникновением больших отклонений коэффициента передачи на высоких частотах из-за слишком большого шага расчета, выбираемого решателем автоматически. Очевидно, что в замкнутой системе регулирования, где за счет корректирующего звена сигнал на высоких частотах будет усиливаться, решатель автоматически уменьшит шаг расчета и результаты моделирования непрерывной модели не будут отличаться от результатов с импульсной моделью преобразователя.

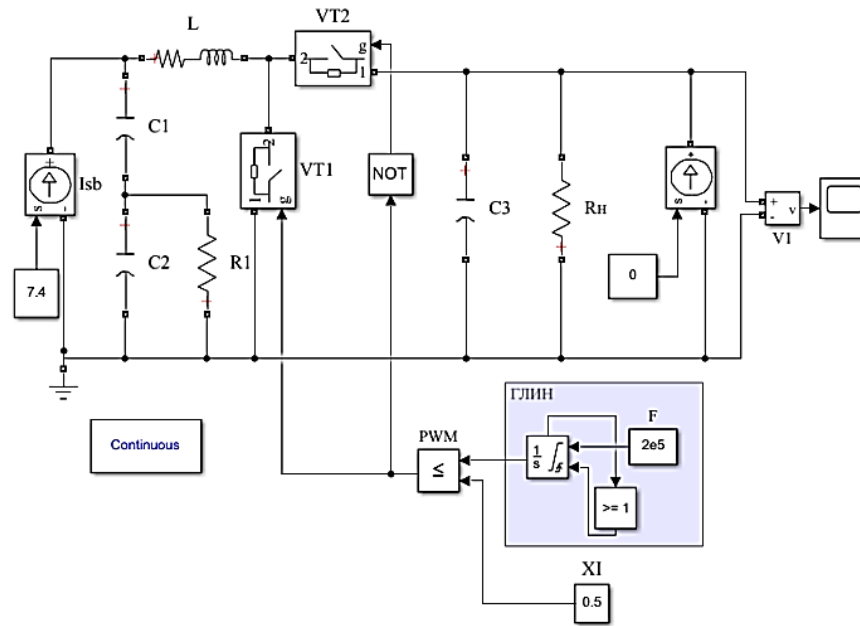


Рисунок 3.32 – Импульсная имитационная модель шунтового преобразователя напряжения канала преобразования энергии солнечной батареи, реализованная в Matlab Simulink

Bode Diagram

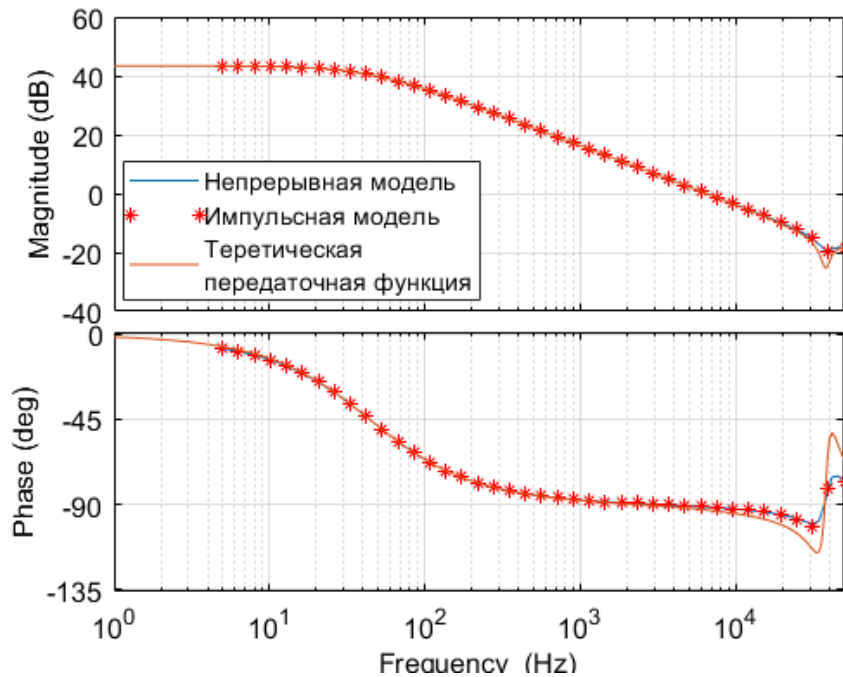


Рисунок 3.33 – Частотные характеристики импульсной и непрерывной модели шунтового преобразователя напряжения канала преобразования энергии солнечной батареи

На рисунке 3.34 представлены частотные характеристики непрерывной, импульсной и теоретической моделей вольтодобавочного преобразователя (теоретическая передаточная функция приведена в [61]), шаг симуляции был ограничен на уровне 10 нс и 1 нс соответственно.

Отклонение коэффициента передачи по управляющему воздействию импульсной и непрерывной моделей, рассчитанное по выражению (0.15), не превышает 1,8%.

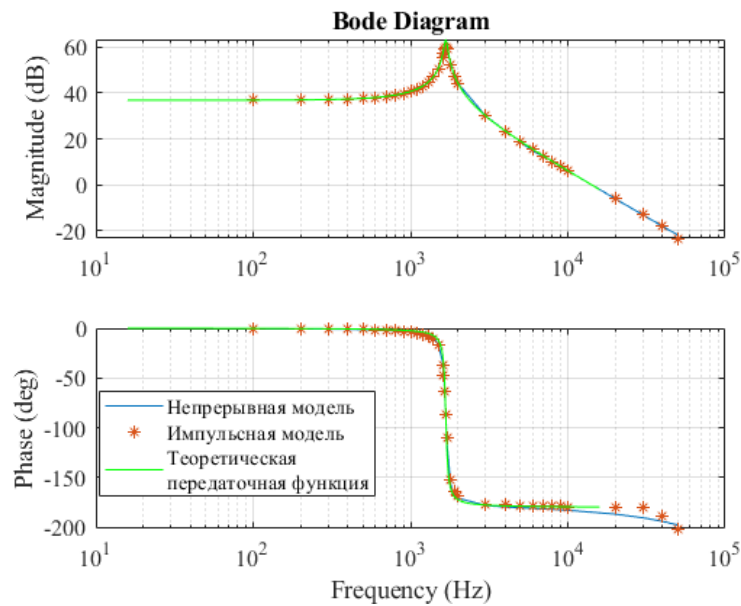


Рисунок 3.34 – Частотные характеристики импульсной и непрерывной моделей вольтодобавочного преобразователя напряжения

Для получения временных характеристик импульсной и непрерывной имитационных моделей вольтодобавочного преобразователя данные модели испытывались в одном проекте Matlab, что гарантировало их расчет с одинаковым шагом в различных режимах (заряд, разряд, отключение). Результаты моделирования приведены на рисунках 3.35–3.37 соответственно. В осциллограммах выходного напряжения наблюдаются незначительные различия, не превышающие 0,2 %.

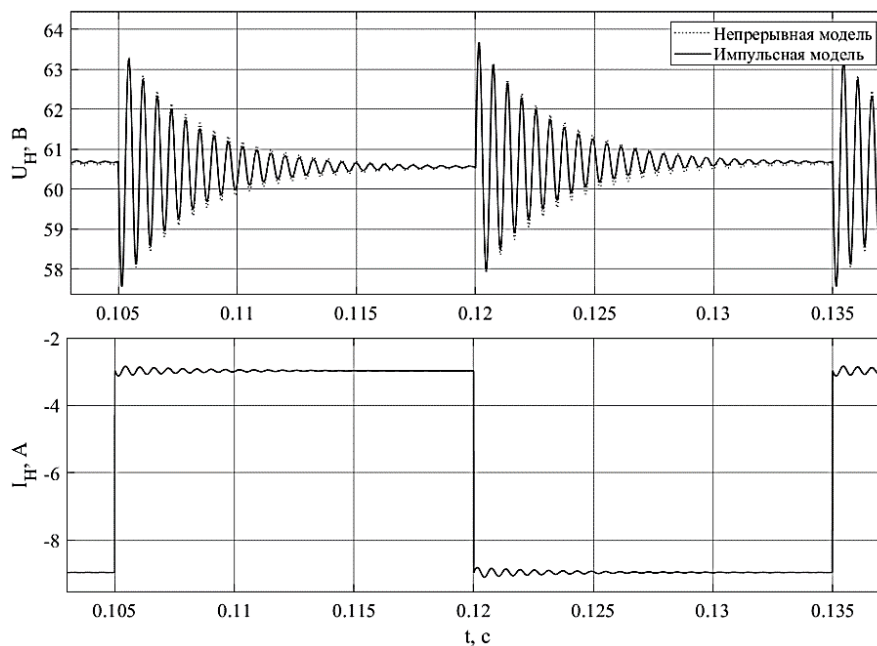


Рисунок 3.35 – Осциллограммы выходного напряжения и тока нагрузки импульсной и непрерывной моделей вольтодобавочного преобразователя напряжения в режиме заряда

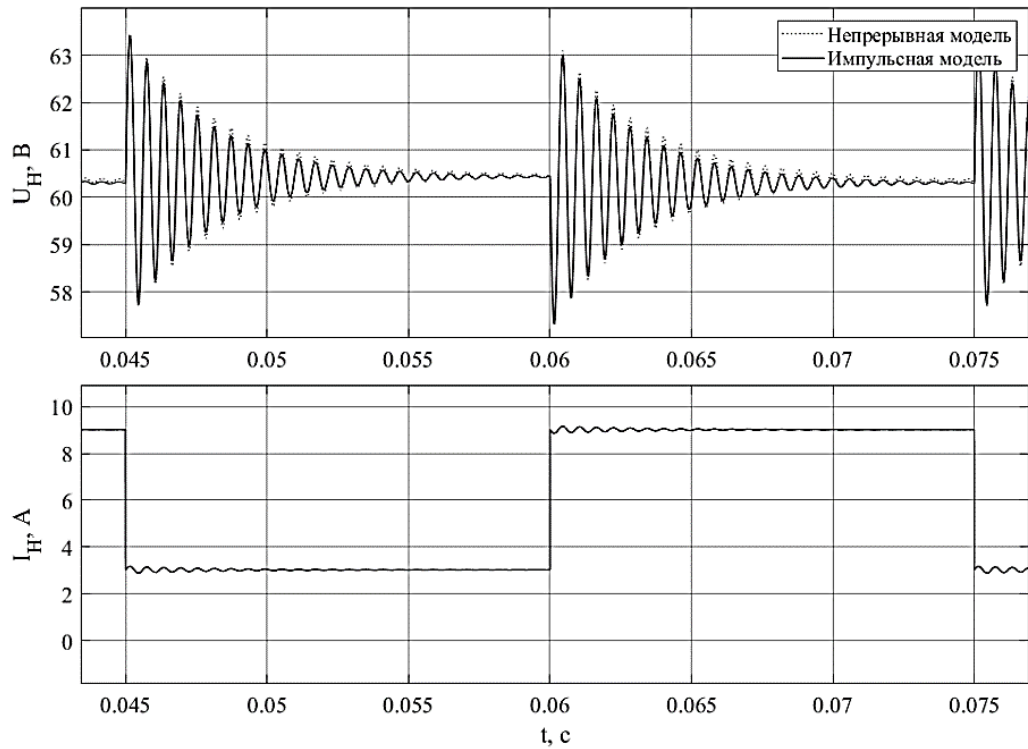


Рисунок 3.36 – Осциллограммы выходного напряжения и тока нагрузки импульсной и непрерывной моделей вольтодобавочного преобразователя напряжения в режиме разряда

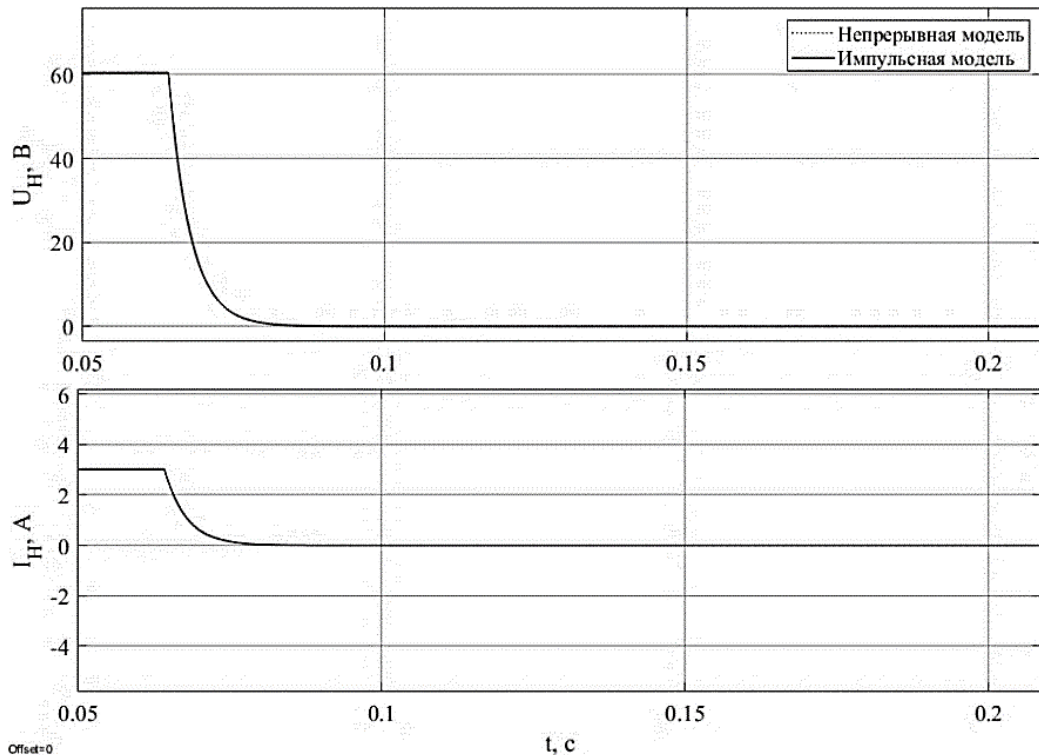


Рисунок 3.37 – Осциллограммы выходного напряжения и тока нагрузки импульсной и непрерывной моделей вольтодобавочного преобразователя напряжения в режиме отключения

Эксперимент по измерению быстродействия симуляции моделей преобразователей энергии СЭП КА, рассмотренных ранее, осуществлялся следующим образом. Производилось периодическое изменение тока нагрузки с одинаковой частотой на заданном промежутке времени симуляции. Далее с помощью внутренних инструментов Matlab фиксировалось время моделирования. Результаты эксперимента приведены в таблице 3.10.

На основании полученных результатов можно сделать вывод о том, что применение непрерывных моделей импульсных преобразователей позволяет в десятки раз увеличить скорость вычисления даже при равном ограничении максимального шага моделирования. При этом отклонение коэффициентов передачи непрерывной и импульсной моделей на частотных характеристиках в относительных единицах не превышает 2%.

Таблица 3.10 – Результаты измерения времени моделирования

Преобразователь напряжения	Время симуляции, с	Длительность моделирования импульсной модели, с	Длительность моделирования непрерывной модели, с	Отношение времен моделирования
Двунаправленный преобразователь	100	484	3	161,3
Шунтовый преобразователь	10	215	0,594	362
Вольтодобавочный преобразователь	0,1	1408	0,819	1720
Вольтодобавочный преобразователь при равном ограничении шага моделирования на уровне 10 нс	0,1	145	59	2,46

3.3 Результаты испытаний имитационной модели энергопреобразующего комплекса

Внешний вид блока ИИМ СЭП, используемого в имитационных моделях испытания ЭПК, приведен на рисунке 3.38.

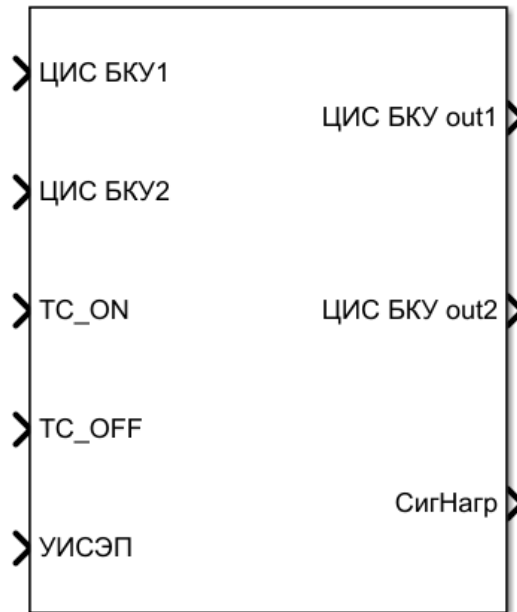


Рисунок 3.38 – Внешний вид блока ИИМ

Порты цифрового интерфейса связи (ЦИС) БКУ1, ЦИС БКУ2, ЦИС БКУ out1 и ЦИС БКУ out2 имитируют работу двух двунаправленных цифровых интерфейсов между ЭПК и БКУ. В силу того, что все связи в структурных схемах, представляемых в Simulink, могут иметь только одно направление, двунаправленные цифровые шины передачи приходится моделировать двумя однонаправленными соединениями. В таблице 3.11 представлен перечень сигналов и команд, передаваемых по ЦИС БКУ1 и ЦИС БКУ2.

Через порт управления имитаторами (УИ) СЭП в ИИМ передаются сигналы управления имитаторами источников питания: напряжения АБ1–АБ7, токов БС1–БС14 и нагрузки (Н).

Испытательная имитационная модель СЭП, реализованная в среде Matlab Simulink, приведена на рисунке 3.39. Она состоит из семи МСН (МСН1–МСН7), семи имитаторов АБ (АБ1–АБ7), четырнадцати имитаторов БС (БС1–БС14) и имитатора нагрузки (Н). Входами ИИМ являются: две цифровые шины интерфейса связи с БКУ (ЦИС БКУ1–ЦИС БКУ2), сигнал телекоманды включения (ТС_ON), сигнал телекоманды отключения (ТС_OFF) и шина управления имитаторами СЭП (УИСЭП). Выходами ИИМ являются две цифровые шины интерфейса связи (ЦИС БКУ out1 и ЦИС БКУ out2) и шина сигнала тока и напряжения с имитатора нагрузки (СигНагр).

Таблица 3.11 – Сигналы, передаваемые по цифровому интерфейсу связи ЦИС БКУ1 и ЦИС БКУ2

№ п.п.	Наименование сигнала	Обозначение	Возможные значения
Входные сигналы ЭПК			
1–7	Сигнал уставки тока заряда АБ1–АБ7, А.	Iуст1–Iуст7	0–8
8–14	Команда отключения МСН1–МСН7	Ком откл1–Ком откл7	0 – соответствует включенному состоянию МСН 1 – соответствует отключенному состоянию МСН
Выходные сигнала ЭПК			
15–21	Напряжение АБ1–АБ7	МСН1.Телем.нАБ– МСН7.Телем.нАБ	55–96 В
22–28	Напряжение БС1, БС2–БС14	МСН1.Телем.нБС1, МСН1.Телем.нБС2– МСН7.Телем.нБС2	0–105 В
29–35	Температура МСН1–МСН7	МСН1.Телем.Т– МСН7.Телем.Т	
36–42	Ток выходной канала ЗРУ МСН1–МСН7	МСН1.Телем.И_ЗРУ– МСН7.Телем.И_ЗРУ	0–15 А
43–49	Ток выходной БС1, БС2– БС13, БС14	МСН1.Телем.И_БС1, МСН1.Телем.И_БС2– МСН7.Телем.И_БС2	4,7–7,4 А
50–56	Сигнал управляющего воздействия МСН1–МСН7	МСН1.Телем.СУВ– МСН7.Телем.СУВ	0–1
57–63	Ток выходной регулятора солнца МСН1 I_PC1, I_PC1– МСН7 I_PC1, I_PC1	МСН1.Телем.И_PC1, МСН1.Телем.И_PC2– МСН7.Телем.И_PC2	0–7,4 А
64–70	Флаг работы МСН1–МСН7	МСН1.Телем. Флг.РабМСН– МСН7.Телем. Флг.РабМСН	0 – МСН отключен; 1 – МСН работает

На рисунке 3.40 представлена упрощенная схема испытательной имитационной модели СЭП, в которой удалены повторяющиеся элементы. Детальное описание блоков ИИМ приведено в приложении В.

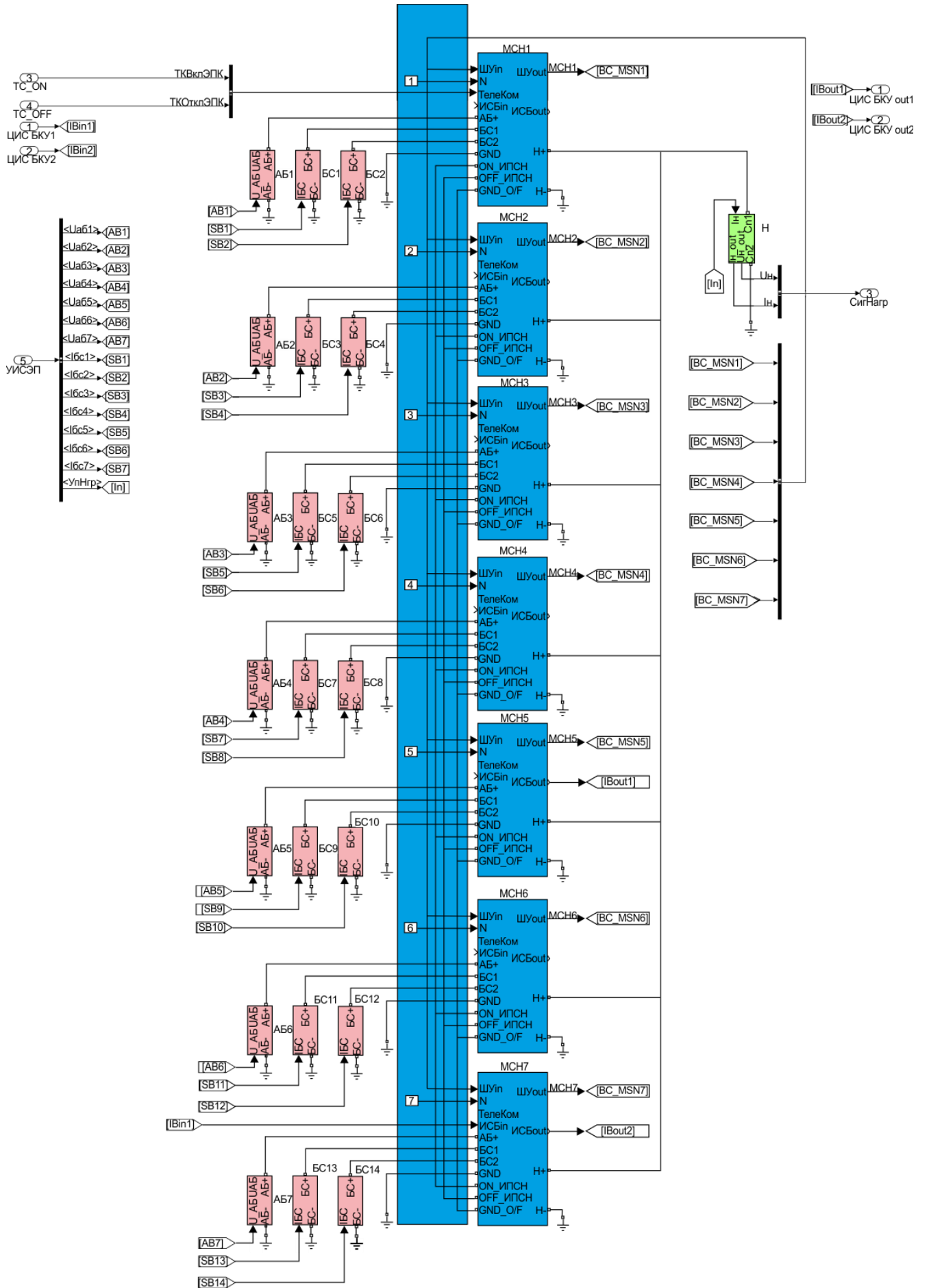


Рисунок 3.39 – Испытательная имитационная модель СЭП

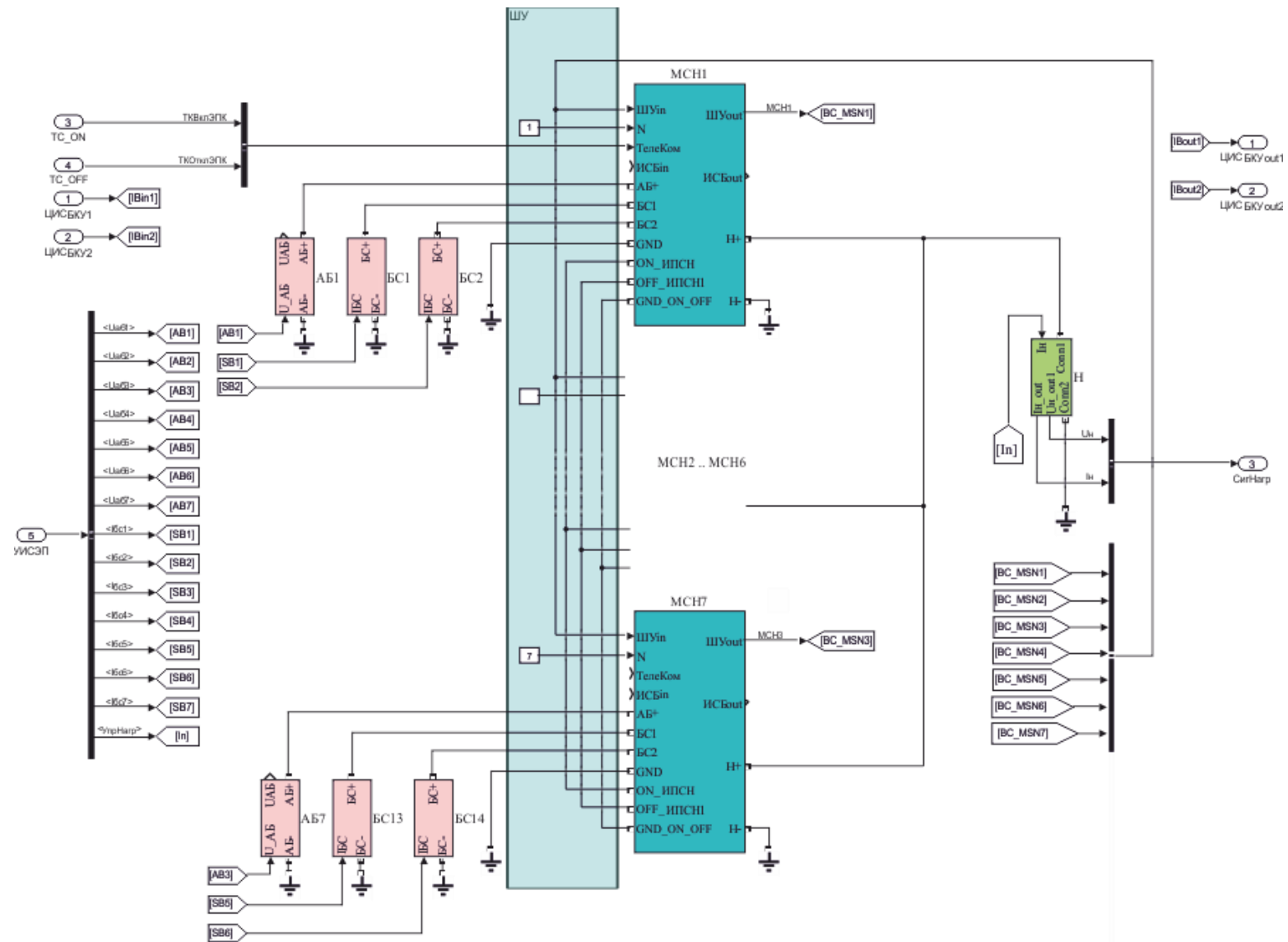


Рисунок 3.40 – Упрощенная испытательная имитационная модель СЭП

Экспериментальное подтверждение выполнения алгоритма минимального количества циклов, глубины разряда и заряда аккумуляторных батарей

Имитационная модель для проверки алгоритма минимизации количества циклов, глубины разряда и заряда аккумуляторных батарей представлена на рисунке 3.41.

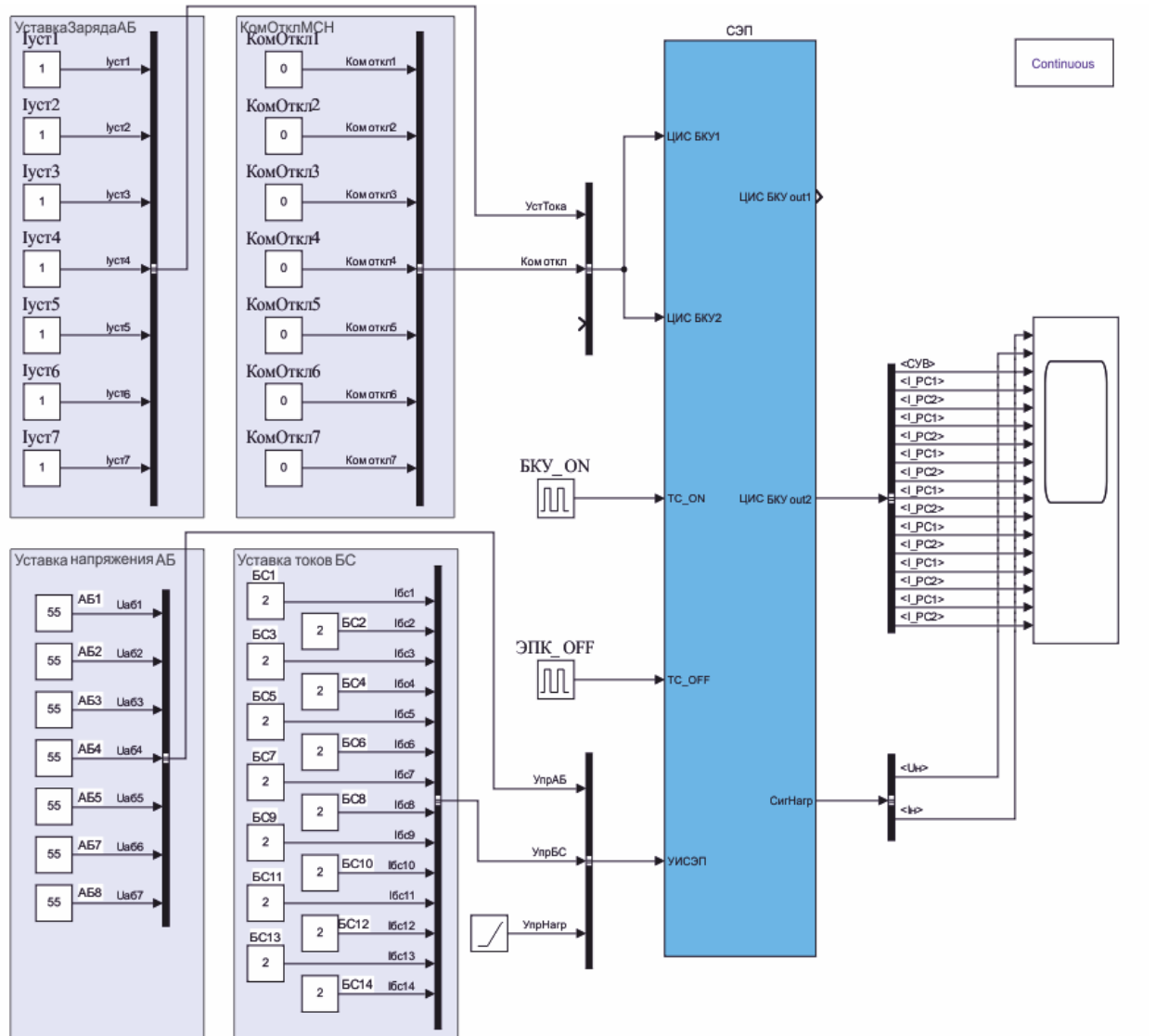


Рисунок 3.41 – Имитационная модель для проверки алгоритма минимизации циклов разряда и заряда АБ

Имитационная модель СЭП, описание которой приведено выше, показана в виде блока СЭП. К входным портам ЦИС БКУ1 и ЦИС БКУ2 подключены две группы блоков УставкаЗарядаАБ и КомОтклМСН, которые определяют максимальный ток заряда соответствующих АБ и разрешение работы соответствующего МСН. К порту управления источниками питания СЭП (УИСЭП) подключены две группы блоков, определяющих

напряжения аккумуляторных батарей (УставкаНапряженияАБ) и ток солнечных батарей (УставкаТоковБС), и блок, определяющий уровень тока потребления нагрузкой. К портам телекоманд включения TC_ON и телекоманд отключения TC_OFF подключены блоки, генерирующие сигнал включения СЭП (БКУ_ON) в момент времени 10 мс от начала моделирования и отключения СЭП (БКУ_OFF) через 10 с после начала работы.

Для проверки алгоритма минимального количества циклов и глубины разряда, заряда аккумуляторных батарей максимальные токи солнечных батарей БС1–БС14 устанавливаются такими, чтобы общая мощность, генерируемая солнечными батареями, была меньше, чем максимальное значение нагрузки. В приведенной имитационной модели ток солнечных батарей установлен на уровне двух ампер. Ток уставки заряда АБ1–АБ7 установлен на уровне 1 А, напряжение АБ1–АБ7 – на уровне 55 В.

Измеряемыми параметрами являются: ток нагрузки I_n , напряжение нагрузки U_n , сигнал управляющего воздействия (СУВ) канала, выбранного мажоритарными элементами, и токи каналов регуляторов солнца $I_{кРС1}–I_{кРС7}$.

Результаты эксперимента

Результаты эксперимента приведены на рисунке 3.42. Можно видеть, что первоначально токи каналов БС1 и БС2 МСН1 составляют максимальное значение БС 2 А. Ток канала БС1 МСН2 составляет 0,35 А.

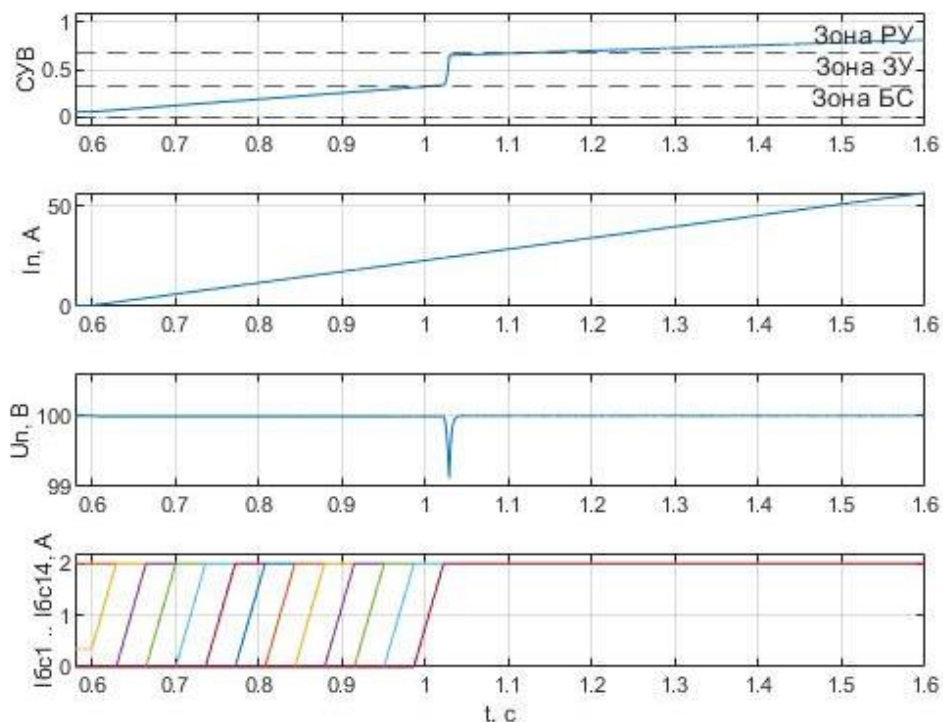


Рисунок 3.42 – Результаты имитационного моделирования работы алгоритма минимизации количества циклов, глубины разряда и заряда аккумуляторных батарей

Часть тока, 0,5 А, генерируемого солнечными батареями, поступает в нагрузку (минимальная нагрузка 50 Вт). Оставшаяся часть тока через каналы ЗРУ поступает в нагрузку.

По мере увеличения тока нагрузки последовательно увеличивается выходной ток каналов БС. В момент времени 1,022 все солнечные батареи полностью подключаются к выходной шине. В силу того, что в зоне ЗУ присутствует «мертвая» подзона, в которой при увеличении СУВ количество энергии, поступающей в нагрузку, не изменяется, и СУВ делает вертикальный скачок. При этом на выходной шине формируется провал напряжения. Провал выходного напряжения при переходе из зоны БС в зону ЗУ составил 0,88 В. Время переходного процесса между точками выхода и входа напряжения за границы $100 \text{ В} \pm 0,4 \text{ В}$ составил 4,08 мс.

При достижении «активной» подзоны зоны ЗУ изменение СУВ замедляется и далее растет линейно с увеличением тока нагрузки, причем переход из зоны ЗУ в зону РУ не приводит к перерегулированию выходного напряжения.

Экспериментальное подтверждение обеспечения требуемого выходного импеданса

Имитационная модель для измерения выходного импеданса представлена на рисунке 3.43.

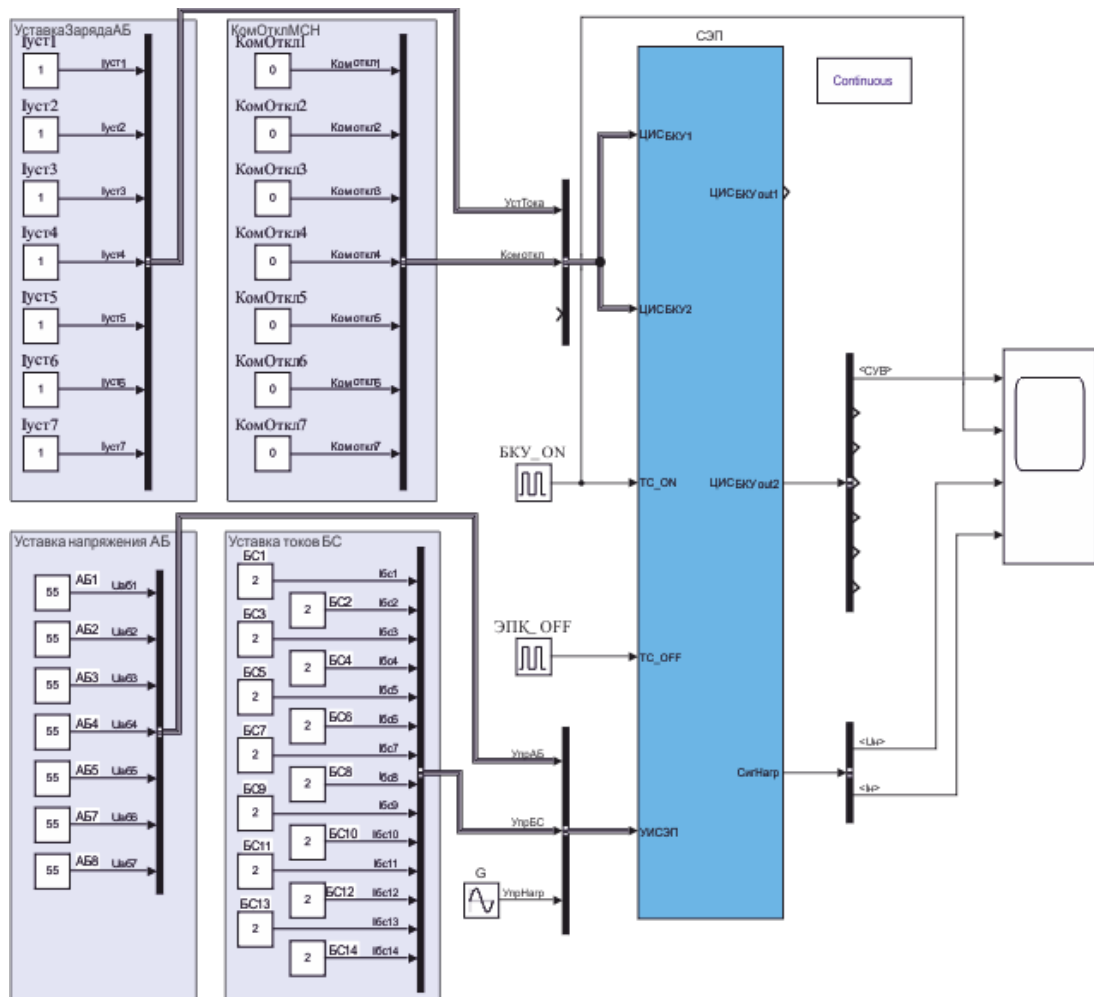


Рисунок 3.43 – Имитационная модель для измерения выходного импеданса

Данная имитационная модель повторяет имитационную модель, описанную в п. 0. Ее отличие состоит в использовании синусоидального генератора G для задатчика тока нагрузки. Основными измеряемыми сигналами являются ток нагрузки и напряжение на выходной шине ЭПК. Измерение СУВ приводится для проверки режима работы ЭПК.

Результаты эксперимента по измерению выходного импеданса в режиме работы рРУ и рРС приведены на рисунках 3.44 и 3.45 соответственно.

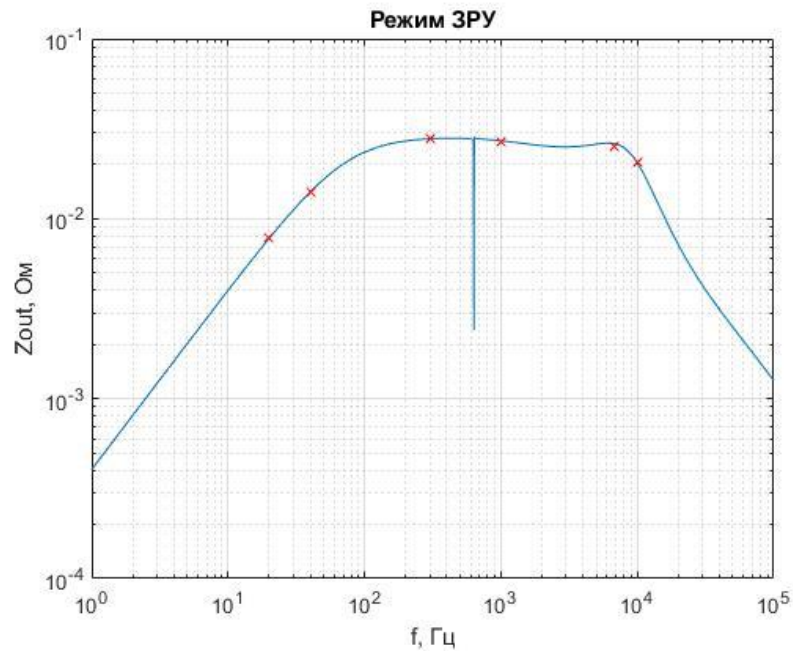


Рисунок 3.44 – Выходной импеданс в режиме рРУ

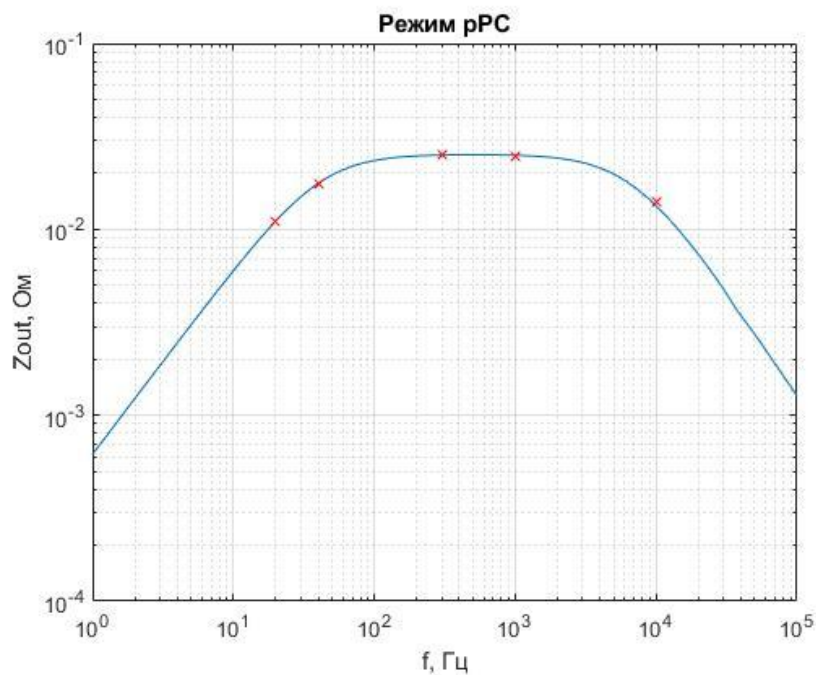


Рисунок 3.45 – Выходной импеданс в режиме рРС

Наблюдается хорошее совпадение теоретически определенных значений выходного импеданса (линия на графике) с экспериментально измеренными (точки на графике), что подтверждает корректность определенных выражений и имитационной модели ЭПК. Согласно выражению (0.2) выходной импеданс для ЭПК с выходной мощностью 5,1 кВт (6 модулей по 850 Вт и один резервный) должен быть не более 39,2 мОм. Теоретически определенный максимальный импеданс в режимах рРС и рРУ составляет 25,2 мОм и 28,5 мОм соответственно, что удовлетворяет требованиям стандарта [53] и подтверждает корректность выбора корректирующих звеньев и емкости выходного фильтра МСН.

Экспериментальное подтверждение обеспечения динамических характеристик энергопреобразующего комплекса при набросе/сбросе тока нагрузки

Имитационная модель для проверки динамических характеристик при набросе/сбросе тока нагрузки отличается от имитационной модели, приведенной на рисунке 3.44, только источником, задающим ток нагрузки. Для проведения проверки динамических характеристик ЭПК при набросе/сбросе тока нагрузки используется импульсный генератор с постоянной составляющей. При этом ток нагрузки изменяется мгновенно, без учета скорости нарастания тока. Во всех приведенных ниже испытаниях амплитуда тока наброса/сброса нагрузки составляет 20 А.

Результаты экспериментов в различных режимах работы ЭПК приведены на рисунках 3.46–3.48. На рисунке 3.46 показаны осциллограммы тока и выходного напряжения при работе ЭПК в режиме рРУ, что подтверждается СУВ, который не пересекает границу зоны РУ. Пиковое минимальное напряжение при набросе тока нагрузки 20 А составило 99,466 В, пиковое максимальное напряжение при сбросе тока нагрузки составило 100,534 В.

На рисунке 3.47 приведены осциллограммы тока и выходного напряжения при работе ЭПК в режиме рЗУ, что подтверждается СУВ, который не пересекает границы зоны ЗУ. Пиковое минимальное напряжение при набросе тока нагрузки 20 А составило 99,466 В, пиковое максимальное напряжение при сбросе тока нагрузки составило 100,534 В.

На рисунке 3.48 приведены осциллограммы тока и выходного напряжения при работе ЭПК в режиме рРС, что подтверждается СУВ, который не пересекает границы зоны БС. Пиковое минимальное напряжение при набросе тока нагрузки 20 А составило 99,481 В, пиковое максимальное напряжение при сбросе тока нагрузки составило 100,519 В.

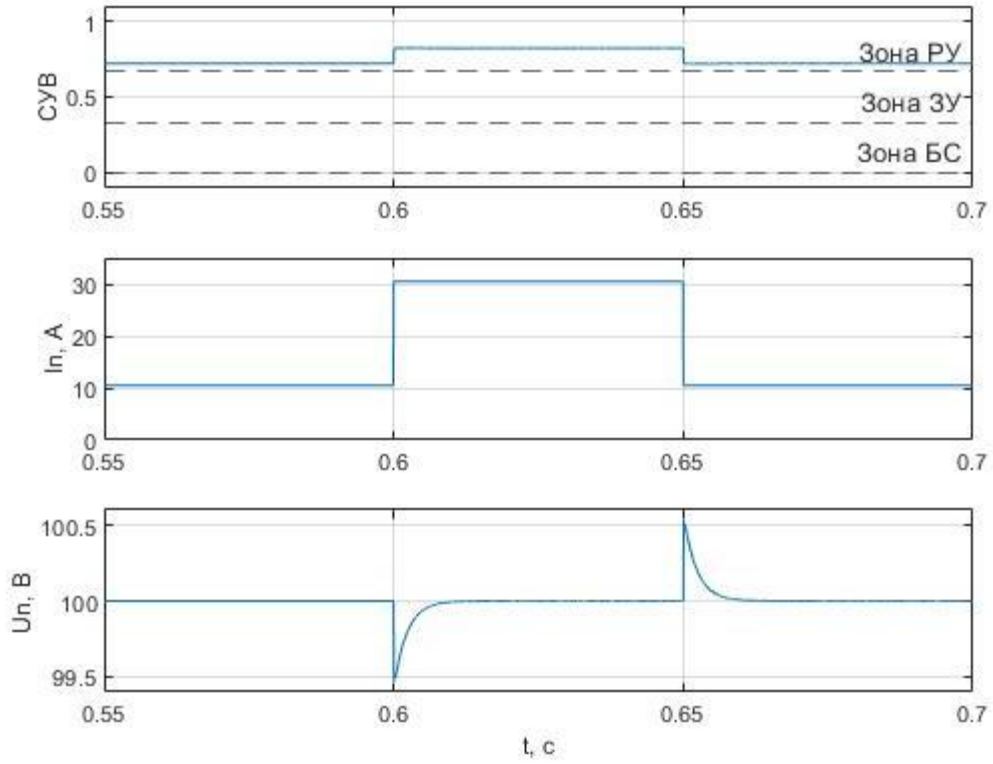


Рисунок 3.46 – Результаты эксперимента
наброс/сброс нагрузки в режиме рРУ

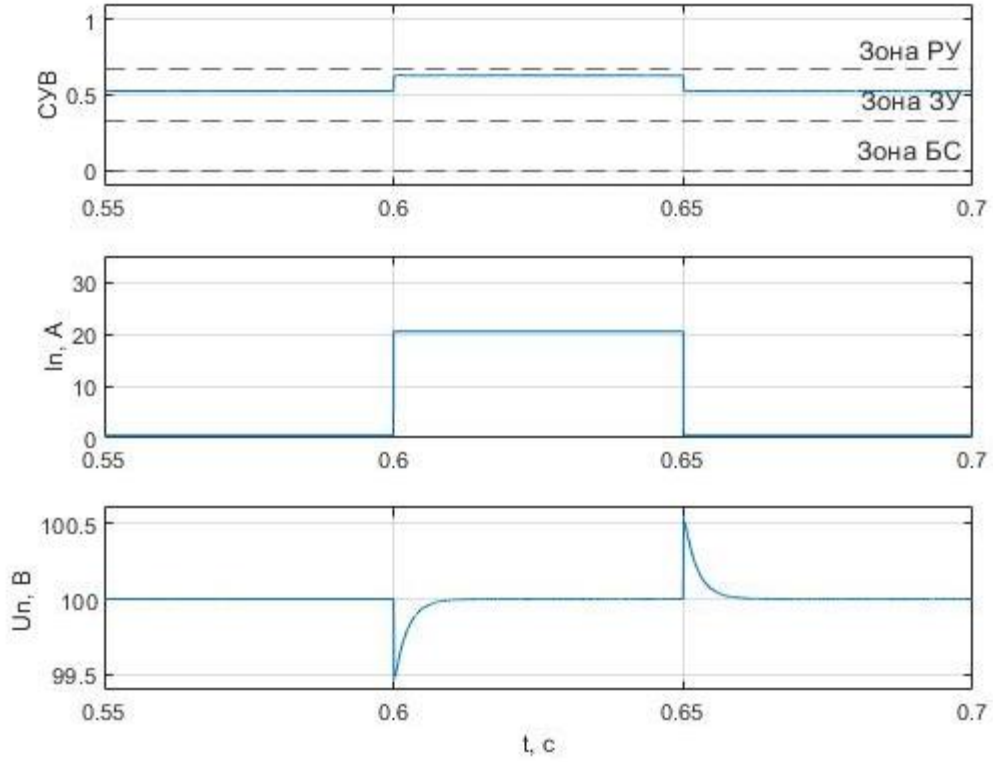


Рисунок 3.47 – Результаты эксперимента
наброс/сброс нагрузки в режиме рЗУ

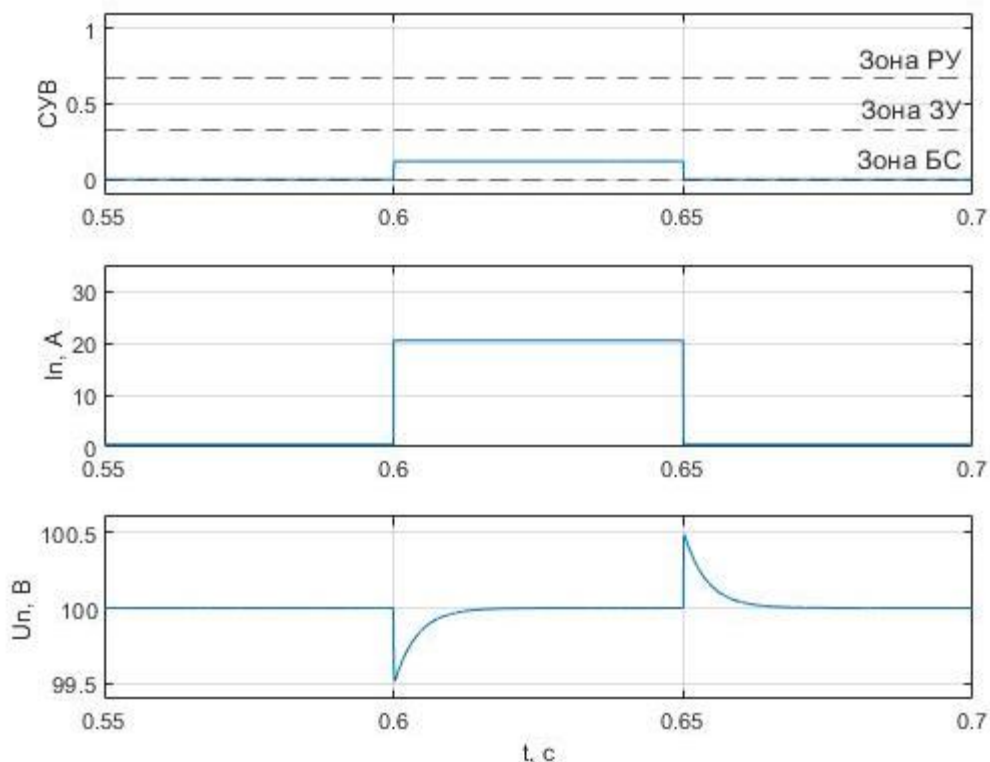


Рисунок 3.48 – Результаты эксперимента
наброс/сброс нагрузки в режиме pРС

Выводы к третьей главе

1. Использование в качестве имитационных моделей импульсных регуляторов непрерывных нелинейных моделей, полученных усреднением токов и напряжений на интервале работы силовых ключей, значительно увеличивает скорость моделирования и не приводит к появлению значительной ошибки результатов моделирования в частотном диапазоне работы отрицательных обратных связей по току и напряжению.

2. Выбранные корректирующие звенья по току и напряжению канала ЗРУ позволяют обеспечить требуемое значение выходного импеданса в режимах работы ЭПК рЗУ и рРУ.

3. Имитационная модель ЭПК на унифицированных МСН с цифровым управлением подтверждает корректность работы предложенной структуры ЭПК при выполнении функций минимального количества циклов, глубины разряда и заряда аккумуляторных батарей, обеспечения требуемого выходного импеданса и имеет удовлетворительные результаты мгновенных переходных процессов, связанных с изменением режимов работы ЭПК.

Глава 4 Практическая реализация энергопреобразующего комплекса на унифицированных модулях стабилизации напряжения с резервированной цифровой системой управления

4.1 Конструкторская реализация модуля стабилизации напряжения для повышения удельных характеристик энергопреобразующего комплекса

Повышение удельных показателей узлов КА является одной из важнейших задач, решаемых при создании новых КА, это связано с высокой стоимостью вывода аппаратов на геостационарную орбиту Земли, которая может достигать 60 тыс. долларов США. Миниатюризация ЭПК требует, как известно из [100], совместного решения пяти взаимосвязанных проблем: энергетических, структурных, конструкторско-технологических, системных, организационных.

Системная проблема миниатюризации

Недостатком структурной схемы САР ЭПК, представленной на рисунке 1.19, является наличие одного блока выбора медианного сигнала (МЭ), реализация которого на одной цифровой интегральной схеме не допустима с точки зрения надежности системы. Кроме того, представленная структурная схема имеет ограниченное число каналов обратных связей (КОС1–КОС3) и поэтому рассчитана только на один отказ СУ. В работе [42] показана возможность реализации цифровой СУ с резервированными МЭ, работающими параллельно, что повысило структурную надежность ЭПК. Схема САР ЭПК с резервированным МЭ и цифровой СУ показана на рисунке 4.1. Основная часть блоков структурной схемы САР ЭПК была реализована в цифровом виде с применением DSP-контроллеров и ПЛИС. При этом в работах [101, 42] также был реализован главный усилитель ошибки (ГУО) с пятью каналами обратной связи по напряжению, что дополнительно повысило надежность ЭПК и обеспечивало его работоспособность при двух отказах в цифровой СУ.

При создании САР с цифровой СУ и резервированным МЭ в ее структуру был введен новый элемент, которого не было в аналоговой СУ, – цифровой интерфейс связи (ЦИС). ЦИС обеспечивает передачу сигнала управляющего воздействия от каналов обратных связей КОС1–КОС3 главного усилителя ошибки ГУО к каналам преобразования энергии КПЭ1–КПЭN. Обеспечение необходимого быстродействия и надежности ЦИС является одной из основных задач при реализации ЭПК с цифровой СУ.

Рассмотренное преобразование САР ЭПК не привело к уменьшению количества типов унифицированных модулей, как и ранее ЭПК включал в себя следующие типы модулей: силовой модуль, модуль цифрового управления и выходной фильтр ФВ. Реализация алгоритма,

описанного в [102], позволяла создать МЭ с количеством входов не более пяти. Дальнейшее увеличение количества входов МЭ приводило к неприемлемому увеличению требуемого числа логических ячеек ПЛИС. Однако переход к предложенной структуре с цифровой СУ и применение, соответственно, ПЛИС и DSP-контроллеров со значительно большей степенью интеграции позволили повысить технические характеристики ЭПК и расширить его функциональные возможности. Удельные характеристики, которых удалось достичь, применив указанную структурную схему САР и цифровую СУ для ЭПК с выходной мощностью 2 кВт, составили 550 Вт/дм³.

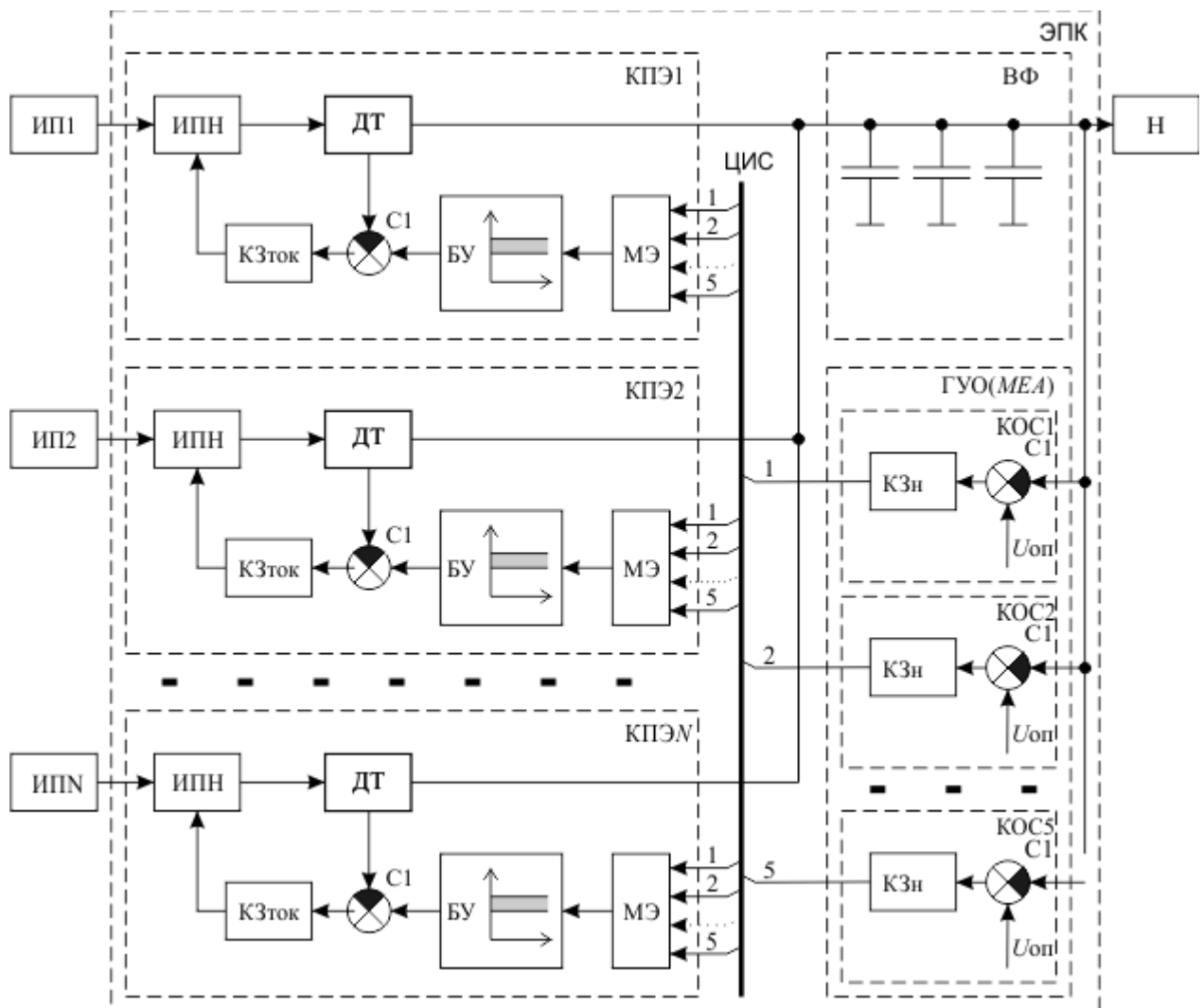


Рисунок 4.1 – Структурная схема САР ЭПК с цифровой СУ и резервированным МЭ

Для того чтобы снять конструктивные ограничения, связанные со структурной схемой САР, и реализовать ЭПК на основе однотипных унифицированных модулей (см. рисунок 1.22), необходимо было увеличить количество каналов обратных связей и включить МЭ в состав каждого канала преобразования энергии. Для этого был реализован блок выбора медианного

сигнала, имеющий количество входов, равное максимальному количеству каналов преобразования энергии (см. подразд. 0).

Предложенная структура САР (см. рисунок 1.22) позволяет реализовать ЭПК на одном типе унифицированных модулей, который мы назвали автономным унифицированным модулем стабилизации напряжения (МСН).

Структурная проблема миниатюризации заключается в необходимости исключения или уменьшения количества и установленной мощности реактивных элементов, в первую очередь емкостного выходного фильтра, который занимает значительный объем и массу ЭПК и обеспечивает требуемый выходной импеданс. Например, емкость выходного фильтра ЭПК СЭП AlphaBUS составляет 2,7 мФ. При реализации ЭПК на однотипных унифицированных модулях стабилизации напряжения необходимо определить, какую часть емкости выходного фильтра должен содержать каждый МСН. Согласно стандарту [53] Европейского бюро по космической стандартизации (European Cooperation for Space Standardization) максимальное значение выходного импеданса $Z_{o.max}$ ЭПК во всем диапазоне частот не должно превышать

$$Z_{o.max} < \frac{0,02 \times U_{BUS}^2}{P_{OUT}}, \quad (0.1)$$

где U_{BUS} – выходное напряжение ЭПК; P_{OUT} – установленная мощность ЭПК.

Ограничиваясь мощностью МСН 850 Вт и напряжением 100 В, согласно (4.1), выходной импеданс ЭПК, состоящего из одного модуля, не должен превышать 235 мОм.

Выражение для определения необходимой емкости выходного фильтра, обеспечивающей заданный выходной импеданс, приведено в подразд. 0:

$$C_{BUS} > \frac{1}{2\pi f_1 Z_{o.max}}, \quad (0.2)$$

где f_1 – частота единичного усиления разомкнутого контура регулирования по напряжению.

Обеспечивая минимальную частоту единичного усиления для всех режимов работы ЭПК на уровне 5 кГц, согласно выражению (0.3) емкость конденсатора, размещенного в одном МСН, должна быть не менее 136 мкФ.

Применение сборок керамических конденсаторов [103, 104] вместо пленочных конденсаторов позволяет получить лучшие удельные характеристики из-за их более высоких удельных характеристик.

Снижение количества требуемых электромагнитных элементов достигается за счет совмещения канала зарядного устройства с каналом разрядного устройства путем использования реверсивной схемы вольтодобавочного двухмостового преобразователя [83] с активным клампом [105].

Алгоритм управления силовыми ключами в предложенной схеме не зависит от направления передачи мощности, что исключает переходные процессы при переходе ЭПК из режима стабилизации выходного напряжения за счет изменения тока заряда АБ в режим стабилизации выходного напряжения за счет изменения тока разряда АБ.

Энергетическая проблема миниатюризации заключается в необходимости получения в любом узле устройства высокого КПД. Уменьшение рассеиваемой мощности приводит к уменьшению необходимой площади охлаждения, что способствует миниатюризации. Эти проблемы решаются применением новой элементной базы на основе GaN-транзисторов, позволяющих значительно уменьшить габариты, занимаемые силовыми полупроводниковыми элементами. Сравнивая площади, занимаемые радиационно-стойким транзистором IRHNA6S7260 с допустимым постоянным током 40 А (SMD-2 17,7×13,5 мм) на основе Si, с площадью, занимаемой двумя GaN-транзисторами EPC7007B, каждый из которых рассчитан на постоянный ток 20 А (2×5,7×3,9 мм), можно видеть, что новая элементная база позволяет снизить эту площадь в пять раз.

Конструкторско-технологические проблемы миниатюризации требуют применения особых методов конструирования устройства, обеспечивающих плотную упаковку элементов и низкое внутреннее тепловое сопротивление конструкции. Конструкция унифицированного модуля МСН приведена на рисунке 4.2 и представляет собой сборочную единицу на алюминиевой рамке. На стороне А размещены все электромагнитные элементы силовых преобразователей и источника питания собственных нужд, а также конденсаторы входного и выходного фильтров. Высота выбранных элементов не превышает 15 мм с учетом толщины печатной платы, а электромагнитные элементы закреплены прижимами.

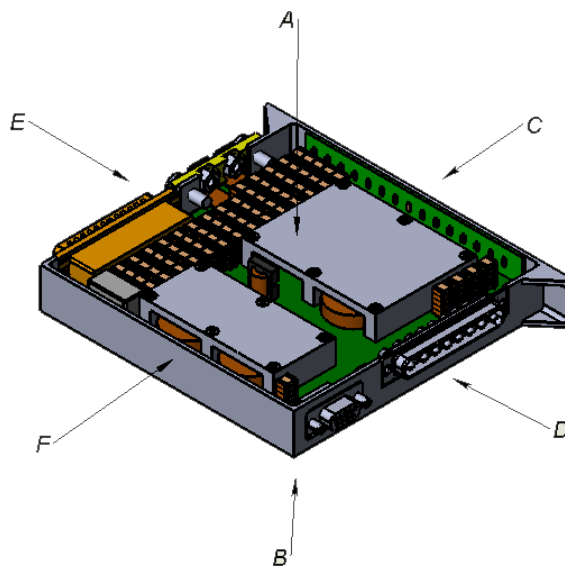


Рисунок 4.2 – 3D-модель МСН

Сторона В предназначена для размещения интегральных схем управления и планарных трансформаторов питания отдельных гальванически развязанных узлов схемы управления. Высота элементов на стороне В не превышает 5 мм с учетом толщины печатной платы. Сторона С предназначена для крепления модуля к термостабилизированной платформе КА, поэтому для уменьшения теплового сопротивления силовые транзисторы также устанавливаются на внутренней поверхности рамки стороны С. Сторона D предназначена для разъемов подключения БС и АБ, а сторона Е – для подключения кросс-платы, объединяющей все МСН, и шины питания. Сторона F не используется для размещения элементов, поскольку их установка приведет к увеличению внешних габаритов модуля.

Предложенные решения для миниатюризации ЭПК были реализованы при проведении опытно-конструкторских работ, в результате выполнения которых достигнуты следующие размеры МСН – $168 \times 140 \times 22$ мм, полученная удельная характеристика МСН при мощности каналов преобразования энергии КЗУ, КРУ и КРС в одном модуле 850 Вт составила 1500 Вт/дм^3 .

4.2 Реализация цифрового интерфейса связи энергопреобразующего комплекса

Цифровой интерфейс связи ЭПК объединяет автономные унифицированные модули стабилизации напряжения по управлению, организуя их совместную работу как единого устройства, выполняющего все функции, возложенные на ЭПК. Цифровой интерфейс связи включает в себя шину управления ШУ и блоки приемопередатчиков ПП всех МСН. На рисунке 4.3 приведены блоки полной структурной схемы, организующие цифровой интерфейс связи.

Согласно описанию, приведенному в подразд. 0, ЦИС передает следующую информацию:

- внутренние команды включения и отключения ВКВкл/ВКОткл;
- сигналы управляющего воздействия;
- телеметрию МСН;
- команды управления модулями стабилизации напряжения;
- сигнал синхронизации модулей стабилизации напряжения.

Реализация внутренних команд включения и отключения МСН приведена в подразд. 0.

Сигнал управляющего воздействия вычисляется каждым модулем стабилизации напряжения и должен передаваться по цифровому интерфейсу всем остальным МСН. При этом скорость передачи пакетов должна производиться с минимальной задержкой по времени, так как цифровой интерфейс передачи сигнала управляющего воздействия физически находится внутри контура обратной связи по напряжению. Задержка передачи сигнала управляющего воздействия

превращается в звено чистого запаздывания в разомкнутом контуре стабилизации выходного напряжения, что снижает быстродействие контура.

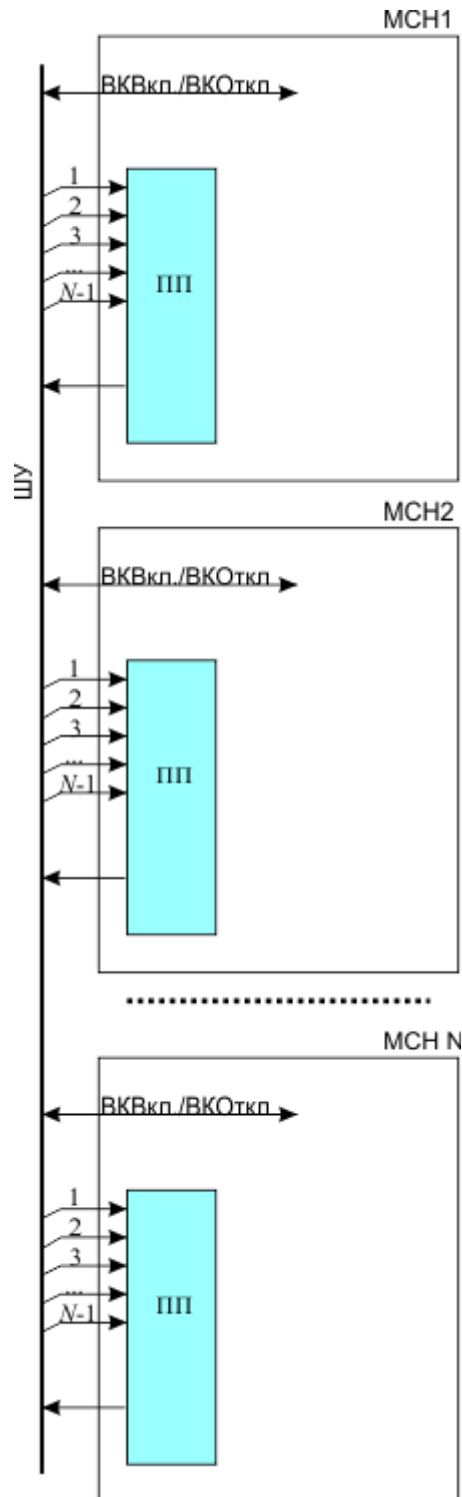


Рисунок 4.3 – Цифровой интерфейс связи ЭПК

Все МСН, входящие в состав ЭПК, должны обмениваться телеметрией и иметь возможность передачи команд управления. Благодаря этому они имеют у себя полную информацию о состоянии ЭПК, что в конечном счете позволяет организовать подключение БКУ

к любому МСН. Кроме того, такая организация автономных унифицированных блоков дает возможность реализовать различные алгоритмы решения нештатных ситуаций автономно, без участия человека, на основании мажоритарного способа (голосованием большинства).

Сигнал синхронизации необходим модулям для организации работы импульсных преобразователей напряжения с разнесением моментов коммутации силовых ключей по времени (фазе), чтобы снизить уровень помех и уменьшить пульсации напряжения. Для этого каждый МСН генерирует свой синхросигнал и передает его всем модулям ЭПК, а алгоритм выбора синхросигнала, относительно которого будут синхронизироваться все модули, описан в подразд. 0.

Цифровой интерфейс связи должен удовлетворять следующим требованиям:

- высокая скорость передачи данных;
- высокая надежность и резервирование;
- гальваническая развязка;
- малые габариты как в МСН (на печатных узлах), так и в конструктиве ЭПК (физические проводники и разъемы, соединяющие модули).

Рассмотрим далее каждое требование.

Определение требуемой скорости передачи данных

Произведем оценку необходимой скорости передачи сигнала управляющего воздействия. Согласно структурной схеме ЭПК (см. рисунок 2.1) сигнал управляющего воздействия является выходным сигналом корректирующего звена по напряжению (КЗн). Частота работы корректирующего звена по напряжению предполагается равной частоте работы АЦП по напряжению (АЦП на структурной схеме не показан). Каждый пакет данных, передаваемых по цифровому интерфейсу, должен включать в себя как значение, вычисленное корректором сигнала управляющего воздействия, так и контрольную сумму. Кроме того, в пакет данных нужно добавить еще один байт данных, который будет предназначен для передачи флага синхронизации и обмена телеметрии и команд управления между МСН. Выберем разрядность значения сигнала управляющего воздействия равным 16 бит, разрядность контрольной суммы 8 бит. Длина пакета данных составит 32 бита. Также для каждого байта нужно добавить стартовый и стоповый бит. Общая минимальная длина пакета составит 40 бит. Для правильного разделения пакетов необходимо, чтобы пауза между пакетами была не менее длительности приема одного байта (10 бит с учетом стартового и стопового бита). Скорость работы АЦП выбрана 1 МГц. Таким образом, требуемая минимальная скорость передачи данных для одного канала МСН составит 50 МГц. ЭПК рассчитывается на максимальную мощность 20,4 кВт с количеством модулей 25 шт. Соответственно цифровой интерфейс для 25 модулей должен быть рассчитан на минимальную скорость 1,25 Гбит/с. В таблице 4.1 представлена сводная

характеристика цифровых интерфейсов, использующих проводное соединение для передачи сигнала [106]. Ограничивающими параметрами для выбора цифрового интерфейса являются максимальное расстояние передачи и быстродействие. Далее будет показано, что максимальная длина шины цифрового интерфейса находится в пределах 1–2 м.

Таблица 4.1 – Цифровые интерфейсы, использующие проводное соединение для передачи сигнала

Наименование интерфейса	Максимальная скорость передачи данных, Мбит/с	Максимальное расстояние, м	Вид соединения	Тип шины	Стандарт
BTL	50	1	Несимм.		IEEE896.1
CAN	1	<400	Дифф.	Multipoint 30 узлов.	ISO 11898
CML	5000	1	Дифф.	Simplex	
ECL	5000	10	Несимм. или Дифф.	Simplex	
GPL					
GTL	120	1			JESD8-3
GTLP	200	1	Дифф.	Multipoint	JESD8-3
IEEE 1284 Compatible Devices					
LIN	0.02				
LVDM	1000	10	Дифф.	Multipoint	None
LVDS	2000	10	Дифф.	Simplex, Multidrop	TIA/EIA-644
M-LVDS	500	30	Дифф.	Multipoint 32 узла.	TIA/EIA-899
RS-232	0.25	20	Несимм.	Single- Ended	TIA/EIA-232
RS-422 simplex	40	1200	Дифф.	Multidrop 10 узлов	TIA/EIA-422
RS-485	40	1200	Дифф.	Multipoint 32 узла.	TIA/EIA-485

Продолжение таблицы 4.1

SSTL	400	1	Несимм.		EIA/JESD8-8, EIA/JESD8-9
VMEbus	80	1	Несимм.		ANSI/VITA1- 1991
	1	600	Дифф.		MIL-STD- 1553B

Из приведенной таблицы следует, что требуемой скорости передачи удовлетворяют всего 3 интерфейса. При этом только LVDS имеет общепринятый стандарт, что позволяет надеяться на наличие требуемой радиационно стойкой элементной базы, годной для применения в оборудовании, сертифицируемом для космоса.

Надежность и резервирование

Полученное значение скорости цифрового интерфейса выглядит весьма существенным. Очевидно, что реализация цифрового интерфейса по одной витой паре (дифференциальным сигналом) со специализированной ЭРИ для космического применения на текущий момент невозможна. Использование нескольких витых пар для передачи цифрового сигнала параллельно снижает надежность цифрового интерфейса. Повреждение любой витой пары приведет к неисправности всего интерфейса. Для реализации надежного цифрового интерфейса передачи сигнала управляющего воздействия была предложена мультиточечная (Multidrop) топология, в которой каждый МСН имеет 1 выход, соединенный по витой паре с входами 24 остальных МСН. Таким образом, каждый модуль будет иметь один выход и 24 входа. Для передачи дифференциального сигнала потребуется 50 физических проводников. При этом минимальная требуемая скорость передаваемых данных одного канала будет снижена до 50 МГц. Определим данный интерфейс как многоканальный многоточечный интерфейс связи.

При выборе типа цифрового интерфейса также необходимо заложить возможность увеличения быстродействия. Согласно таблице 4.1 наиболее подходящим решением является шина LVDS. Стандарт TIA/EIA-644 позволяет реализовывать Multidrop-топологию шины длиной до 10 м и скоростью передачи до 2 ГГц. Предлагаемая структура шины приведена на рисунке 4.4.

Чтобы обеспечить отказоустойчивость выбранного цифрового интерфейса, необходимо предпринять схемотехнические решения, позволяющие обеспечить работоспособность интерфейса после возникновения одного или более отказов элементов, входящих в его состав.

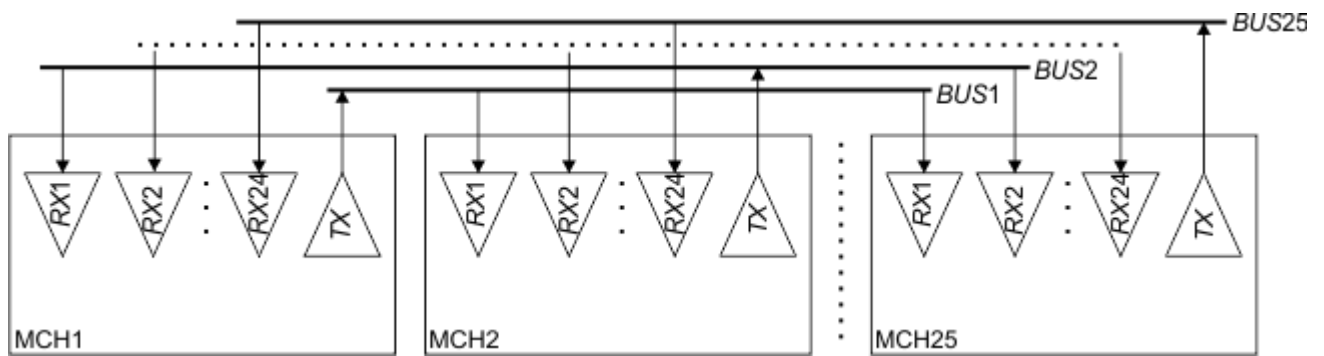


Рисунок 4.4 – Структура цифрового интерфейса передачи сигнала управляющего воздействия

Рассмотрим различные варианты выхода из строя элементов, входящих в состав интерфейса:

- повреждение физического проводника;
- повреждение входного каскада логической схемы приемника:
 - короткое замыкание между линиями дифференциальной пары;
 - короткое замыкание между одной из линий дифференциальной пары и общим проводом;
 - короткое замыкание между одной из линий дифференциальной пары и проводом питания;
- повреждение выходного каскада логической схемы передатчика;
- пропадание питания одного из модулей стабилизации нагрузки.

Повреждение одного физического проводника может привести к невозможности передачи данных от одного модуля стабилизации напряжения к одному или нескольким другим модулям. Потеря связи будет обнаружена в процессе обмена телеметрией модулями. После обнаружения повреждения МСН, который является передатчиком на этой шине, должен остановить передачу сигнала управляющего воздействия.

Повреждение входного каскада логической схемы приведет к невозможности передачи от одного МСН к другому, в котором произошло повреждение. Механизм определения повреждения и реакция системы управления должна быть такой же, как при физическом повреждении проводника.

Повреждение выходного каскада логической схемы передатчика приведет к невозможности передачи данных от поврежденного модуля стабилизации напряжения всем остальным модулям МСН.

Пропадание питания одного из модулей стабилизации нагрузки может привести к полной потере связи по всем каналам многоканального многоточечного интерфейса. Рассмотрим

варианты решений, обеспечивающих отказоустойчивость цифрового интерфейса при возникновении данной ошибки.

Были предложены два варианта обеспечения отказоустойчивости цифрового интерфейса в случае пропадания питания одного из МСН:

- отдельное питание каждого канала;
- установка последовательных резисторов на входе каждого приемника.

Схема цифрового интерфейса с отдельным питанием каждого канала передачи данных приведена на рисунке 4.5. Недостатком этого варианта является увеличение количества физических проводников каждого канала с двух до четырех. Также существенным недостатком можно считать то, что на текущий момент промышленность не выпускает радиационно стойкие одноканальные LVDS-приемники, необходимые для такой схемы цифрового интерфейса.

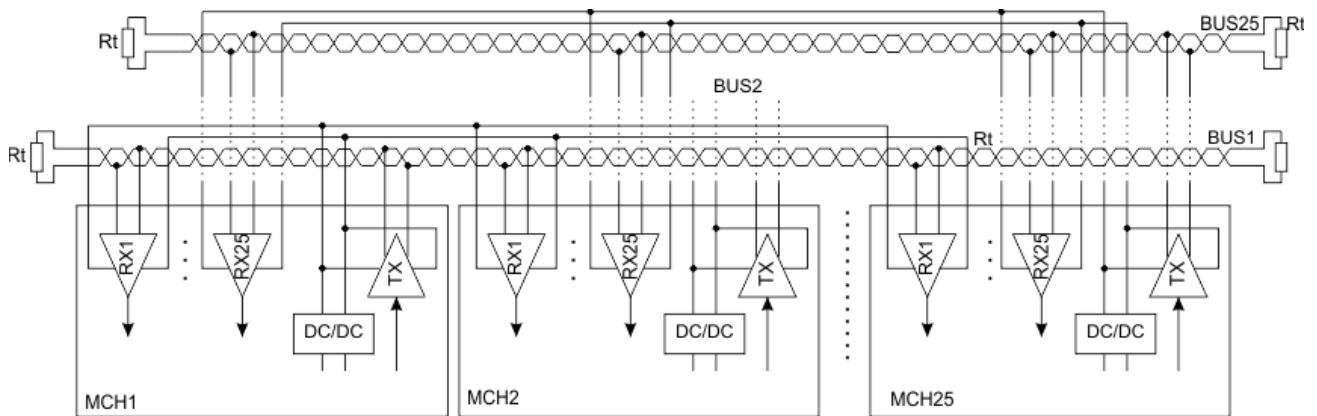


Рисунок 4.5 – Многоканальный многоточечный интерфейс связи с отдельным питанием каналов

Недостатком второго варианта является возможное снижение предельного быстродействия LVDS-приемника. Необходимо проводить дополнительные исследования по определению значений резисторов и предельного быстродействия приемников. В [107] дана эквивалентная схема входа радиационно стойкого LVDS-приемника с предельной входной частотой 400 МГц (рисунок 4.6). Можно видеть, что вход микросхемы обладает высоким импедансом, более 200 кОм.

Установка последовательного резистора с значением сопротивления 1–5 кОм для входной схемы LVDS-приемника будет восприниматься как изменение внутреннего входного сопротивления в пределах погрешности.

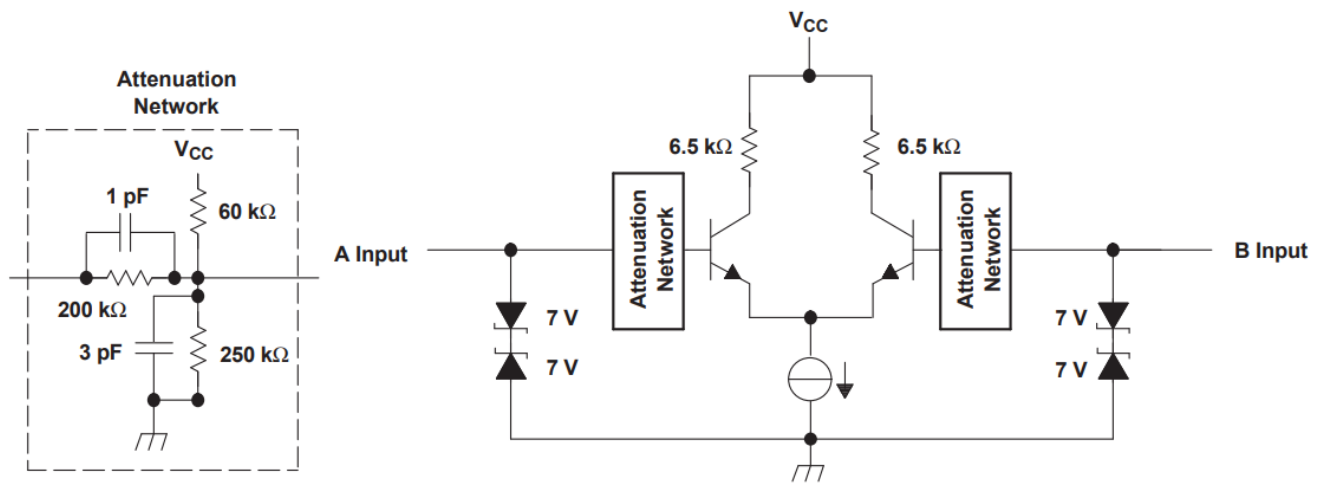


Рисунок 4.6 – Эквивалентная схема входа LVDS-приемника

Гальваническая развязка

Гальваническая развязка необходима цифровому интерфейсу для снижения электромагнитных помех в каждом МСН и перекрестных помех, генерируемых в силовых каналах преобразования энергии каждого модуля МСН.

Наиболее компактным вариантом реализации гальванической развязки является решение, используемое в цифровых интерфейсах MIL-STD-1553, в них гальваническую развязку осуществляют сигнальные трансформаторы, а исходный цифровой сигнал преобразуется в сигнал, в котором отсутствует постоянная составляющая. Максимальная скорость передачи данных указанного интерфейса составляет всего 1 Мбит/с, поэтому он не подходит для реализации цифрового интерфейса передачи сигнала управляющего воздействия. Были найдены работы [108, 109], в которых исследуется возможность реализации цифровых интерфейсов со скоростью передачи данных по интерфейсу MIL-STD-1553 до 200 Мбит/с, но готовых решений в виде специализированных радиационно стойких микросхем найдено не было.

Для интерфейса LVDS также возможно использование трансформаторной развязки [110]. Схема трансформаторной гальванической развязки приведена на рисунке 4.7.

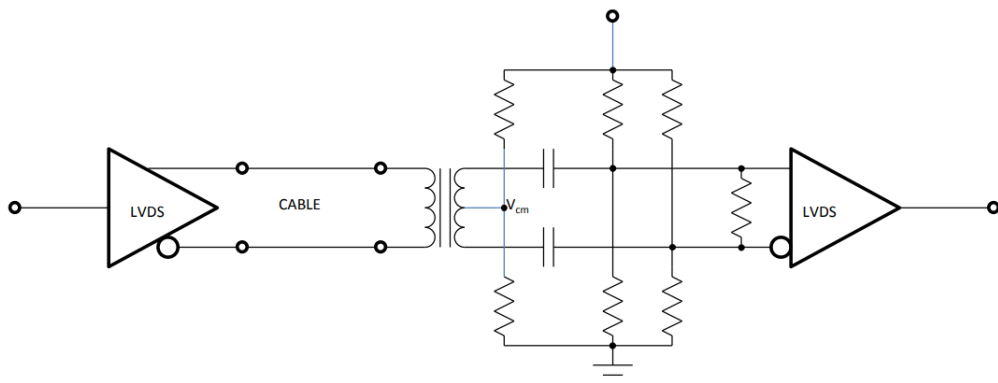


Рисунок 4.7 – Схема трансформаторной гальванической развязки LVDS-интерфейса

Другой возможный способ гальванической развязки – это использование микросхем цифровой гальванической развязки, например ADuM141ES. В этом случае микросхемы шинных формирователей гальванически развязываются с контроллером управления. Согласно [111] наименьшее потребление мощности требует интерфейс TIA/EIA-644 (LVDS). Texas Instruments выпускает радиационно стойкие передатчик SN55LVDS31-SP и приемники SN55LVDS33-SP, которые способны передавать цифровой сигнал со скоростью 400 Мбит/с.

Недостатком такого решения является необходимость организации гальванически развязанного источника питания шинных формирователей и приемников. Максимальная скорость передачи будет ограничена максимальной пропускной скоростью микросхем гальванической развязки ADuM141ES, которая составляет 150 Мбит/с.

Использование микросхем гальванической развязки смотрится наименее рискованным для достижения необходимого результата, поэтому было принято решение пойти по этому варианту. На рисунке 4.8 приведена функциональная схема приемопередатчика цифрового интерфейса передачи сигнала управляющего воздействия.

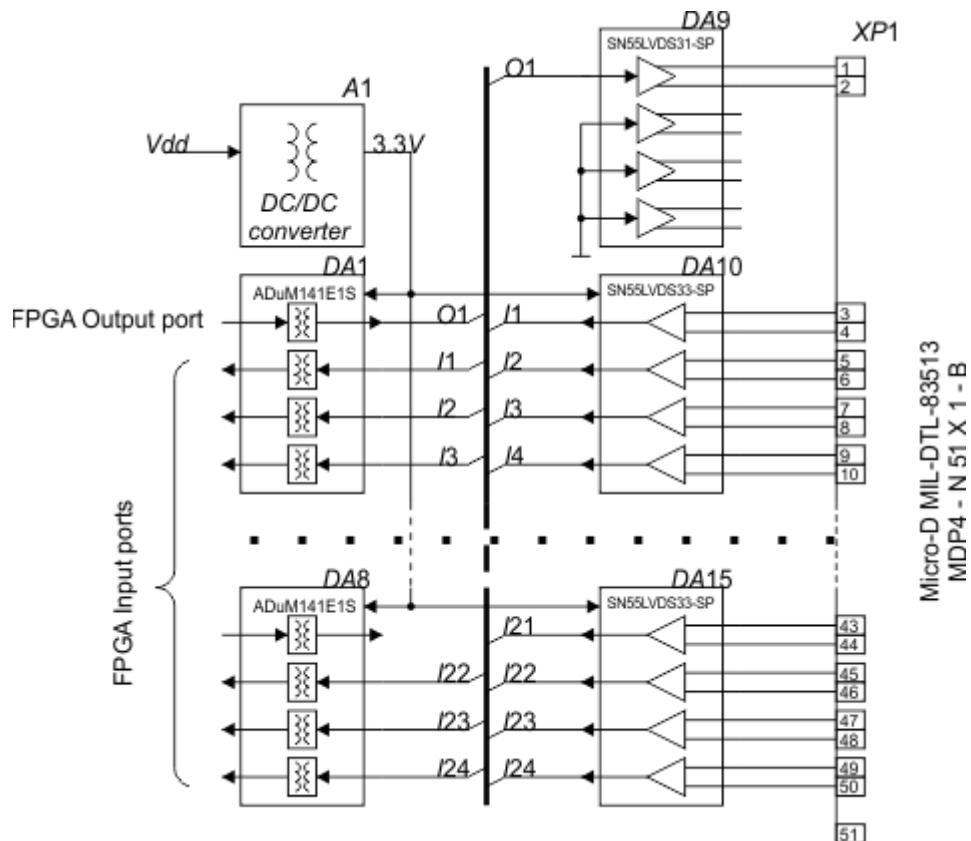


Рисунок 4.8 – Функциональная схема приемопередатчика цифрового интерфейса передачи сигнала управляющего воздействия

На рисунке 4.9 представлена фотография печатного узла управления МСН, контуром выделен участок, занимаемый приемопередатчиком.

Размер участка печатной платы, занимаемого приемопередатчиком, составляет 45×90 мм – это 23% от всей площади печатного узла.

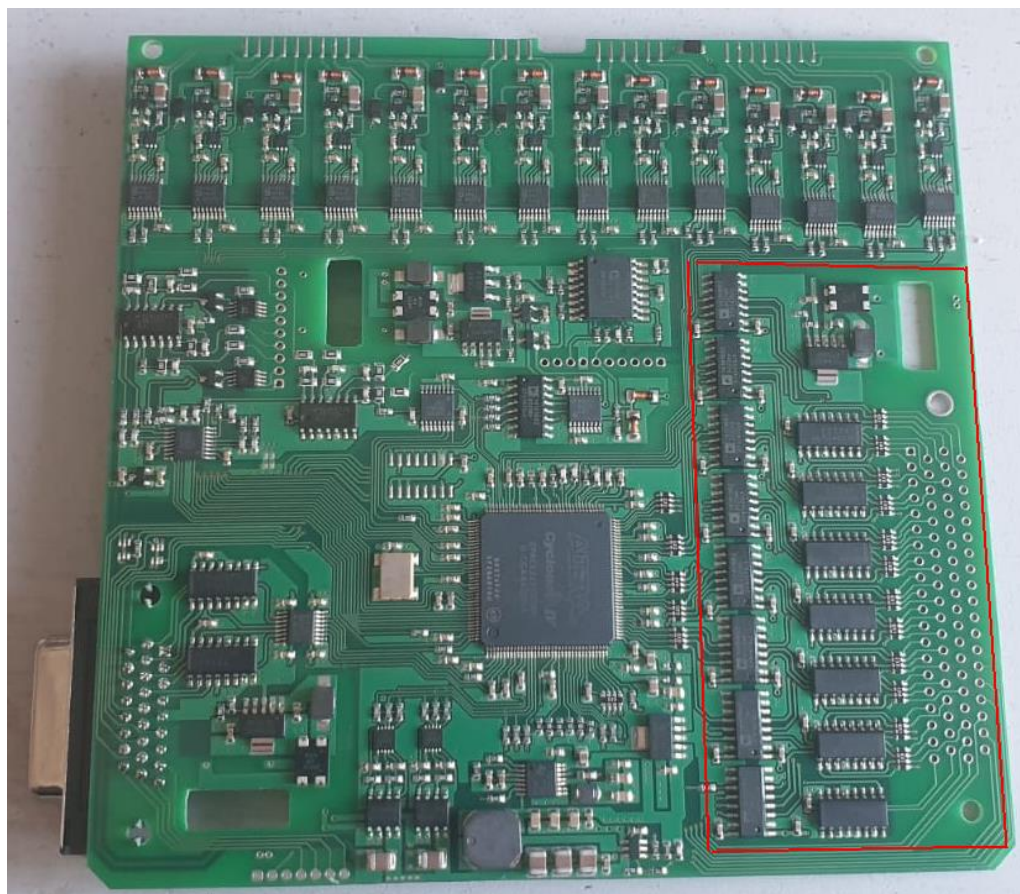


Рисунок 4.9 – Фотография печатного узла управления модуля стабилизации напряжения с выделенной областью, занимаемой элементами приемопередатчика

Конструктивное исполнение цифрового интерфейса

Модули стабилизации напряжения ЭПК космических аппаратов выполняются в виде отдельных конструктивных модулей (рисунок 4.10). На одной или двух сторонах МСН (стороны В или Г) размещают разъемы для соединения с внешним оборудованием КА. Сторона Е предназначена для установки на теплоотводящую поверхность, а стороны А и Б – для установки печатных узлов. Для уменьшения высоты h МСН одну из сторон выбирают для установки больших по высоте элементов, а другую – для элементов с малой высотой. Сторону Д можно использовать для соединения модулей между собой. Желательной является такая конструкция ЭПК, чтобы был доступ к печатным узлам без размыкания соединяющих разъемов. Это возможно

за счет частичного разбора ЭПК и раскрытия модулей в виде «книги». Наиболее удобно ось раскрытия размещать на стороне Д.

Из всего вышесказанного следует, что внутренний цифровой интерфейс передачи управляющего воздействия должен быть выполнен с применением гибкого соединения. Наиболее простое решение – это соединение с применением обычных монтажных проводов, но при этом возрастают трудозатраты при изготовлении необходимых жгутов.

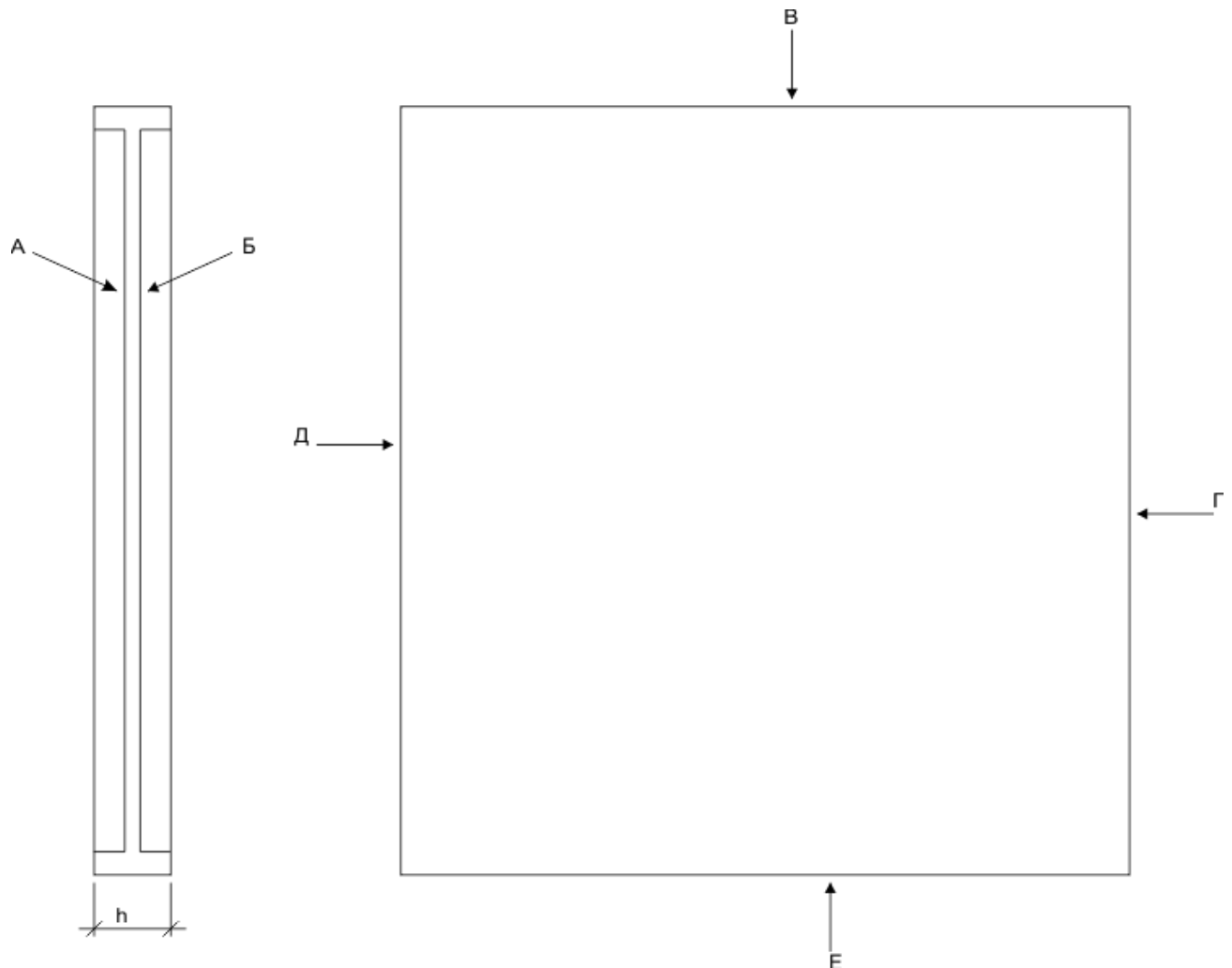


Рисунок 4.10 – Схематичный вид МСН с указанием сторон

Более перспективной является реализация межмодульного соединения с использованием шлейфов, выполненных на гибко-жесткой печатной плате. При этом будет достигнута максимальная повторяемость электрических параметров соединяющих проводников, что является важным показателем для быстродействующих цифровых интерфейсов связи. Пример выполнения межмодульного соединителя с использованием гибко-жестких печатных плат для космического применения приведен на рисунке 4.11.

Конструкция ЭПК с соединением трех МСН при помощи гибко-жесткого шлейфа приведена на рисунке 4.12, показаны 4 стороны модуля – А, Б, Г, Д. При этом сторона А

определена как сторона для установки печатного узла 1 с компонентами, имеющими малые высоты, а сторона Б – для установки печатного узла с компонентами, имеющими большие высоты. Очевидно, что сторону Б будет занимать печатный узел 2, на котором размещена силовая часть МСН, а сторону А – печатный узел 1, на котором размещена цифровая система управления.

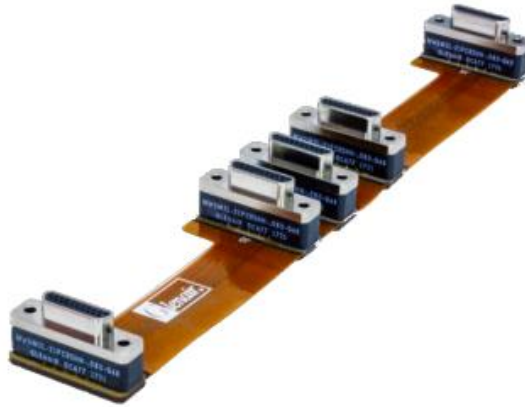


Рисунок 4.11 – Пример конструкции шлейфа, предназначенного для космических применений, выполненного с использованием гибко-жестких печатных плат

Так как цифровой интерфейс соединяет цифровые системы управления модулей стабилизации напряжения, то разъем соединения шлейфа 3 должен размещаться на печатном узле цифровой системы управления, что указано на рисунке. Гибкий шлейф обозначен цифрой 6. Разъемы, соединяющие МСН с внешним оборудованием, обозначены цифрой 5. Эти разъемы могут соединяться как с печатным узлом цифровой системы управления, так и с печатным узлом силовой части МСН.

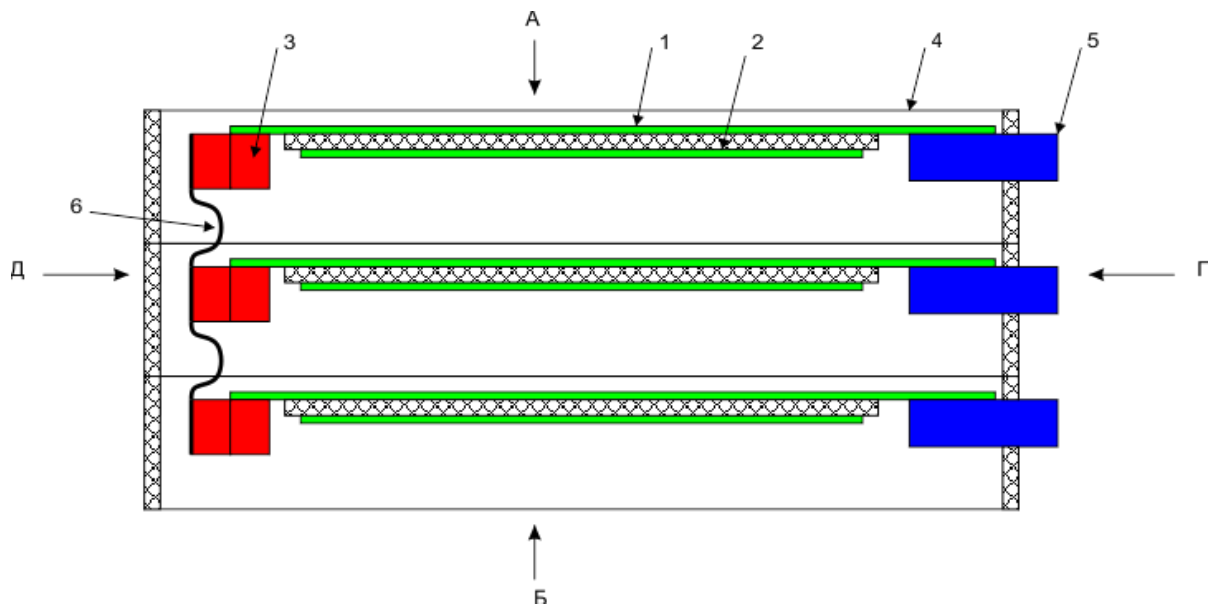


Рисунок 4.12 – Схематичное изображение конструкции ЭПК с соединением модулей стабилизации напряжения гибким шлейфом

Произведем оценку длины гибкого шлейфа l при реализации ЭПК из 24 модулей стабилизации напряжения. Оценочно высота МСН h должна составлять 4 см. Учтем изгиб шлейфа коэффициентом 2, получим

$$L_{BUS} \approx 2 \cdot 24 \cdot h = 1,35 \text{ м.} \quad (0.3)$$

Определим критическую скорость сигнала согласно [112]. Линию передач будем проектировать как дифференциальную микрополосковую линию.

Свойство линии передач можно не учитывать, если длина проводника составляет менее $1/7$ длины волны сигнала λ :

$$\lambda = 7L_{BUS} = 9,45 \text{ м.} \quad (0.4)$$

Скорость сигнала в микрополосковой линии определяется выражением

$$V_P \approx \frac{C}{\sqrt{0,64Er + 0,36}}, \quad (0.5)$$

где C – скорость света в вакууме; Er – диэлектрическая постоянная материала печатной платы.

Для полиимидной пленки Картон [113] диэлектрическая постоянная составляет 3,5, из чего следует, что скорость распространения сигнала в гибкой печатной плате будет $1,68 \cdot 10^8 \text{ м/с}$.

Частота сигнала в микрополосковой линии

$$f_m = \frac{V_P}{\lambda} = 17,8 \text{ МГц.} \quad (0.6)$$

Скорость нарастания цифрового импульса

$$t_r = \frac{0,5}{f_m} = 28,1 \text{ нс.} \quad (0.7)$$

Предельная частота цифрового сигнала, при которой длину линии передачи цифрового сигнала можно не учитывать:

$$f_{D\max} \approx \frac{0,35}{t_r} = 12,5 \text{ МГц.} \quad (0.8)$$

Выше было определено, что минимальная скорость передачи данных для цифрового интерфейса передачи сигнала управляющего воздействия $f_{D\min}$ одного канала должна составлять не менее 24 МГц, что превышает полученное значение, следовательно, при конструировании гибкого шлейфа необходимо учитывать свойства линии передач.

Структура гибко-жесткой печатной платы приведена на рисунке 4.13.

Расстояние между проводящими слоями 65 мкм.

Воспользовавшись онлайн-калькулятором [114], выполнили предварительный расчет для определения конструктивных и электрических параметров печатных проводников дифференциальной пары микрополосковой линии передач (рисунок 4.14).

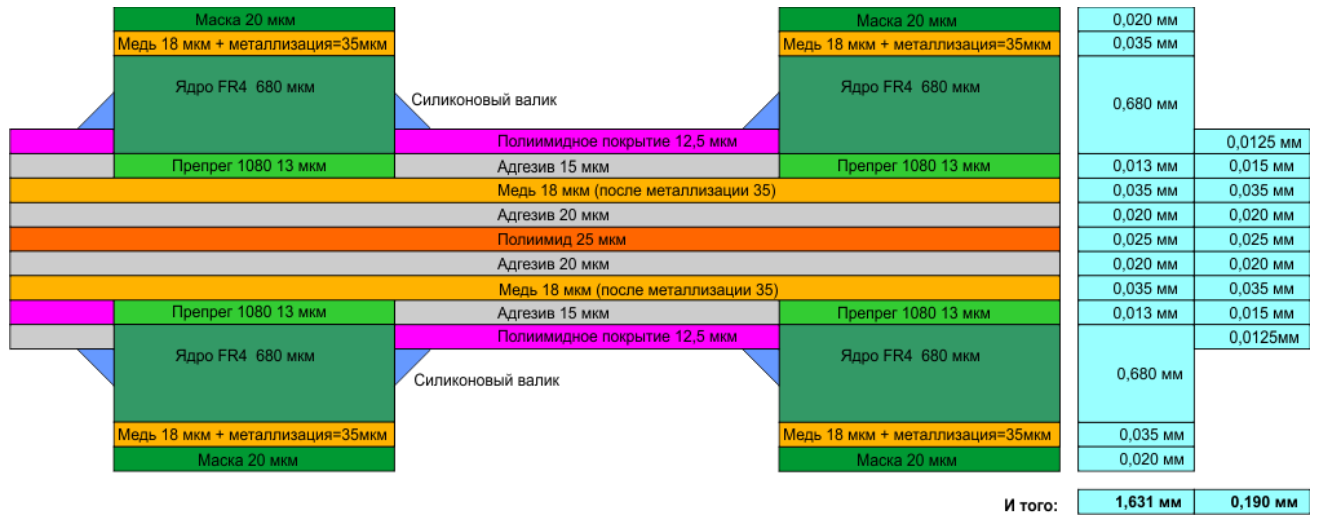


Рисунок 4.13 – Структура гибко-жесткой печатной платы с размерами слоев

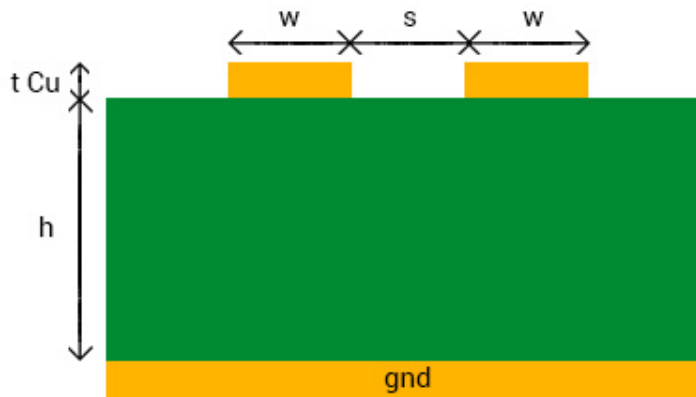


Рисунок 4.14 – Конструкция микрополосковой дифференциальной линии передач

Результаты представлены в таблице 4.2.

Таблица 0.2 – Результаты определения конструктивных и электрических параметров линии передач

Обозначение	Значение
s, mil	12
w, mil	6
tCu, мкм	35

Продолжение таблицы 4.2

h, мкм	65
Диэлектрическая постоянная ϵ_r	3,5
Симметричный импеданс Z_0 , Ом	48,4
Дифференциальный импеданс Z_{diff} , Ом	96,8

Синхронизация работы силовых преобразователей МСН

Синхронизация работы силовых преобразователей МСН заключается в разнесении моментов коммутации ключей каждого МСН во времени. Таким образом достигается снижение уровня импульсных высокочастотных помех и пульсаций напряжения на частоте работы преобразователей на входных и выходных фильтрах ЭПК. Сложностью реализации синхронизации для систем, рассчитанных на один и более отказов, является создание нескольких опорных генераторов с последующим выбором генератора, относительно которого будут синхронизироваться все силовые преобразователи.

Сигналы управляющего воздействия, приходящие в МСН от всех остальных модулей ЭПК, мажоритируются при помощи мажоритарного элемента МЭ (см. рисунок 2.1). Далее выбранный сигнал становится задатчиком для работы силовых каналов преобразования энергии БС, ЗУ и РУ. При этом в процессе продолжительной работы для всех модулей, при условии исправности интерфейса связи и мажоритарного элемента, будет выбран сигнал управляющего воздействия, приходящий с одного определенного МСН. И только в переходном процессе, вызванном значительным сбросом/набросом нагрузки, выходом из строя МСН или его деградацией, возможна смена сигнала управляющего воздействия МСН. При этом смена сигнала управляющего воздействия МСН производится за короткий промежуток времени, единицы миллисекунд.

Хорошим решением является совместно с сигналом управляющего воздействия передавать и сигнал синхронизации работы силовых преобразователей и производить его мажоритирование совместно с сигналом управляющего воздействия. Таким образом, все модули ЭПК будут синхронизироваться с сигналом синхронизации того модуля, сигнал управляющего воздействия которого выбран для работы каналов преобразования энергии. А при смене сигнала управляющего воздействия модуля будет изменяться и сигнал синхронизации.

На рисунке 4.15 представлена структура пакета с выделенным серым цветом битом синхронизации.

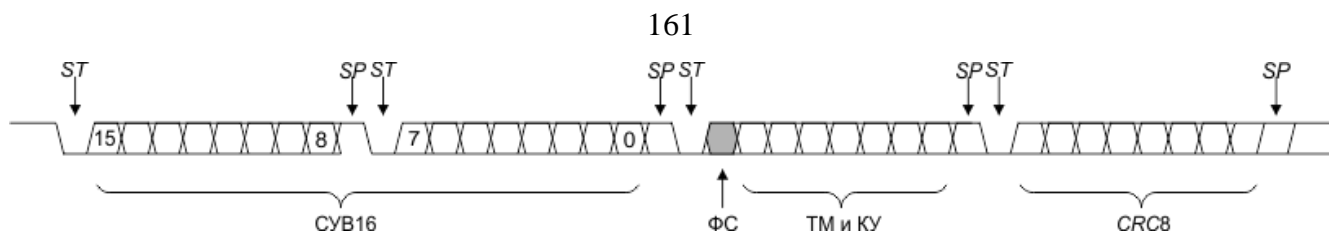


Рисунок 4.15 – Структура пакета сигнала управляющего воздействия:

ST – стартовый бит пакета; SP – стоповый бит; СУВ16 – сигнал управляющего воздействия;

ФС – флаг синхронизации; ТМ и КУ – телеметрия и команды управления;

CRC8 – контрольная сумма

Пакеты сигнала управляющего воздействия идут с частотой выше частоты работы силовых преобразователей. На текущий момент выбрана частота работы силовых преобразователей 100 кГц, частота отправки пакетов по цифровому интерфейсу 1 МГц. Таким образом, флаг синхронизации будет установлен в каждом десятом пакете. Для системы управления МСН временем прихода синхроимпульса будет являться полное получение пакета сигнала управляющего воздействия с установленным флагом синхронизации.

Произведем оценку погрешности измерения времени прихода синхроимпульса. Чтобы сделать это, необходимо определиться с алгоритмом работы цифровой части цифрового интерфейса, реализуемой в FPGA. Для передачи сигнала управляющего воздействия выбран асинхронный интерфейс передачи. Наиболее точным способом синхронизации приемника цифрового пакета является поиск фронта стартового импульса, но такой алгоритм очень чувствителен к импульсным высокочастотным помехам. Для асинхронных приемников был выбран алгоритм, представленный в [115], временная диаграмма, поясняющая алгоритм работы приемника, приведена на рисунке 4.16.

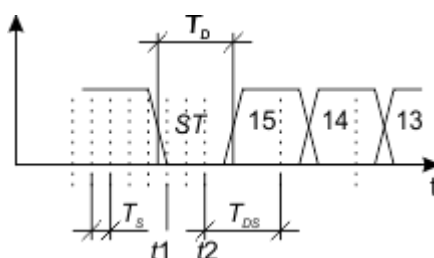


Рисунок 4.16 – Временная диаграмма алгоритма приема асинхронных пакетов

по цифровому интерфейсу передачи сигнала управляющего воздействия

Перед началом получения пакета IP-блок цифрового интерфейса FPGA производит проверку входного сигнала с частотой T_S , выше частоты работы передачи пакетов по цифровому интерфейсу T_D . В момент времени t_1 приемник обнаруживает начало стартового бита и запускает внутренний счетчик, чтобы произвести измерение значения бита в середине интервала

формирования бита t_2 . После проверки значения стартового импульса в середине интервала формирования бита t_2 приемник производит фиксацию и запись значений битов с периодом времени T_{DS} , запоминая во внутреннем сдвиговом регистре весь пакет данных. В общем случае $T_{DS} \neq T_D$, так как период следования импульсов в пакете определяется кварцевым генератором системы управления модуля стабилизации напряжения, отправляющего пакет данных, а интервал фиксации T_{DS} определяется кварцевым генератором, принимающим пакет данных. В силу того, что пакеты данных имеют ограниченную, небольшую длину, то ошибка, вызванная неравенством частот работы кварцевых генераторов, не приводит к ошибочному приему пакета данных.

Можно утверждать, что дрожание фронта тактового импульса между приемами пакетов с установленным флагом синхронизации в описанном выше алгоритме не будет превышать интервала времени $\pm 1T_S$. При частоте тактирования IP-блока приемопередатчика, равной 200 МГц, количество импульсов счетчика ШИМ на один период будет составлять 000 импульсов. А дрожание фронта ШИМ сигнала будет ± 5 нс или 0,05% от периода. Столь малым значением дрожания фронта в преобразователе можно пренебречь.

При реализации IP-блока модулятора силовых преобразователей необходимо учитывать два момента, возможных в процессе работы ЭПК. Первый – это потеря пакета с флагом синхронизации, например, из-за несовпадения контрольной суммы пакета CRC8. Второй – значительное изменение фазы генератора в момент смены опорного генератора мажоритарным элементом.

4.3 Реализация выполнения телекоманд включения и отключения энергопреобразующего комплекса

Источник питания собственных нужд (ИПСН) предназначен для питания внутренних узлов МСН необходимыми уровнями напряжения. Питание ИПСН осуществляется от АБ и от выходной шины ЭПК. При этом приоритетным является питание от выходной шины ЭПК, а питание от АБ осуществляется только в моменты включения МСН и в случае аварийного снижения напряжения на выходной шине ЭПК, например в случае короткого замыкания. Кроме этого, ИПСН должен принимать внешние телекоманды включения ЭПК (ТКВклЭПК), отключения ЭПК (ТКОтклЭПК) и внутренние команды включения (ВКВкл) и отключения (ВКОткл) и формировать внутренние команды включения и отключения.

ИПСН по телекоманде ТКВклЭПК должен начать работу, запитать внутренние узлы МСН и выдать внутреннюю команду ВКВкл, по которой ИПСН должен только начать работу и запитать внутреннюю нагрузку МСН. По телекоманде ТКОтклЭПК ИПСН должен сформировать

внутреннюю команду ВКОткл, после чего отключиться. По внутренней команде ВКОткл ИПСН должен только отключиться. Источник питания должен нормально отрабатывать ситуацию, когда он одновременно получает внутренние команды и телекоманды.

Параметры питающих напряжений и телекоманд сведены в таблицу 4.3. Параметры внутренних команд ВКВкл и ВКОткл необходимо определить в процессе проектирования ИПСН.

Таблица 4.3 – Параметры питающих напряжений и телекоманд ИПСН

Наименование параметра	Значение	
	минимальное	максимальное
Питающее напряжение		
1. Напряжение АБ, В	55	95
2. Напряжение выходной шины ЭПК, В	-	110
Сигнал ТКВклЭПК		
3. Напряжение, В	23	34
4. Допустимая нагрузка по линии, А	0,01	0,1
5. Длительность, с	0,1	0,5
Сигнал ТКОтклЭПК		
6. Напряжение, В	23	34
7. Допустимая нагрузка по линии, А	0,01	0,1
8. Длительность, с	0,1	0,5

Функциональная схема ИПСН представлена на рисунке 4.17. Она состоит из схемы включения (СВ) и вторичного источника питания (ВИП). Схема включения предназначена для обработки и формирования команд ТКВклЭПК, ТКОтклЭПК, ВКВкл, ВКОткл, согласно вышеописанному алгоритму, и включения и отключения вторичного источника питания.

Вторичный источник питания предназначен для формирования каналов питания, необходимых для работы функциональных узлов МСН. Параметры выходных каналов напряжения приведены в таблице 4.4.

Таблица 4.4 – Параметры выходных каналов напряжения ИПСН

Наименование параметра	Значение	
	минимальное	максимальное
Канал питания драйверов силового преобразователя (кпДрИ)		
1. Напряжение, В	8,1	9,9
2. Мощность, Вт	0	2,5
Канал питания цифровой системы управления ЦСУ (кпЦСУ)		
3. Напряжение, В	11,7	12,3
4. Мощность, Вт	0	5

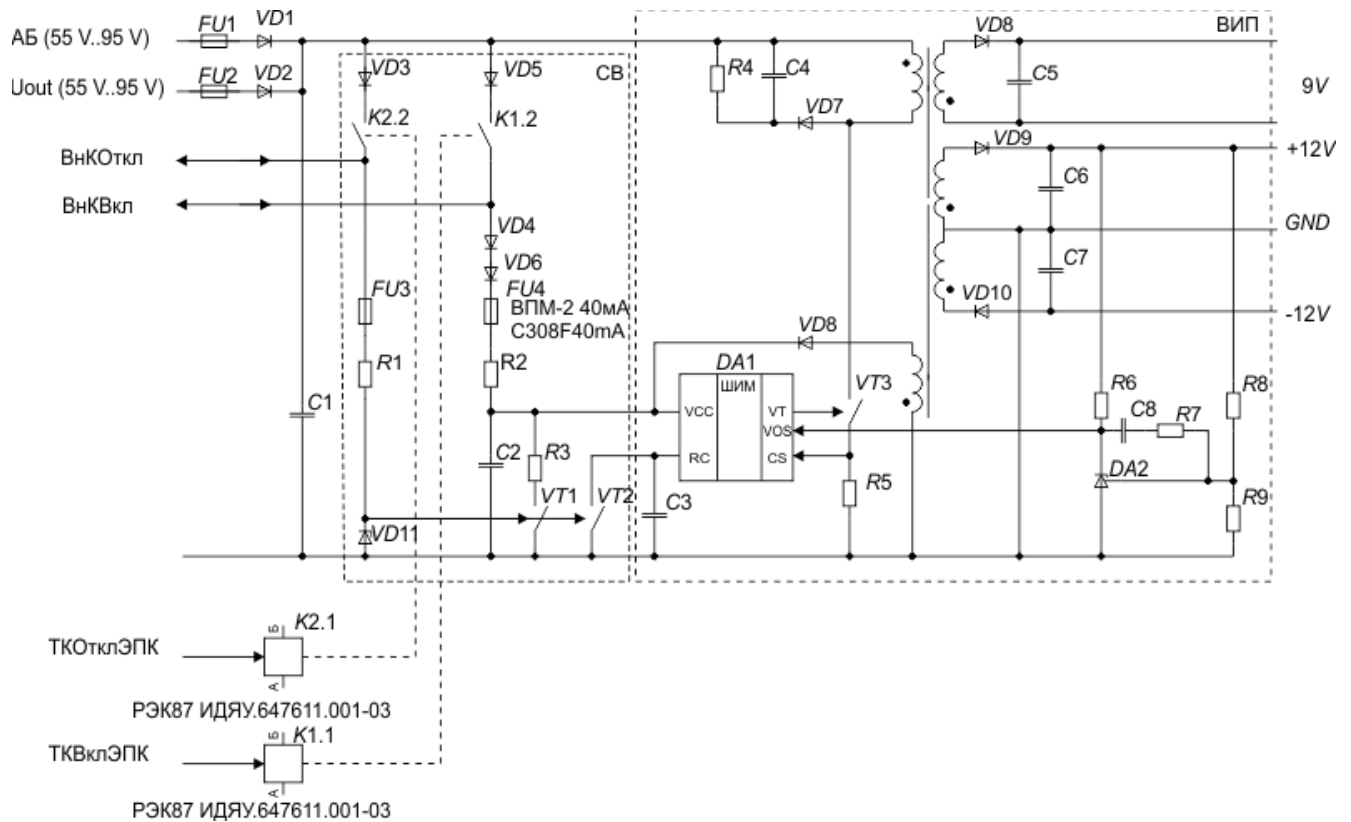


Рисунок 4.17 – Функциональная схема ИПСН

Схема включения функционирует следующим образом. При поступлении телекоманды ТКВклЭПК замыкается реле $K1$. Конденсатор питания схемы управления ВИП $C2$ заряжается от шины силового питания ВИП, скорость заряда определяется резистором $R2$ и напряжением на шины силового питания ВИП. Вторичный источник питания начинает работать и формировать на выходных каналах напряжение требуемого уровня, при этом через дополнительную обмотку питания и диод $VD8$ питает собственное управление после снятия телекоманды ТКВклЭПК. При замыкании реле $K1$ также формируется внутренняя команда включения ВКВкл.

При поступлении телекоманды ТКОтклЭПК замыкается реле $K2$, через стабилитрон $VD11$ начинает протекать ток, формируется открывающее напряжение транзисторов $VT1$, $VT2$. При открытии транзисторов $VT1$, $VT2$ одновременно останавливается генерация сигнала ШИМ управляющей микросхемы и разряжается конденсатор питания $C2$. Вторичный источник питания отключается. При замыкании реле $K2$ также формируется внутренняя команда отключения ВКОткл.

Диоды $VD3$ и $VD5$ предназначены для исключения протекания токов перезарядки конденсаторов $C1$ двух и более ИПСН различных МСН при одновременной подаче телекоманд ТКВклЭПК и ТКОтклЭПК. Плавкие предохранители $FU3$ и $FU4$ служат для исключения закорачивания цепей формирования и приема внутренних команд ВКВкл и ВКОткл в случае выхода из строя резисторов $R1$ и $R2$. Диоды $VD4$, $VD6$ предназначены для исключения перетекания тока из конденсаторов питания схемы управления ВИП $C2$ ИПСН разных МСН.

4.4 Аппаратная реализация схемы управления ключами силовых преобразователей

Двухмостовая вольтодобавочная реверсивная схема преобразователя имеет десять силовых ключей VT1–VT10, из которых только 2 силовых ключа (VT3 и VT5) управляются относительно силовой земли преобразователя. Кроме того, в качестве силовых ключей предполагается использовать GaN-транзисторы, что накладывает ограничения на выбор драйверов управления MOSFET-ключами. Обзор радиационно стойких драйверов, предназначенных для управления GaN-транзисторами, показал, что на текущий момент выпускаются только два драйвера: ISL73040SEH, FBS-GAM01P-R-PSE. При этом оба драйвера служат для управления силовым ключом нижнего уровня.

Задача управления силовыми ключами двухмостовой вольтодобавочной схемы для применения в энергопреобразующих комплексах космических аппаратов является на текущий момент сложно реализуемой задачей. Для ее выполнения необходимо решить две задачи: реализация информационного канала управления и реализация питания силовых драйверов. При этом желательно, чтобы информационный канал управления имел гальваническую развязку с минимальной проходной емкостью для снижения электромагнитных помех, попадающих через емкость гальванической развязки в цепи управления преобразователем.

Гальваническая развязка цифрового сигнала управления

Гальваническая развязка цифрового сигнала управления возможна за счет применения трансформаторов и специализированных микросхем цифровой гальванической развязки. Наиболее перспективным является использование специализированных микросхем, так как при этом можно добиться предельно минимальных размеров. На текущий момент микросхему цифровой гальванической развязки с радиационной стойкостью 100kRad выпускает только Analog Device (США) – ADUM7442S. Основные характеристики микросхемы приведены в таблице 4.5.

Таблица 4.5 – Основные параметры микросхемы цифровой гальванической развязки ADUM7442S

Наименование характеристики	Значение
Количество входов	2
Количество выходов	2
Питание	+3,3 В – +5,0 В
Задержка распространения сигнала	50 нс
Устойчивость к синфазным переходным процессам	15 кВ/мкс
Продолжительное рабочее напряжение	100 В

Продолжение таблицы 4.5

Наименование характеристики	Значение
Допустимые перенапряжения в течение времени не более 1 мин	200 В
Проходная емкость микросхемы	10 пФ
Ток потребления выходного канала при питании 5В и частоте передачи данных менее 1 МГц (I_{DD2})	6 мА

По приведенным параметрам микросхемы цифровой гальванической развязки видно, что электрические параметры микросхемы позволяют использовать ее в качестве гальванической развязки канала передачи сигналов управления драйверов. Данная микросхема по количеству каналов передачи данных является избыточной, однако по размеру корпуса микросхемы $11,2 \times 7,3 \times 3$ мм можно с уверенностью утверждать, что реализация гальванической развязки на дискретных элементах с использованием трансформатора займет больше места.

Организация питания драйверов

Наименьшее место на печатной плате занимает бутстрепная схема питания драйверов, так как требует наличия только одного диода. Однако, как указано в [116], при использовании GaN-транзисторов из-за высокого падения напряжения на транзисторе при обратных токах могут возникать перенапряжения питания драйверов (более 6 В), что приведет к выходу его из строя. На рисунке 4.18 представлена возможная организация каскадной бутстрепной схемы питания драйверов силовых ключей.

Рассмотрим подробнее эффект перенапряжения, возникающий на конденсаторах питания драйвера при бутстрепной схеме питания (рисунок 4.19). На рисунке 4.19 приведена полумостовая схема инвертора в момент открытия транзистора $VT2$ в обратном направлении. На предыдущем этапе был замкнут ключ $VT1$ и в дросселе $L1$ разогнан ток i_{L1} .

Красным выделен контур протекания тока заряда конденсатора питания драйвера $C1$. Напряжение на конденсаторе должно определяться следующим выражением:

$$U_{C1} = E - U_{VD1} - U_{VT2}, \quad (0.9)$$

где E – напряжение питания драйверов; U_{VD1} – падение напряжения на диоде $VD1$ при протекании тока в прямом направлении; U_{VT1} – падение напряжения на транзисторе $VT2$ при протекании тока в обратном направлении.

В случае использования в качестве диода $VD1$ ультрабыстрого диода 1N5806U минимальное напряжение U_{VD1} будет составлять 0,6 В. Типовое падение напряжения на GaN-транзисторе FBG20N18B при протекании тока 0,5 А в обратном направлении составляет минус 1,75 В. Моделирование имитационной модели данного транзистора при обратном токе 6 А

показывает, что обратное напряжение возрастает до минус 2,4 В. Завышение напряжения ΔU_1 на конденсаторе питания драйвера $C1$ на первом каскаде относительно напряжения питания на драйверах будет составлять 1,8 В. Можно предположить, что на каждый последующий каскад бутстрепной схемы питания силовых ключей завышение напряжение ΔU_N будет увеличиваться на величину ΔU_1 , где N – номер последовательного каскада.

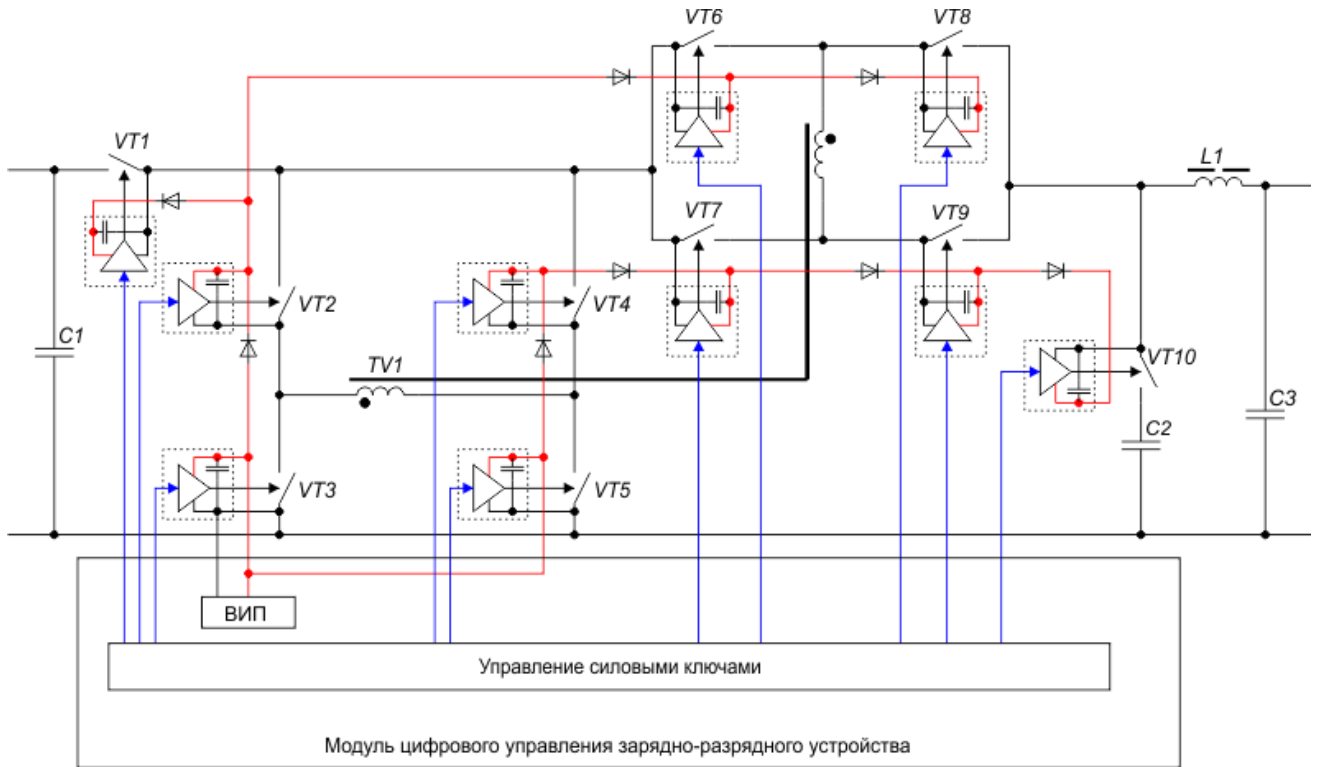


Рисунок 4.18 – Организация каскадной бутстрепной схемы питания драйверов двухмостовой вольтодобавочной схемы преобразователя

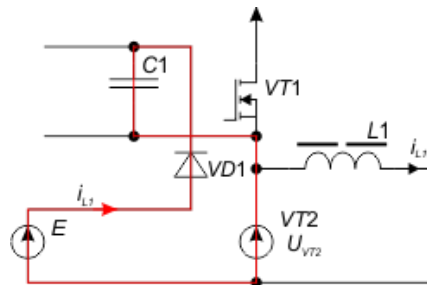


Рисунок 4.19 – Контур заряда конденсатора питания при бутстрепной схеме питания силовых ключей

Необходимо учитывать, что в случае, если обратный ток через транзистор не протекает, напряжение на конденсаторе каждого последующего каскада будет уменьшаться на величину падения напряжения на диоде $VD1$ U_{VD1} .

Из схемы (см. рисунок 4.18) можно видеть, что максимальный номер каскада N будет равен 4 для драйвера управления транзистором $VT10$. Таким образом, при напряжении питания драйверов E , равным U_{DRV0} , напряжение на питающем конденсаторе драйвера управления транзистора $VT10$ $U_{C_{VT10}}$ может быть в пределах U_{DRV0} от минус 2,4 до +7,2. Такой диапазон изменения напряжения питания для драйверов GaN-транзисторов является недопустимо высоким. Поэтому в цепь питания драйверов транзисторов необходимо устанавливать цепи ограничения напряжения, например линейные компенсирующие стабилизаторы напряжения.

Определим ток потребления драйвером для управления транзистором. Общий потребляемый ток можно разбить на две составляющие – ток собственного потребления каналом управления и ток, необходимый для перезарядки затвора ключа. Ток потребления для перезарядки затвора можно определить по выражению

$$I_{G_VT} = Q_G \cdot f, \quad (0.10)$$

где Q_G – общий заряд затвора (для транзистора FBG20N18B 6 нКл); f – частота работы инвертора. При частоте работы 100 кГц ток потребления для перезарядки затвора будет составлять 0,6 мА.

Ток потребления каналом управления включает в себя ток потребления выходным каналом микросхемы гальванической развязки ADUM7442S I_{DD2} и собственный статический ток потребления микросхемы драйвера FBS-GAM01P-R-PSE $I_{DRV\ max}$, который согласно документации составляет 10,5 мА. Расчетный ток для управления одного транзистора составит

$$I_{Cont_VT} = I_{G_VT} + I_{DD2} + I_{DRV\ max} = 17,1\ mA. \quad (0.11)$$

Максимальная мощность управления транзистором будет рассеиваться на последнем каскаде бутстрипной схемы питания:

$$P_{Cont_VT} = I_{Cont_VT} \cdot U_{C_{VT10}} = 0,21\ Bm. \quad (0.12)$$

В таблице 4.6 приведены расчетные значения максимальной мощности, потребляемой системой управления соответствующих транзисторов, при $U_{DRV0} = 9\ В$.

Чтобы ограничить напряжение, подаваемое на микросхему драйвера силового ключа, можно установить компенсирующий стабилизатор напряжения, реализованный на интегральной микросхеме или на дискретных элементах. Особые требования к качеству стабилизации напряжения питания драйверов не предъявляются, так как все используемые микросхемы имеют широкий диапазон возможного питания. Основным требованием является минимизация размеров.

Обзор интегральных компенсирующих стабилизаторов напряжения показал, что радиационно стойкие микросхемы данного типа имеют корпуса существенных габаритов, микросхемы могут поставляться в бескорпусном исполнении. Однако при использовании

микросхем в бескорпусном исполнении в изделии необходимо будет применять микросборки, которые, скорее всего, не дадут существенного уменьшения занимаемой площади, если в микросборке будет размещен только кристалл интегральной схемы компенсирующего стабилизатора напряжения.

Таблица 4.6 – Расчетные значения максимального потребления мощности узлов управления силовыми транзисторами

Обозначение транзисторов	Потребляемая мощность узла управления, Вт
VT1	0,215
VT2	0,185
VT3	0,154
VT4	0,185
VT5	0,154
VT6	0,215
VT7	0,215
VT8	0,246
VT9	0,246
VT10	0,277
Итого:	2,1

Наиболее малые габариты имеет интегральная схема 5962R1222403VXC. На печатной плате указанная микросхема займет площадь $13,2 \times 6,62$ мм. Однако она также требует наличия внешних резисторов делителя обратной связи и входного и выходного конденсаторов, устанавливаемых по питанию.

Перспективной в данном конкретном случае является реализация компенсирующего стабилизатора напряжения на дискретных элементах. Простейшая схема компенсирующего стабилизатора представлена на рисунке 4.20.

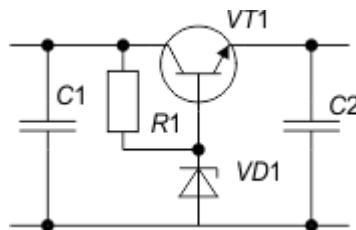


Рисунок 4.20 – Схема простейшего компенсирующего стабилизатора напряжения

Определение требуемой входной емкости конденсатора C1 бутстрепной схемы питания цепей управления силового ключа

Бутстрепная каскадная схема питания драйверов работает по принципу импульсного диодно-конденсаторного умножителя напряжения. При этом каждый каскад диодно-конденсаторного умножителя имеет свою нагрузку 17,1 мА. Для определения энергии, которая

передается из каскада в каскад, важна последовательность соединения каскадов и работы силовых ключей. Но в пределе наибольший импульсный заряд конденсатора и разряд будут происходить на первом каскаде. Расчет требуемой емкости конденсатора такого умножителя сложен, поэтому воспользуемся имитационным моделированием. Имитационная схема, собранная в программе LTSpice, приведена на рисунке 4.21. Схема учитывает реальные модели используемых силовых GaN-транзисторов FBG20N18B, ток потребления цепей управления силовыми ключами имитируется источниками тока.

Пример осциллограммы напряжения на конденсаторах бутстрепной схемы питания цепей управления силовыми ключами приведен на рисунке 4.22. Осциллограммы показаны для конденсаторов бутстрепных цепей питания цепей управления следующих транзисторов (согласно схеме, приведенной на рисунке 4.18): *VT5*, *VT4*, *VT7*, *VT9*, *VT10* при емкости конденсаторов, равной 1 мкФ. На конденсаторе для транзистора *VT5* напряжение равно напряжению питания 5 В, а на конденсаторе для транзистора *VT10* пиковое напряжение составляет 10,8 В.

Можно видеть, что пульсации напряжения на конденсаторах отличаются, что связано с алгоритмом управления силовыми ключами преобразователя и последовательностью соединения каскадов. Максимальные пульсации напряжения испытывает 1-й каскад транзистора *VT4*. Пульсации напряжения имеют значительные фронты, которые могут проникать через компенсирующий стабилизатор напряжения в цепи управления транзистором, что может негативно сказаться на их работе.

При помощи имитационной модели экспериментально определили требуемое значение емкости бутстрепной схемы для транзистора *VT4*, при которой пульсации не будут превышать 250 мВ. Она составила 4,7 мкФ.

В таблице 4.7 приведены выбранные элементы для приведенной схемы.

Таблица 4.7 – Выбранные элементы компенсирующего стабилизатора напряжения, реализованного на дискретных элементах

Обозначение	Наименование	Корпус	Производитель
VD1	1N4623UR-1	DO-213AA-2	Microchip Technology
VT1	SOC2222ARHRG	LCC-3	STMicroelectronics
R1	RCWPM-0603 (2 кОм, 4 кОм, 6 кОм, 8 кОм) в зависимости от номера каскада бутстрепной схемы	0603	VISHAY
C1	4,7 мкФ X7R 50V	1206	VISHAY
C2	0,1 мкФ X7R 10V	0603	VISHAY

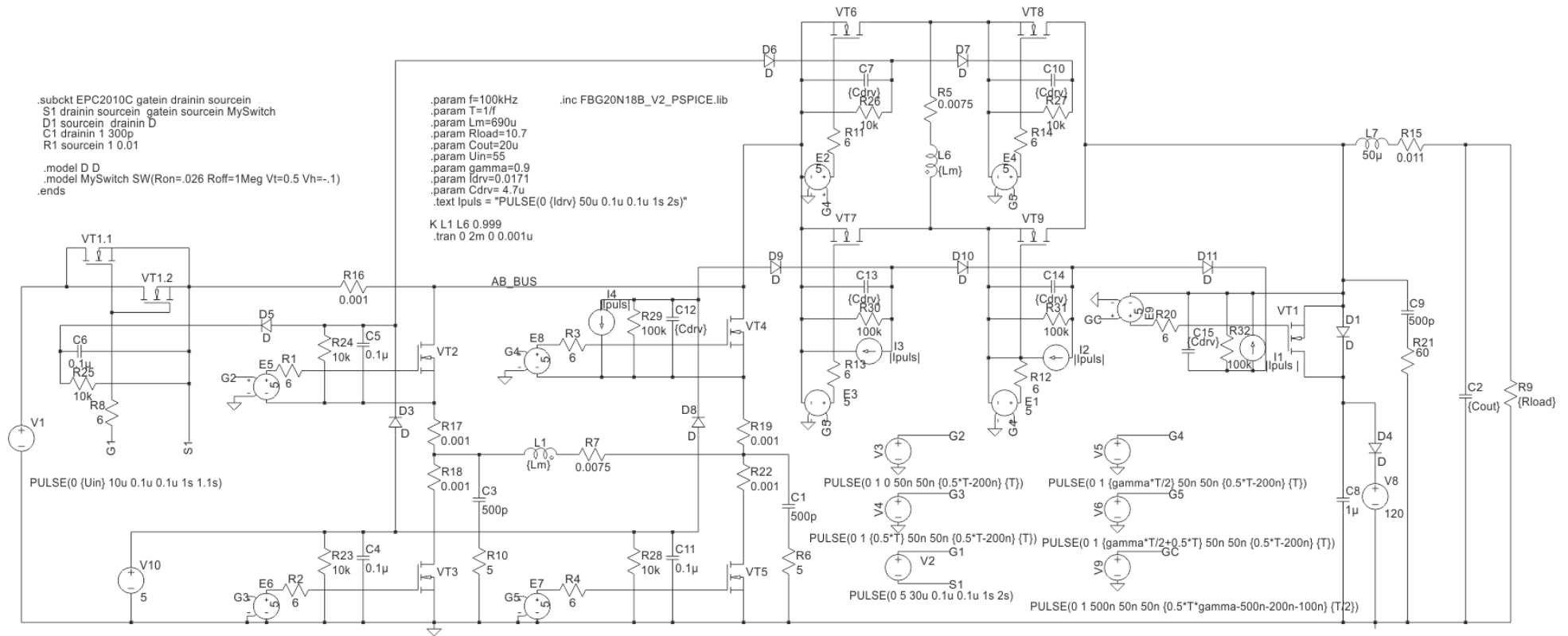


Рисунок 4.21 – Имитационная схема бустерной схемы питания двухмостовой схемы вольтодобавочного преобразователя

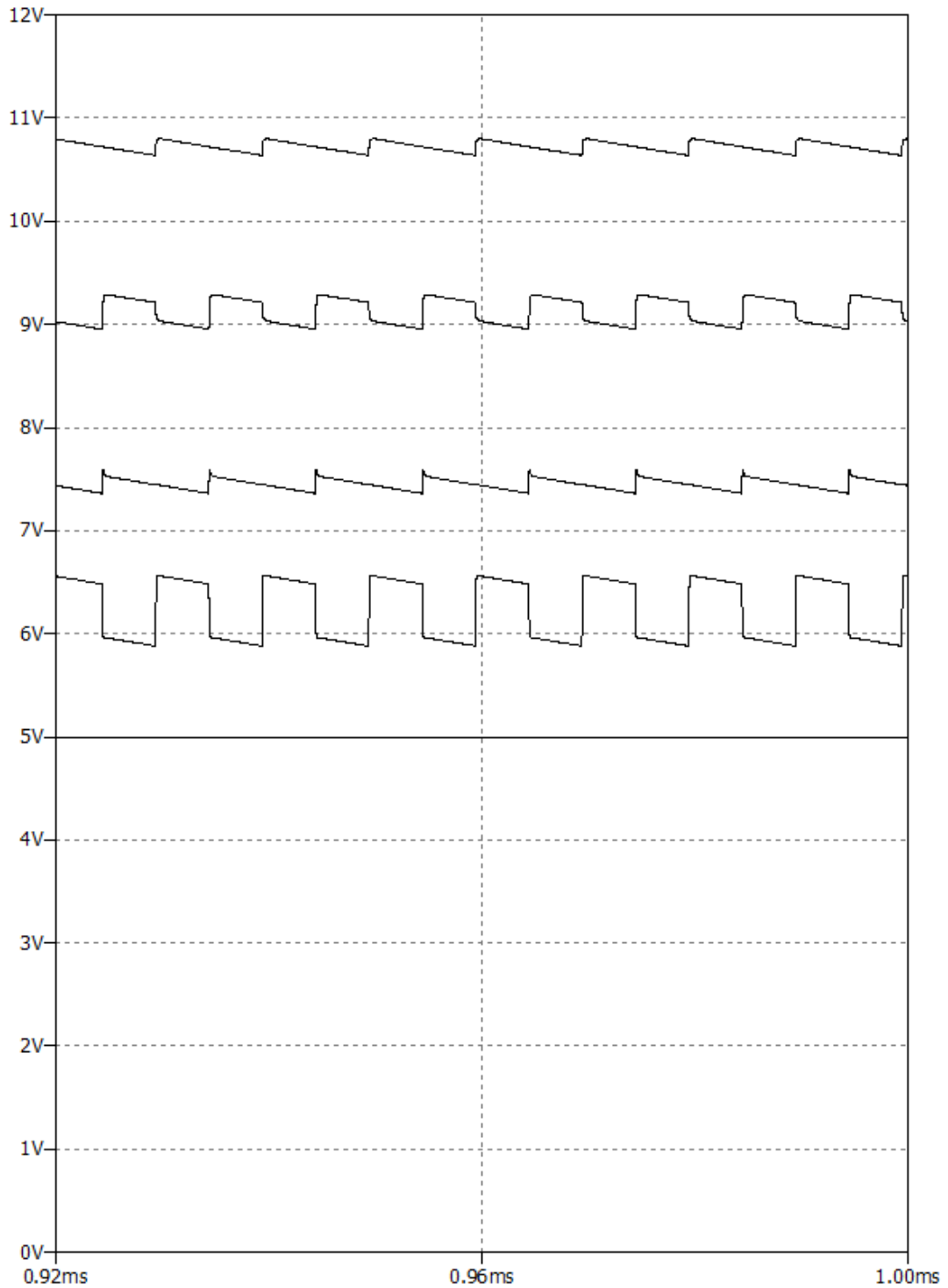


Рисунок 4.22 – Осциллограммы пульсаций напряжения на конденсаторах бутстрепной схемы питания цепей управления силовых ключей

Для обеспечения работы силовых ключей при нулевом токе и в режиме пуска уровень напряжения питания бутстрепной схемы выбран 9 В.

Выводы к четвертой главе

1. Создан автономный унифицированный модуль стабилизации напряжения, позволяющий реализовать энергопреобразующий комплекс мощностью 20,5 кВт с удельными характеристиками 1500 Вт/л, более чем в четыре раза превышающими удельные характеристики изготавливаемых на текущий момент ЭПК.

2. Приведена практическая реализация цифрового гальванически развязанного резервированного быстродействующего двунаправленного интерфейса связи между модулями стабилизации напряжения.

3. Показана реализация функционального узла унифицированного модуля стабилизации напряжения, отвечающая за прием/передачу другим МСН и выполнение телекоманд включения и отключения ЭПК.

4. Приведена реализация каскадной бутстрепной схемы питания драйверов двухмостовой вольтодобавочной схемы преобразователя, позволяющая уменьшить площадь, занимаемую схемой управления силовыми ключами преобразователя, и отказаться от маломощных гальванически развязанных DC/DC-преобразователей.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе проведения диссертационного исследования были получены следующие результаты.

1. Разработана структурная схема энергопреобразующего комплекса, отличающаяся тем, что она состоит из автономных унифицированных идентичных модулей стабилизации напряжения, которые позволяют наращивать выходную мощность ЭПК и обеспечивать при этом резервирование всех функциональных узлов. Реализованная структурная схема может быть применена не только в системах электропитания космических аппаратов, но и при проектировании других энергопреобразующих установок со статическими преобразователями энергии, имеющими блочно-модульную структуру.

2. Разработан многоканальный элемент выбора медианного сигнала, отличающийся алгоритмом сортировки элементов вектора входных сигналов, позволяющий производить операцию поиска медианного значения параллельно с быстродействием в один период тактового сигнала, с пониженными требованиями к аппаратным ресурсам ПЛИС, создавать резервированные ЭПК на основе автономных унифицированных модулей стабилизации напряжения и полностью реализовать СУ на кристалле ПЛИС, что обеспечит повышение удельных характеристик.

3. Разработан быстродействующий цифровой широтно-импульсный модулятор, позволяющий уменьшить задержки, связанные с алгоритмом работы широтно-импульсного модулятора первого рода, применяемого на текущий момент в современных цифровых системах управления импульсными преобразователями, и обеспечить быстродействие контуров обратных связей такое же, как в системах управления с аналоговыми ШИМ-контроллерами, что дает возможность повысить удельные характеристики МСН, частоту единичного усиления контура регулирования тока и напряжения, снизить требования к емкости выходного фильтра.

4. Разработан цифровой интерфейс связи между автономными модулями стабилизации напряжения, позволяющий обеспечить требуемое быстродействие передачи сигнала управляющего воздействия с частотой 1 МГц и более, телеметрии и сигнала синхронизации между модулями, при этом гарантировать требуемый уровень резервирования, компактность и гальваническую развязку. Повышение скорости передачи сигнала управляющего воздействия снижает фазовые задержки в контуре регулирования напряжения, дает возможность увеличить частоту единичного усиления контура регулирования напряжения и удельные характеристики МСН.

5. Установлена количественная связь величины выходного импеданса с частотой единичного усиления контура обратной связи по напряжению и его запасом по фазе и определено количественное значение по выбору минимальной емкости выходного фильтра.

6. Благодаря предложенным рекомендациям по выбору минимальной емкости выходного фильтра для обеспечения требуемого выходного импеданса энергопреобразующего комплекса при заданной частоте работы силовых преобразователей и параметрах первичных источников питания, определена требуемая минимальная емкость выходного фильтра отдельных автономных модулей стабилизации напряжения. В результате общая емкость МСН в ЭПК с выходной мощностью 2,5 кВт была снижена более чем в пять раз по сравнению с аналогом.

7. Разработана полная имитационная модель энергопреобразующего комплекса, реализующая предложенную структурную схему, с выходной мощностью 5,1 кВт, включающая в себя семь автономных модулей стабилизации напряжения, позволяющая проводить моделирование работы ЭПК и отличающаяся реализацией импульсных преобразователей в виде их непрерывных нелинейных моделей, что дает возможность получить адекватные результаты и более чем в 100 раз повысить быстродействие имитационного моделирования при исследованиях статических и динамических характеристик ЭПК в различных режимах работы, включая переходы из одного режима в другой, при различных сочетаниях токов и напряжений источников питания, буферных накопителей и нагрузки без потери точности результатов моделирования.

8. На разработанной имитационной модели подтверждены следующие основные функции ЭПК: выполнение алгоритма минимального количества циклов, глубины разряда и заряда аккумуляторных батарей, обеспечение требуемого выходного импеданса и удовлетворительных результатов мгновенных переходных процессов, связанных с изменением режимов работы ЭПК.

9. Разработанная конструкция автономного модуля стабилизации напряжения позволяет реализовать энергопреобразующий комплекс мощностью 20,5 кВт с удельными характеристиками 1500 Вт/л, более чем в четыре раза превышающими удельные характеристики изготавливаемых на текущий момент ЭПК.

10. Результаты исследований внедрены при выполнении проекта «Разработка цифрового управляющего и силовых модулей энергопреобразующего комплекса для высоковольтных систем электропитания космических аппаратов».

СПИСОК ПРИНЯТЫХ СОКРАЩЕНИЙ

- АБ – аккумуляторная батарея
- АЛУ – арифметико-логическое устройство
- АФЧХ – амплитудно-фазовая частотная характеристика
- АЦП – аналого-цифровой преобразователь
- БКУ – бортовой комплекс управления
- БМК – базовый матричный кристалл
- БРМ – блок распределения мощности
- БС – батарея солнечная
- БЦИОСС – блок цифрового интерфейса обратной связи и синхронизации
- БУ – буферный усилитель
- ВИП – вторичный источник питания
- ВКВкл – внутренняя команда на включение
- ВКОткл – внутренняя команда на отключение
- ГЛИН – генератор линейно изменяющихся импульсов
- ГУО (МЕА) – главный усилитель ошибки
- ДН – датчик напряжения
- ДТ – датчик тока
- ЗУ – зарядное устройство
- ЗРУ – зарядно-разрядное устройство
- ИИМ – испытательная имитационная модель
- ИПН – импульсный преобразователь напряжения
- КА – космический аппарат
- КЗН – корректирующее звено по напряжению
- КЗток – корректирующее звено по току
- КЗУ – канал зарядного устройства
- КОС – канал обратной связи
- КПЭ – канал преобразования энергии
- КРС – канал регулятора солнца
- КРУ – канал разрядного устройства
- КРФ – коммутационно-разрывная функция
- КЦОС – канал цифровой обратной связи
- ЛАЧХ – логарифмическая амплитудно-частотная характеристика
- ЛК – логический контроллер

МАЦП – многоканальный аналого-цифровой преобразователь

МЕА – main error amplifier

МИМ – многозонная импульсная модуляция

МК – микроконтроллер

МРС – модуль регулятора солнца

МС – модуль связи

МСН – модуль стабилизации напряжения

МУ – масштабирующий усилитель

МЦСУ – модифицированная цифровая система управления

МЭ – мажоритарный элемент

ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема

ПН – полезная нагрузка

ПП – приемопередатчик

РС – регулятор солнца

РУ – разрядное устройство

рЗУ – режим работы энергопреобразующего комплекса, в котором регулирование выходного напряжения осуществляется за счет регулирования мощности каналами ЗУ

рРУ – режим работы энергопреобразующего комплекса, в котором регулирование выходного напряжения осуществляется за счет регулирования мощности каналами РУ

рРС – режим работы энергопреобразующего комплекса, в котором регулирование выходного напряжения осуществляется за счет регулирования мощности каналами РС

САР – система автоматического регулирования

САС – срок активного существования

СБ – солнечная батарея

СВ – схема включения

СН – стабилизации напряжения

СУ – система управления

СУВ – сигнал управляющего воздействия

СЭП – система электропитания

ТКВклЭПК – телекоманда включения энергопреобразующего комплекса

ТКОтклЭПК – телекоманда отключения энергопреобразующего комплекса

ТТХ – тактико-техническая характеристика

УМ – управляющий модуль

УТЗ – уставка тока заряда

ЦИС – цифровой интерфейс связи

ЦСУ – цифровая система управления

ЦШИМ – цифровой широтно-импульсный модулятор

ЧХ – частотная характеристика

ШИМ – широтно-импульсный модулятор

ШУ – шина управления

ЭМП – электромагнитные помехи

ЭНП – экстраполятор нулевого порядка

ЭПК – энергопреобразующий комплекс

Список литературы

1. Гуцин, В. Н. Основы устройства космических аппаратов: учеб. для вузов / В.Н. Гуцин. – М.: Машиностроение, 2003. – 272 с.
2. Electrical power systems of the international space station – A platform for power technology development / E. V. Gietl, E. W. Gholston, B. A. Manners, R. A. Delventhal // NASA Report. – June 2000. – No TM-210209.
3. Патент № 2395148 Российская Федерация. Автономная система электропитания космических аппаратов : заявл. 04.03.2009 : опубл. 20.07.2010 / Коротких В. В., Кочура С. Г., Нестеришин М. В.
4. Патент № 2317216 Российская Федерация. Автономная система электропитания : заявл. 23.12.2005 : опубл. 20.02.2008 / Бушуева Е. И., Галочкин С. А., Кудряшов В. С., Эльман В. О.
5. Патент № 2313169 Российская Федерация. Автономная система электропитания : заявл. 18.07.2005 : опубл. 20.12.2007 / Кудряшов В. С., Нестеришин В. М.
6. Патент № 2156534 Российская Федерация. Автономная система электропитания : заявл. 18.12.1998 : опубл. 20.09.2000 / Гордеев К. Г., Черданцев С. П., Шиняков Ю. А.
7. Capel, A. Influence of the Bus Regulation on Telecommunication Spacecraft Power System and Distribution / A. Capel, D. O'Sullivan // ESA Sessions at the 16th Annual IEEE PESC, ESA SP-230. – 1985. – P. 307–318.
8. Романенко, А. С. Резервированная аппаратура регулирования и контроля системы электроснабжения малого космического аппарата : дис. на соискание ученой степени канд. техн. наук / Романенко А. С. – Томск, 2013. – 197 с.
9. Al-Atrash, H. Integrated Topologies And Digital Control For Satellite Power Management And Distribution Systems : Doctoral Dissertation / Al-Atrash, H. – 2007.
10. Система электропитания космического аппарата с интегрированным повышающим преобразователем напряжения / Ю. М. Казанцев, К. Г. Гордеев, А. Ф. Лекарев, А. М. Гаврилов // Вопросы электромеханики. – 2011. – Т. 125.
11. Capel, A. High-power conditioning for space applications / A. Capel, D. O'Sullivan, J.-C. Marpinard // Proceedings of the IEEE. – Apr. 1988. – Vol. 76, Is. 4.
12. Patent № 8994349 USA. Synhronous rectifier BI-directional converter : appl. granted 31.03.15 / Martinelli R. M.

13. Патент № 2475921 Российская Федерация. Автономная система электроснабжения : заявл. 28.04.2011 : опубл. 20.02.2013 / Казанцев Ю. М., Лекарев А. Ф., Гаврилов А. М.
14. Система электропитания космических аппаратов на основе регулируемых преобразователей с промежуточным звеном повышенной частоты / А. В. Осипов, Ю. А. Шиняков, А. И. Отто, М. М. Черная // Известия Томского политехнического университета. – 2013. – Т. 323, № 4. – С. 126–132.
15. Patent № 6617831 USA Electrical power supply converter : appl. granted 09.09.2003 / Perol P. A.
16. Castiaux, JP. Power Conditioning Units for High Power Geostationary Satellites / JP. Castiaux, P. Bury, B. Liegeois // IEEE Power Electronics Specialists Conference. – 1997. – P. 772–733.
17. Modular high power conditioning unit / J. P. Castiaux, E. Lecomte, J. M. Labille, B. Liegeois // Proceedings of the Fifth European Space Power Conference. – Sept. 1998. – P. 21–25.
18. Шиняков, Ю. А. Зонный принцип управления энергопреобразующими устройствами систем электроснабжения автоматических космических аппаратов / Ю. А. Шиняков // Проблемы энергетики. – 2007. – № 11-12. – С. 28–33.
19. Зонный принцип управления режимами комплексов автоматики и стабилизации систем электроснабжения / С. А. Поляков [и др.] // Системы автономного электроснабжения и электромеханических устройств: сб. науч. тр. НПО "Полюс". – Томск, 1992. – Т. 1. – С. 65–70.
20. Кобзев А. В. Многозонная импульсная модуляция. Теория и применение в системах преобразования параметров электрической энергии / А. В. Кобзев. – Новосибирск: Наука, 1979.
21. Soubrier, L. High Power PCU For Alphabus: PSR100V / L. Soubrier, E. Trehet // Proceedings of the 9th European Space Power Conference, held 6–10 June 2011 at Saint Raphael, France. ESA SP. – Noordwijk, Netherlands: European Southern Observatory, 2011. – Vol. 690. – Id.11.
22. Capel, A. Comparative Performance Evaluation between the S4R and the S3R Regulated Bus Topologies / A. Capel, P. Perol // Space Power, Proceedings of the Sixth European Conference held 6–10 May, 2002 in Porto, Portugal / ed. A. Wilson. – European Space Agency, ESA SP-502, 2002. – P. 193.
23. High Performance BDR for the PCU of AlphaBus / L. Subrier, P. Besdel, T. Daubresse, E. Trehet, // Proceedings of the 8th European Space Power Conference, held on 14–19 September 2008 at Constance in Germany / ed. H. Lacoste, L. Ouwehand. – ESA-SP, 2008 – Vol. 661. – Id. 18.

24. Ngo, I. D. Evolution of Solar Array Shunt Regulators for Boeing Satellites / I. D. Ngo // 7th International Energy Conversion Engineering Conference, 2–5 August 2009, Denver, Colorado. – 2009.
25. Patel, M. R. Spacecraft power systems / M. R. Patel. – N.: WCRC Press, 2005.
26. Salim, A. A. 'In-orbit performance of Lockheed Martin's Electrical Power System for A2100 Communication Satellite / A. A. Salim // AIAA Proceedings of the 35th International Energy Conversion Engineering Conference. – 2000. – No 1-AP-SP-1.
27. Greenwood, C. SS/L's Super Power Subsystem Development and Application on the 1300 Family of Spacecraft / C. Greenwood, S. Lenhart // AIAA, 12–15 May 2002. – 2002. – Vol. 1.
28. Spacecraft Power System Technologies / Qi Chen, Zhigang Liu, Xiaofeng Zhang, Liying Zhu. – Singapore: Beijing Institute of Technology Press and Springer Nature Singapore Pte Ltd., 2020.
29. Гордеев, К. Г. Способ управления АРК в высоковольтной СЭС повышенной мощности с секционированной солнечной батареей / К. Г. Гордеев, С. П. Черданцев, Ю. А. Шиняков // Электронные и электромеханические системы и устройства: сб. науч. тр. НПЦ "Полюс". – 2001. – С. 36–41.
30. Черданцев, С. П. Управление энергопреобразующими устройствами системы электроснабжения с динамическим смещением диапазонов регулирования / С. П. Черданцев // Электронные и электромеханические системы и устройства: сб. науч. тр. НПЦ "Полюс". – С. 67–75.
31. Патент № 2308797 Российская Федерация. Способ управления стабилизатором напряжения секционированной солнечной батареи в автономной системе электроснабжения : заявл. 03.04.2006 : опубл. 20.10.2007 / Черданцев С. П., Гордеев К. Г., Шиняков Ю. А.
32. Шиняков, Ю. А. Способы управления энергопреобразующими устройствами системы электроснабжения автоматических космических аппаратов / Ю. А. Шиняков // Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета им. академика М. Ф. Решетнева. – 2006. – № 5. – С. 271–276.
33. Гордеев, К. Г. Управление импульсным преобразователем напряжения с компенсацией статической ошибки / К. Г. Гордеев, Ю. А. Шиняков, С. П. Черданцев // Электронные и электромеханические системы и устройства: сб. науч. тр. НПЦ "Полюс". – С. 58–67.
34. Патент № 2254606 Российская Федерация. Способ управления импульсным стабилизатором постоянного напряжения : заявл. 02.06.2003 : опубл. 20.06.2005 / Гордеев К. Г., Черданцев С. П., Шиняков Ю. А.

35. Мелешин, В. И. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии / В. И. Мелешин, Д. А. Овчинников. – М.: Техносфера, 2011. – 576 с.
36. Прямое цифровое управление в системе электропривода с распределенными параметрами / В. Т. Вишеревский, И. С. Стасенко, А. А. Корнеев, Г. С. Ленеvский // Вестник Белорусско-Российского университета. – 2014. – № 2 (43). – С. 123–131.
37. Ту, Ч. Разработка математических моделей, методов и алгоритмов цифрового управления режимами двигателей металлообрабатывающих станков: дис. на соискание ученой степени канд. техн. наук ; Национальный исследовательский университет "МИЭТ" / Ту Чжо. – М., 2014. – 151 с.
38. A Comparison between Digital and Analog Control for a Buck Converter / Radu Etz, Stefan R. Daraban, Dorin M. Petreus, Adina R Rusu // Warsaw IEEE Electronics Technology International Spring Seminar. – 2010.
39. Maksimovic, D. Impact of Digital Control in Power Electronics / D. Maksimovic, R. Zane, R. Erickson // Proceedings of the 16th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs. – 2004. – P. 13–22.
40. Liu, Y.-F. Digital Control of Switching Power Converters / Yan-Fei Liu, P C. Sen // Proceedings of the 2005 IEEE Conference on Control Applications Toronto, Canada, August 28–31, 2005. – 2005. – P. 635–640.
41. Ahmad, H. A DC-DC digitally controlled buck regulator utilizing firstorder Σ - Δ frequency discriminators / H. Ahmad, B. Bakkaloglu // Conf. Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC. – 2008. – P. 346–352.
42. Analysis of structures of energy conversion complexes of spacecraft power supply systems in development of their digital control systems / Kabirov V. A., Vintonyak N. P., Tyunin S. S. [et al.] // The 2nd International Scientific and Practical Conference on Innovations in Engineering and Technology 27–28 June 2019, Veliky Novgorod, Russian Federation, 2019: Materials Science and Engineering. – 2019. – Vol. 656.
43. Etz, R. An adaptive digital compensation design for buck converter topology / R. Etz, D. Petreus // Acta Technica Napocensis-Electronica-Telecomunicatii (Electronics and Telecommunications). – 2011. – Vol. 52, No 2. – P. 32–37.
44. Peterchev, A. V. Quantization resolution and limit cycling in digitally controlled PWM converters / A. V. Peterchev, S. R. Sanders // IEEE Transactions on power electronics. – Jan. 2003. – Vol. 18, No 1.

45. Prodic, A. Design and implementation of a digital PWM controller for a high-frequency switching DC-DC power converter / A. Prodic, D. Maksimovic, R. W. Erickso // IECON'01: The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. – 2001. – DOI 10.1109/IECON.2001.975878.
46. Space X. Application for Fixed Satellite Service by Space Exploration Holdings, LLC SATMOD-20200417-00037 / SATMOD2020041700037 (англ.): FCC Report (17 апреля 2020).
47. Fu, Ming. New Electrical Power Supply System for All-Electric Propulsion Spacecraft / Ming Fu, Donglai Zhang, Tiejai Li // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 2017. – Vol. 53, No 5. – P. 2157–2166. – DOI 10.1109/TAES.2017.2683638.
48. Hong-yu, Zhu. Overview of Architectures for Satellite's Regulated Bus Power System / Zhu Hong-yu, Zhang Bo-wen, Zhang Dong-lai // 1st China International Youth Conference on Electrical Engineering (CIYCEE). – 2020. – DOI 10.1109/CIYCEE49808.2020.9332665.
49. Mavis, David G. Employing radiation hardness by design techniques with commercial integrated circuit processes / David G. Mavis, David R. Alexander // 16th DASC. AIAA/IEEE Digital Avionics Systems Conference. Reflections to the Future: Proceedings. – 1997. – P. 2.1–15. DOI 10.1109/DASC.1997.635027.
50. Краснобаев, Ю. В. Определение допустимых значений выходного импеданса автономной системы электропитания / Ю. В. Краснобаев, И. Н. Пожаркова // Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета им. академика М.Ф. Решетнева. – 2007. – Т. 3, № 16. – С. 91–96.
51. Пожаркова, И. Н. Формирование требований к выходному импедансу систем электропитания космических аппаратов: дис. ... канд. техн. наук / Пожаркова Ирина Николаевна ; Сибирский государственный университет. – Красноярск, 2009. – 147 с.
52. A power conditioning unit for high power geo satellites based on the sequential switch-ing shunt series regulator / A. Garrigos, J. A. Carrasco, J. M. Blanes, E. Sanchis-Kilders // IEEE MELECON Elec-trotechnical Conference, May 16–19, 2006. – 2006. – P. 1186–1189.
53. ESA PSS-02-10. –1992. – Nov. – Vol. 1, is. 1.
54. JERG-2-200-TP001 Electrical design / Japan Aerospace Exploration Agency. – 2017. – P. 96.
55. O'Sullivan, D. PWM conductance control / D. O'Sullivan, H. Spruyt, A. Crausaz // PESC '88 Record., 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. – 1988. – DOI 10.1109/pesc.1988.18154.
56. Cazzell, G. A. Output Impedance in PWM Buck Converter : diss. ... of Doctor of Philosophy / Gregory A. Cazzell. – Wright State University, 2009. – 172 p.

57. Ahmadi, R. Closed-loop input and output impedances of DC-DC switching converters operating in voltage and current mode control / R. Ahmadi, D. Paschedag, M. Ferdowsi // IECON 2010 – 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 7–10 November 2010. – 2010. – DOI 10.1109/iecon.2010.5675123.
58. Steenis, J. Details on compensating voltage mode buck regulators / J. Steenis // Power Management Design Line. – 2006. – Sept. 4.
59. Dixon, L. Average current mode control of switching power supplies : Unitrode Application Note U-140 / Lloyd Dixon. –Texas Instruments, Inc., 1997.
60. Двухнаправленный вольтодобавочный преобразователь с мягким переключением для систем электропитания / А. В. Осипов, И. С. Шемолин, А. А. Лопатин, Р. А. Латыпов // Доклады ТУСУРа. – 2018. – Т. 21, № 2. – С. 108–117.
61. Реализация двухконтурной системы управления энергопреобразующим комплексом в режиме стабилизации выходного напряжения каналом преобразования энергии аккумуляторной батареи / В. П. Винтоняк, В. Д. Семенов, В. А. Кабиров [и др.] // Доклады ТУСУР. – 2018. – Т. 21, № 4-1. – С. 61–70.
62. Шрейнер, Р. Т. Системы подчиненного регулирования электроприводов. Ч. 1: Электроприводы постоянного тока с подчиненным регулированием координат: учеб. пособие для вузов / Р. Т. Шрейнер. – Екатеринбург: Изд-во Урал. гос. проф.-пед. ун-та, 1997. – 279 с.
63. Blough, D. M. A Comparison of Voting Strategies for Fault-Tolerant Distributed Systems / D. M. Blough, G. F. Sullivan // IEEE symposium on Reliable Distributed Systems. – Oct. 1990. – P. 136–145.
64. Патент № 2204164 Российская Федерация. Медианный идентификатор : заявл. 19.04.2002 : опубл. 10.05.2003 / Андреев Д. В.
65. Patent 3600599. Shunt regulation electric power system : appl. granted 17.08.1971 / Wright W. H., Verdes P., Biess J. J., Park C.
66. Patent № US3706044A. Analog majority voting circuit : appl. granted 12.12.1972 / Hintze M. M., Mari J. P., Mcdaniel R. F., Evel E. A.
67. Patent № US10102180B2. Majority circuit : application filed by Hitachi Ltd. 25.11.2015 / Takuya Okuyama, Masanao Yamaoka.
68. Namazi, A. Highly Reliable A/D Converter Using Analog Voting / A. Namazi, S. Askari, M. Nourani // Computer Design: IEEE International Conference, 12–15 Oktober 2008. – 2008. – DOI 10.1109/ICCD.2008.4751882.

69. Патент № 961147 Российская Федерация. Трехканальный аналоговый мажоритарный элемент : заявл. 03.02.1981 : опубл. 23.09.1982 / Козлов Р. А., Кучеров В. К., Татаринов К. А.
70. Патент № 3691585 Российская Федерация. Трехканальный мажоритарный усилитель : заявл. 1984 / Терехин Б. Ю., Вихарева Т. И., Колдин В. Н.
71. Патент № 2141130 Российская Федерация. Мажоритарное устройство : заявл. 20.04.1998 : опубл. 10.11.1999 / Дорофеев В.Б.
72. Патент № 1674168 Российская Федерация. Устройство для воспроизведения функции медианы : заявл. 22.08.1989 : опубл. 30.08.1991 / Волгин Л.И.
73. Fu, M. New electrical power supply system for all-electric propulsion spacecraft / M. Fu, D. Zhang, T. Li // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 2017. – Vol. 53, No 5. – P. 2157–2166.
74. Патент № 2172516 Российская Федерация. Ранговый фильтр : заявл. 28.04.2000 : опубл. 20.08.2001 / Андреев Д. В.
75. Klein, J. Model-driven engineering / J. Klein, H. Levinson, J. Marchetti // Automatic code generation and beyond. – Carnegie-mellon univ. Pittsburgh PA Pittsburgh United States, 2015.
76. HDL Coder. MathWorks. – URL: <https://www.mathworks.com/products/hdl-coder.html> (дата обращения: 09.08.2022).
77. FPGA-in-the-Loop. MathWorks. – URL: [https://www.mathworks.com/help/visionhdl/ug/fpga-in-the-loop.html#:~:text=FPGA%2Din%2Dthe%2Dloop%20\(FIL\)%20enables%20you,against%20Simulink%20or%20MATLAB%20algorithms](https://www.mathworks.com/help/visionhdl/ug/fpga-in-the-loop.html#:~:text=FPGA%2Din%2Dthe%2Dloop%20(FIL)%20enables%20you,against%20Simulink%20or%20MATLAB%20algorithms) (дата обращения: 09.08.2022).
78. Junhong, Zhang. Bidirectional DC-DC con-verter modeling and unified controller with digital implementation / Z. Junhong, L. Jih-Sheng, Yu Wensong // Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC 2008: Twenty-Third Annual IEEE. – 2008.
79. Zhang, Junhong. Bidirectional DC-DC power converter design optimization, modeling and control: dis. Doctor of Philosophy In Electrical Engineering / Junhong Zhang. – Blacksburg, Virginia, 2008.
80. Кобзев, А. В. Модуляционные источники питания РЭА / А. В. Кобзев, Г. Я. Михальченко, Н. М. Музыченко. –М.: Радио и связь, 1990. – 166 с.
81. Methodology to synthesis of digital regulator for solar battery energy con-version channel in the spacecraft power supply system / Yu. A. Shinyakov, V. D. Semenov, V. A. Kabirov [et al.] // International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON), September 2017. – DOI 10.1109/SIBIRCON.2017.8109903.

82. Усилители сигналов для моделей реального времени / Ю. С. Боровиков, А. В. Кобзев, В. Д. Семенов [и др.] // Доклады ТУСУР. – 2013. – Т. 2, № 28. – С. 70–80.
83. Двухнаправленный вольтодобавочный преобразователь с активным выпрямителем для заряда-разряда аккумулятора в системах электропитания / А. В. Осипов, И. С. Шемолин, В. Н. Школьный, Р. А. Латыпов // Доклады ТУСУР. – 2018. – Т. 21, № 1.
84. Калжанов, К. Ж. Расчет и моделирование вольтодобавочной схемы зарядно-разрядного устройства / К. Ж. Калжанов, В. А. Кабиров, В. Д. Семенов // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР. – 2022. – Вып. 3. – С. 133–137.
85. Bi-directional DC to DC Converters for Fuel Cell Systems / K. Wang, C. Y. Lin, L. Zhu [et al.] // Power Electronics in Transportation (Cat. No.98TH8349), 22–23 October 1998. – DOI 10.1109/PET.1998.731056.
86. Overview and Comprehensive Comparative Evaluation of Current-Fed Isolated Bidirectional DC/DC Converter / Xuewei Pan, Hongqi Li, Yitao Liu [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2019. – DOI 10.1109/TPEL.2019.2931739.
87. Methodology to synthesis of digital regulator for solar battery energy conversion channel in spacecraft power supply system / Ya. A. Shinyakov, V. D. Semenov, V. A. Kabirov [et al.] // 2017 International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON 2017): Conference Proceedings.– Novosibirsk: Institute of Computational Mathematics and Mathematical Geophysics, 2017. – P. 346–350.
88. Li, Fang. Control loop design of sequential switching shunt regulator considering the influence of double section functioning / Fang Li, Xiaojie You, Yan Li // IET Power Electron. – 2014. – Vol. 7. – P. 998–1007.
89. Токовый преобразователь энергии солнечной батареи в системе электропитания космических аппаратов / Ю. М. Казанцев, К. Г. Гордеев, А. Ф. Лекарев [и др.] // Известия ТПУ. – 2011. – Т. 319, № 4. – С. 148–153.
90. Амелина, М. А. Построение непрерывных моделей импульсных преобразователей постоянного напряжения / М. А. Амелина, С. А. Амелин // Практическая силовая электроника. – 2019. – Т. 75, вып. 3. – С. 20–28.
91. Амелина, М. А., Амелин, С. А., Фролов, О. А. Усовершенствование непрерывной модели импульсного регулятора напряжения // Вестник МЭИ. – 2016. – Вып. 2. – С. 70–74.
92. Абдул, М. А. Х. Непрерывная линейная модель импульсного преобразователя постоянного тока / М. А. Х. Абдул, Ю. Н. Петренко // Наука и техника. – 2005. – Вып. 2. – С. 53–56.

93. Непрерывные модели импульсных источников вторичного электропитания / С. А. Амелин, М. А. Амелина, С. В. Дроздецкий, И. В. Якименко // Математические методы в технологиях и технике. – 2021. – Вып. 4. – С. 100–106.
94. Коршунов, А. Методика построения непрерывных моделей импульсных преобразователей напряжения постоянного тока / А. Коршунов // Компоненты и технологии. – 2006. – Вып. 61. – С. 124–130.
95. Капустин, И. В. Обобщенная непрерывная модель импульсного понижающего преобразователя как объекта управления / И. В. Капустин, А. В. Лукашенко // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. – 2013. – № 2. – С. 136–145.
96. Капустин, И. В. Математическое моделирование и анализ импульсного повышающего преобразователя напряжения / И. В. Капустин, А. В. Лукашенко // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. – 2013. – № 2. – С. 126–135.
97. Кобзев, А. В. Применение метода коммутационных разрывных функций для построения математических моделей силовых преобразователей / А. В. Кобзев, В. Д. Семенов, Е. К. Фединых // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2 (24), ч. 3. – С. 58–63.
98. Generalized Averaging Method for Power Conversion Circuits / Seth. R. Sanders, J. Mark. Noworolski, Z. Liu Xiaojun, George C. Verghese // IEEE Trans. Power Electron. – 1991. – Vol. 2, No 2.
99. Кабиров, В. А. Цифровой широтно-импульсный модулятор с асинхронным изменением содержимого регистра сравнения и малым временем запаздывания / В. А. Кабиров, В. Д. Семенов, Н. П. Винтоняк // Актуальные проблемы электронного приборостроения АПЭП-2018: тр. XIV междунар. науч.-техн. конф.: в 8 т. – 2018. – С. 150–156.
100. Источники вторичного электропитания / С. С. Букреев, В. А. Головацкий, В. А. Гулякович [и др.] ; под ред. Ю. И. Конева. – М.: Радио и связь, 1983. – 280 с.
101. Kabirov, V. A. A digital control system for the power conditioning unit of spacecraft / V. A. Kabirov, V. D. Semenov, Y. A. Shinyakov // International Review of Aerospace Engineering. – 2019. – Vol. 12, No 1. – P. 26.
102. Патент № 2172516 С1 Российская Федерация, МПК G06G 7/52. Ранговый фильтр : № 2000111009/09 : заявл. 28.04.2000 : опубл. 20.08.2001 / Д. В. Андреев ; заявитель Ульяновский государственный технический университет.
103. Mil Qualified & DSCC Certified SMPS Capacitor Assemblies : Datasheet / API Technologies corp. – Электронные данные. – Режим доступа: SMPSCapacitors.pdf.

104. SMPS Stacked MLC Capacitors [Электронный ресурс] : Datasheet / Kyocera AVX. – Электронные данные. – Режим доступа: SM-Style.pdf.
105. Bi-directional DC to DC Converters for Fuel Cell Systems / K. Wang, C. Y. Lin, L. Zhu [et al.] // Power Electronics in Transportation. – 1998. – P. 47–51.
106. Comparing Bus Solution / Falk Aliche, Matthias Feulner, Frank Dehmelt [et al.] // Texas Instruments Incorporated: Application Report SLLA067C : March 2000 – Revised August 2011.
107. Datasheet SN55LVDS33-SP High-Speed Differential Receiver datasheet (Rev. C) / SGLS393C. – MARCH 2008 – REVISED MARCH 2012.
108. Divya, Duvvuri. 100-Mbps Transceiver for Enhanced MIL-STD-1553 / Duvvuri Divya, Sankara Rao P., J. Chattopadhyay Vijaya // 2014 IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems (APCCAS). – DOI 10.1109/APCCAS.2014.7032783.
109. Kim, Dong-Seong. MIL-STD-1553 Protocol in High Data Rate Applications / Dong-Seong Kim, Hoa Tran-Dang // Industrial Sensors and Controls in Communication Networks. – 2019. – DOI 10.1007/978-3-030-04927-0_6.
110. Epperly, Michael. Galvanically isolated SpaceWire / Michael Epperly, Steven Torno // 2014 International SpaceWire Conference (SpaceWire). – DOI 10.1109/SpaceWire.2014.6936242.
111. Texas Instruments Incorporated Application Report Comparing Bus Solutions // SLLA067C. – March 2000 – Revised August 2017.
112. ГОСТ IEC 61188-1-2-2013. Печатные платы и печатные узлы. Проектирование и применение. Часть 1-2. Общие требования. Контролируемое волновое сопротивление : дата введения 2015-03-01. – М.: Стандартинформ, 2014..
113. Медведев, А. Н. Материалы для гибких печатных плат / А. Н. Медведев // Технологии в электронной промышленности. – 2011. – № 3. – С. 24–31.
114. Расчет импеданса. – URL: https://www.pcbway.ru/pcb_prototype/impedance_calculator.html.
115. Awedh, Mohammad H. Design and FPGA Implementation of UART Using Microprogrammed Controller / Mohammad H. Awedh, Ahmed Mueen // Sch. J. Eng. Tech. – 2015.
116. Серяпин, А. Некоторые особенности управления GaN-транзисторами / А. Серяпин // Силовая электроника. – 2018. – № 5.
117. A classification and evaluation of paralleling methods for power supply modules / S. Luo, Z. Ye, R. Lin, F. C. Lee // Proc. of IEEE PESC'99 Conference. – 1999. – Vol. 2. – P. 901–908.
118. Huang, Y. Circuit theoretic classification of parallel connected DC-DC converters / Y. Huang, C. K. Tse // IEEE Trans. Circuits Syst. – 2007. – Vol. 54, No 5. – P. 1099–1108.

119. Patent № US4074146A. Load sharing modular power supply system : application filed by Burroughs Corp. 01.03.1976 / Buonavita C. E.
120. System model of the sequential switching shunt series regulator for spacecraft regulated high power busses / A. Garrigos, J. Rubiato, J. A. Carrasco, L. E. Sdnchis-Kilders // Power Electronics Specialists Conference PESC 04: IEEE 35th Annual. – 2004. – Vol. 4.
121. Морозов, В. Проблемы устойчивости работы DC/DC- и AC/DC-преобразователей с управлением по пиковому току / В. Морозов // Электронные компоненты. – 2008. – Т. 8. – С. 21–33.
122. Cattopadhyay, S. A digital current-mode control technique for DC-DC converter / S. Cattopadhyay, S. Das // IEEE Transactions on power electronics. – 2006. – Vol. 21, No 6.
123. Теория автоматического управления / В. Н. Брюханов, М. Г. Косов, С. П. Протопопов [и др.]. – 3-е изд. – М.: Высшая школа, 2000. – С. 208–210.
124. Патент № 1840114 Российская Федерация. Система электропитания : заявл. 17.10.1979 / Шиняков Ю. А., Чернышев А. И., Гордеев К. Г.
125. Патент № 95191 Российская Федерация. Автономная система электроснабжения с секционированной солнечной батареей : заявл. 24.02.2010 : опубл. 10.06.2010 / Гордеев К. Г., Наркевич В. В., Романенко А. С., Тевелевич Я. М., Шевченко В. Г.
126. Otero, J. Modular PCDU product line for LEO applications / J. Otero, E. Lapena, P. Simon // Proc. '9th European Space Power Conference', Saint Raphaël, France, 6–10 June 2011 (ESA SP-690, October 2011).
127. Денисенко, В. Аппаратное резервирование в промышленной автоматизации / В. Денисенко // Современные технологии автоматизации. – 2008. – № 2.
128. Patent № 3600599. Shunt regulation electric power : application filed by TRW Inc. 03.10.1968 / Biess J. J., Park C.
129. Гуревич, В. И. Надежность микропроцессорных устройств релейной защиты: мифы и реальность / В. И. Гуревич // Проблемы энергетики. – 2008. – № 5-6.
130. Patent № US20090296433 A1. Circuit and topology for very high reliability power electronics system : application filed by General Electric Co. 29.05.2008 / Sihler C. M., Roesner R. 2008.
131. Parham, B. Voting Networks / B. Parham // IEEE Transactions on reliability. – 1991. – Vol. 40, No 3.
132. Баушев, В. С. Математическое моделирование и автоматизация проектирования электронных схем : учеб. пособие. – 2-е изд. / В. С. Баушев. – Томск: Изд-во ТУСУР, 2002.

133. Михальченко, Г. Я. Математические модели импульсных систем преобразования энергии / Г. Я. Михальченко, С. Г. Михальченко. – Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2013. – 159 с.
134. Цыпкин, Я. Я. Теория нелинейных импульсных систем / Я. З. Цыпкин, Ю. С. Попков. – М.: Наука, 1973. – 416 с.
135. Мелешин, В. И. Транзисторная преобразовательная техника / В. И. Мелешин. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.
136. Проектирование ключевых источников электропитания : пер. с англ. / П. Четти. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 240 с.
137. Qian, Z. Modeling And Design Of Multi-port DC/DC: dis. Doctor of Philosophy / Zhijun Qian. – Orlando, Florida, 2010.
138. Двухнаправленный вольтодобавочный преобразователь с мягким переключением для систем электропитания / А. В. Осипов, И. С. Шемолин, А. А. Лопатин, Р. А. Латыпов // Доклады ТУСУРа. – 2018. – Т. 21, № 2. – С. 108–117.
139. Двухнаправленный вольтодобавочный преобразователь с активным выпрямителем для заряда-разряда аккумулятора в системах электропитания / А. В. Осипов, И. С. Шемолин, В. Н. Школьный, Р. А. Латыпов // Доклады ТУСУР. – 2018. – Т. 21, № 1.
140. Нелинейные системы. Частотные и матричные неравенства / А. Х. Гелиг, Г. А. Леонов, А. Л. Фрадков, И. Л. Легостаева. – М.: Физматлит, 2008. – 606 с.
141. Цыпкин, Я. З. Теория линейных импульсных систем / Я. З. Цыпкин. – М.: Физматгиз, 1963. – 968 с.
142. Широтно-импульсная модуляция: (Анализ и применение в магнитной записи) / Н. Н. Слепов, Б. В. Дроздов ; под общ. ред. А. А. Булгакова. – М.: Энергия, 1978. – 191 с.
143. Ионкин, П. А. Анализ спектра для широтно-импульсной модуляции первого рода / П. А. Ионкин, Л. Е. Смольников, А. Ф. Мишачев // Электротехника. – 1973. – Т. 1. – С. 1–4.
144. Усышкин, Е. И. Спектры напряжений инверторов с широтно-импульсной модуляцией / Е. И. Усышкин // Электричество. – 1969. – Т. 1. – С. 48–52.
145. Zhang, Z. Bidirectional DC-DC Power Converter Design Optimization, Modeling and Control: dis. Doctor of Philosophy In Electrical Engineering / Zhang Z. – 2008. – 135 p.
146. Ханов, В. Х. Обзор технических решений для разработки бортового комплекса управления типа "Система на кристалле" для сверхмалого космического аппарата / В. Х. Ханов, Т. В. Бородина, А. Н. Антамошкин // Вестник СибГАУ. – 2014. – № 5(57). – С. 153–166.

147. ГОСТ Р 52070-2003. Интерфейс магистральный последовательный : дата введения 2004-01-01. – М.: Госстандарт России, 2003. – 23 с.
148. Interface Circuits for TIA/EIA-644 (LVDS) [Электронный ресурс] // Design Notes. Texas Instruments. – 2002. – URL:<http://www.ti.com/lit/an/slla038b/slla038b.pdf> (дата обращения: 25.07.2017).
149. LVDS Owner's Manual. A General Design Guide for National's Low Voltage Differential Signaling (LVDS) and Bus LVDS Products. – 2nd ed. – National Semiconductor, 2000.
150. Патент 2204164 Российская Федерация. Медианный идентификатор : заявл. 19.04.2002 : опубл. 10.05.2003 / Андреев Д. В.
151. А. с. № 961147 СССР. Терхканальный аналоговый мажоритарный элемент : заявл. 03.02.1981 : опубл. 23.09.1982 / Козлов Р. А., Кучеров В. К., Татаринов К. А.
152. Попович, А. Применение технологии разработки «систем на кристалле» на платформе ПЛИС / А. Попович // Компоненты и технологии. – 2004. – № 4. – С. 114–116.
153. O'Sullivan, D. The Sequential Switching Shunt Regulator (S3R) / D. O'Sullivan, A. Weinberg // Proceeding of SPCS. – 1977.
154. A power conditioning unit for high power GEO satellites based on the sequential switching shunt series regulator / A. Garrigos, J. A. Carrasco, J. M. Blanes, E. Sanchis-Kilders // MELECON 2006 – IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference. – Malaga, Spain, 2006. – DOI 10.1109/MELCON.2006.1653313.

Приложение А

Скрипт для получения частотных характеристик канала зарядно-разрядного устройства

```

%% Вольтодобавочная двухмостовая схема преобразователя
%description:
%   Функция возвращает одну из передаточных функций канала ЗРУ для
%   определенной рабочей точки. Параметру func определяет тип
%   возвращаемой передаточной функции, параметры IBS, UAB, RN и CountMSN
%   определяют рабочую точку, CountMSN параллельно работающих ЗРУ.
%
%param:
%IBS - ток солнечной батареи. Число с плавающей точкой
%UAB - напряжение на аккумуляторной батарее в вольтах. Число с плавающей
%   точкой от 55 В до 96 В.
%RN - сопротивление нагрузки в омах. Число с плавающей точкой. Минимальное
%   значение 200 Ом.
%func "NeSkorRazI" - Результат передаточная функция нескорректированного
%   разомкнутого контура по току
%   "KorI" - Результат передаточная функция корректирующего звена по
%   току
%   "SkorRazI" - Результат передаточная функция скорректированного
%   разомкнутого контура по току
%   "SkorZamI" - Результат передаточная функция скорректированного
%   замкнутого контура по току
%   "NeSkorRazU" - Результат передаточная функция нескорректированного
%   разомкнутого контура по напряжению
%   "KorU" - Результат передаточная функция корректирующего звена по
%   напряжению
%   "SkorRazU" - Результат передаточная функция скорректированного
%   разомкнутого контура по напряжению
%   "Zout" - Результат передаточная функция выходного импеданса
%CountMSN - Количество каналов МСН. Целое число
function W=Wab_2 (IBS,UAB, RN, func, CountMSN)
%% Объявление переменных с исходными данными

Uab = UAB;% Напряжение на аккумуляторной батарее
U = 100; % Напряжение на шине 100 В
Ibs = IBS; % Входной ток солнечной батареиibode
C3 = CountMSN*180E-6; % Выходная емкость канала БС
RL1 = 11e-3; % Паразитное сопротивление дросселя
L1 = 50E-6; % Индуктивность дросселя
Rn = RN; % Сопротивление нагрузки
Ki = 0.107; % Коэффициент преобразования датчика тока
Ku = 0.0091; % Коэффициент преобразования датчика напряжения

D=U/Uab*(1+RL1/Rn)-(Ibs*RL1/Uab)-1;
disp(D)
%% Создание модели передаточной функции разомкнутой нескорректированной САР
W1=tf(Rn,[Rn*C3 1]);
W2=(1/RL1)*tf(1,[L1/RL1 1]);
W3=W2/(1+W2*W1);
Z0=tf(1,[L1*C3 L1/Rn 1]); % Выходной импеданс импульсного
% регулятора с разомкнутыми ОС
Wis=Ki*tf(1,1,'InputDelay',1e-6); % Передаточное звено датчика
% тока
Wus=Ku*tf(1,1,'InputDelay',1e-6); % Передаточное звено датчика
% напряжения
Wm=tf(1,1,'InputDelay',1e-6); % Передаточное звено ЦШИМ-2

```



```

Wshu=tf(1,1,'InputDelay',1e-6); % Передаточное звено цифровой
                                % шины управления

%% Определение передаточных функций

W = Uab*W3*W1; % Разомкнутый контур ОС
W = Uab*W3*Wis*Wm; % Разомкнутый нескорректированный контур по току
if(func == "NeSkorRazI")
    return;
end

Wi=6131.1*tf(1,[1 0])*tf([9.5e-5 1],[3.2e-6 1]); % Корректирующее звено
                                                    % контура тока
if(func == "KorI")
    return;
end

W=Uab*W3*Wm*Wis*Wi; % Разомкнутый скорректированный контур по току

if(func == "SkorRazI")
    return;
end

Ai=W;

Wiz=Uab*W3*Wm*Wi/(1+Uab*W3*Wm*Wis*Wi); % Замкнутый скорректированный
                                           % контур по току
W = Wiz;
if(func == "SkorZamI")
    return;
end

W=CountMSN*Wiz*W1*Wus*Wshu; % Разомкнутый нескорректированный контур
                              % по напряжению
if(func == "NeSkorRazU")
    return;
end

Wu=26124*tf(1,[1 0])*tf([0.00227 1],[2.12e-6 1]); % Корректирующее звено
                                                    % контура напряжения
W = Wu;
if(func == "KorU")
    return;
end

W=CountMSN*Wiz*W1*Wus*Wshu*Wu; % Разомкнутый скорректированный контур
                              % по напряжению
if(func == "SkorRazU")
    return;
end

Au=W;

Zout=((1-Z0/(1+Ai))*W1)/(1+Au); % Выходной импеданс ЗРУ
W = Zout;
if(func == "Zout")
    return;
end

```

end

Приложение Б

Скрипт для получения частотных характеристик канала регулятора солнца

```

%% Шунтовой преобразователь напряжения
%description:
%   Функция возвращает одну из передаточных функций канала БС для
%   определенной рабочей точки. Параметр func определяет тип
%   возвращаемой передаточной функции, параметры IBS, RN
%   определяют рабочую точку.
%
%param:
%IBS - ток солнечной батареи. Число с плавающей точкой
%RN  - сопротивление нагрузки в омах. Число с плавающей точкой. Минимальное
%      значение 200 Ом.
%func
%   "NeSkorRazU" - Результат передаточная функция нескорректированного
%                 разомкнутого контура по напряжению
%   "KorU"       - Результат передаточная функция корректирующего звена по
%                 напряжению
%   "SkorRazU"   - Результат передаточная функция скорректированного
%                 разомкнутого контура по напряжению
%   "SkorZamU"   - Результат передаточная функция скорректированного
%                 замкнутого контура по напряжению
%   "Zout"       - Результат передаточная функция выходного импеданса
%CountMSN -      Количество каналов МСН. Целое число
function W=Wbs( IBS, RN, func, CountMSN)
%% Объявление переменных с исходными данными
global Rn Ibs U RL1 R1

U=100;           % Напряжение на шине 100 В
Ibs=IBS;        % Входной ток солнечной батареи
C1=160E-9;      % Входная емкость канала БС
C2=160E-9;      % Входная емкость канала БС
C3=CountMSN*180E-6; % Выходная емкость канала БС
RL1=0.033;      % Паразитное сопротивление дросселя
R1= 27;         % Сопротивление демпфирующего резистора
L1=170E-6;     % Индуктивность дросселя
Rn=RN;          % Сопротивление нагрузки
Ku = 0.0091;    % Коэффициент преобразования датчика напряжения

%% Определение рабочей точки CAP
x = [0,0,0,0];
X = fsolve(@WorkPoint, x);
Uc10 = X(1);
Uc20 = X(2);
I10 = X(3);
X0 = X(4)

%% Создание модели передаточной функции разомкнутой нескорректированной CAP
W1=tf(Rn, [Rn*C3 1]);
W2=tf(R1, [R1*C2 1]);
W3=(1/RL1)*tf(1, [L1/RL1 1]);
W4=tf(1, [C1 0])+W2;
W5=(W4*W3)/(1+W4*W3);
W6=(1-X0)*W5;
W7=U*W6/W4;
W8=(1-X0)*W6/W4;
W9=W7-I10;
W10 = W1/(1+W1*W8);

```

```

Wus=Ku*tf(1,1,'InputDelay',1e-6);           % Передаточная функция
                                              % датчика напряжения
Wm=tf(1,1,'InputDelay',1e-6);              % Задержка ШИМ-модулятора
Wshu=tf(1,1,'InputDelay',1e-6);           % Задержка шины управления

W = W9*W10*Wm*Wus*Wshu;                    % Передаточная функция разомкнутого
                                              % нескорректированного контура напряжения
if(func == "NeSkorRazU")
    return;
end

Wzu=-4e4*tf(1,[1 0])*tf([39e-4 1],[2.3e-6 1])*CountMSN;
W=Wzu;                                       % Передаточная функция корректирующего звена
                                              % контура обратной связи по напряжению
if(func == "KorU")
    return;
end

W = W9*W10*Wm*Wus*Wshu*Wzu;               % Передаточная функция разомкнутого
                                              % скорректированного контура напряжения
if(func == "SkorRazU")
    return;
end

W = W9*W10*Wm*Wshu*Wzu/(1+W);             % Передаточная функция замкнутого
                                              % скорректированного контура напряжения
if(func == "SkorZamU")
    return;
end

W=-W10/(1+W); % Выходной импеданс
if(func == "Zout")
    return;
end
end
function F=WorkPoint(X)
% X(1) - напряжение на входной емкости C1
% X(2) - напряжение на входной емкости C2
% X(3) - ток дросселя
% X(4) - значение управляющего сигнала
    global Rn U Ibs RL1 R1

    F(1) = Ibs - X(3);
    F(2) = Ibs - X(3)-X(2)/R1;
    F(3) = X(1) + X(2) - U*(1-X(4))-RL1*X(3);
    F(4) = X(3)*(1-X(4))-U/Rn;
end

```

Приложение В

Описание блоков испытательной имитационной модели

Имитационная модель аккумуляторных батарей

Имитационная модель аккумуляторных батарей АБ1–АБ7 (см. рисунок 3.39), представленных в виде подсистем SubSystem, приведена на рисунке В.1. Имитационная модель имеет один управляющий вход U_{AB} и два контакта физической модели АБ+ и АБ-.

Аккумуляторная батарея имитируется идеальным управляемым источником напряжения.

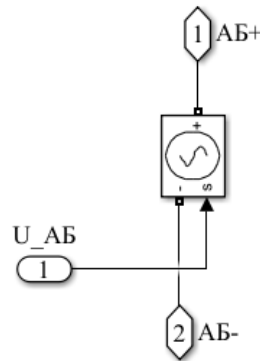


Рисунок В.1 – Имитационная модель аккумуляторной батареи

Имитационная модель солнечных батарей

Имитационная модель солнечных батарей БС1–БС14 (см. рисунок 3.39), представленных в виде подсистем SubSystem, приведена на рисунке В.2. Имитационная модель БС имеет один управляющий вход и два контакта физической модели БС- и БС+. Работа БС имитируется управляемым источником тока с параллельно включенным резистором сопротивлением 1 МОм.

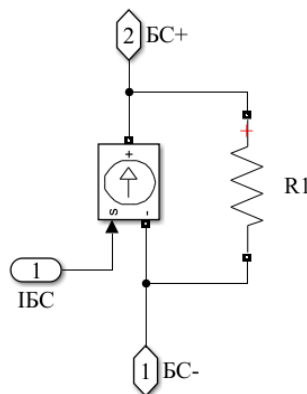


Рисунок В.2 – Имитационная модель
солнечной батареи

Имитационная модель нагрузки

Имитационная модель нагрузки Н (см. рисунок 3.39), представленная в виде подсистемы SubSystem, приведена на рисунке В.3. Имитационная модель нагрузки имеет один управляющий вход I_n , два измерительных выхода: ток нагрузки I_{n_out} и напряжение на нагрузке U_{n_out} , и два контакта физической модели С1 и С2. Работа нагрузки имитируется сопротивлением R_n и

управляемым источником тока. Сопротивление нагрузки выбрано из условия минимального потребления нагрузки 50 Вт при напряжении на шине 100 В, что составляет 200 Ом.

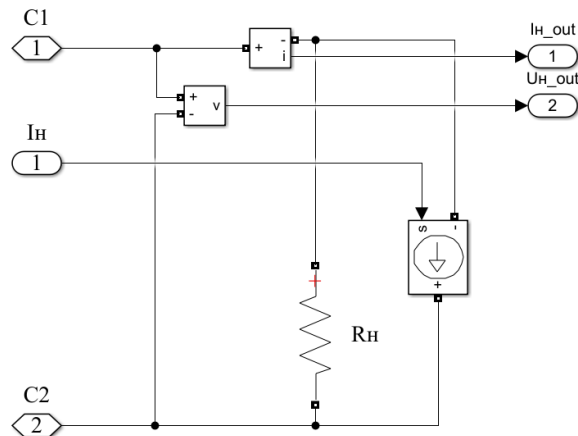


Рисунок В.3 – Имитационная модель нагрузки

Имитационная модель модуля стабилизации напряжения

Модули стабилизации напряжения в имитационной модели СЭП представлены одинаковыми подсистемами SubSystem MCH1–MCH7 (см. рисунок 3.39), имеющими четыре входных порта: ШУin, N, ТелеКом, ИСBin, два выходных порта: ШУout, ИСBout, и девять контактов физической модели: АБ+, БС1, БС2, GND, ON_ИПСН, OFF_ИПСН1, GND_ON_OFF (рисунок В.4). Входные порты: ШУin – вход цифрового интерфейса шины управления, N – сигнал номера МСН в ЭПК (определяемый аппаратно ШУ), ТелеКом – вход сигналов телекоманд включения и отключения ЭПК, ИСBin – вход цифрового интерфейса связи с БКУ. Выходные порты: ШУout – выход цифрового интерфейса шины управления, ИСBout – выход цифрового интерфейса связи с БКУ. Контакты физической модели: АБ+ – для подключения положительного контакта аккумуляторной батареи, контакты БС1 и БС2 – для подключения положительного контакта солнечной батареи 1 и 2 соответственно, GND – для подключения общей точки имитаторов источников, и контакты ON_ШУ, OFF_ШУ – для передачи сигнала включения/отключения по шине управления (ШУ), Н+, Н- – для подключения нагрузки.

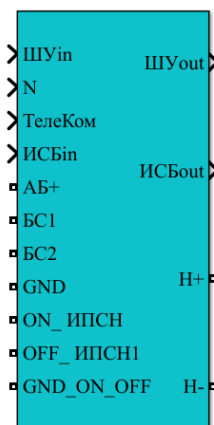


Рисунок В.4 – Блок модуля стабилизации напряжения

Имитационная модель подсистемы модуля стабилизации напряжения представлена на рисунке В.5. Она содержит все блоки в виде подсистем SubSystem, которые присутствуют в структурной схеме МСН (см. рисунок 2.2). Соответствие блоков структурной схемы МСН и имитационной модели приведено в таблице В.1.

Таблица В.1 – Соответствие блоков структурной схемы МСН подсистемам имитационной модели

Обозначение блока структурной схемы	Обозначение подсистемы имитационной модели
ИПСН	ИПСН
Ф100	Ф100
ДТ канала КЗРУ	ДТ_кЗРУ
КЗТ канала КЗРУ	КЗТ
М канала КЗРУ	М_кЗРУ1
ИПН канала КЗРУ	ИПН_кЗРУ
БУ канала КЗРУ	БК_кЗРУ
ИПН канала КРС1	ИПН_кБС1
М канала КРС1	М_кБС1
БУ канала КРС1	БУ_кБС1
ИПН канала КРС2	ИПН_кБС2
М канала КРС2	М_кБС2
БУ канала КРС2	БУ_кБС2
КЗН	КЗн
U _{оп}	U _{оп}
ДН	ДН
МЭ	МЭ
ПП	ЦИС
ЛК	ЛК
ПП БКУ	ЦИСБ
МАЦП	МАЦП
МС	ЦИС _{наЭПК}
СГ1М	–

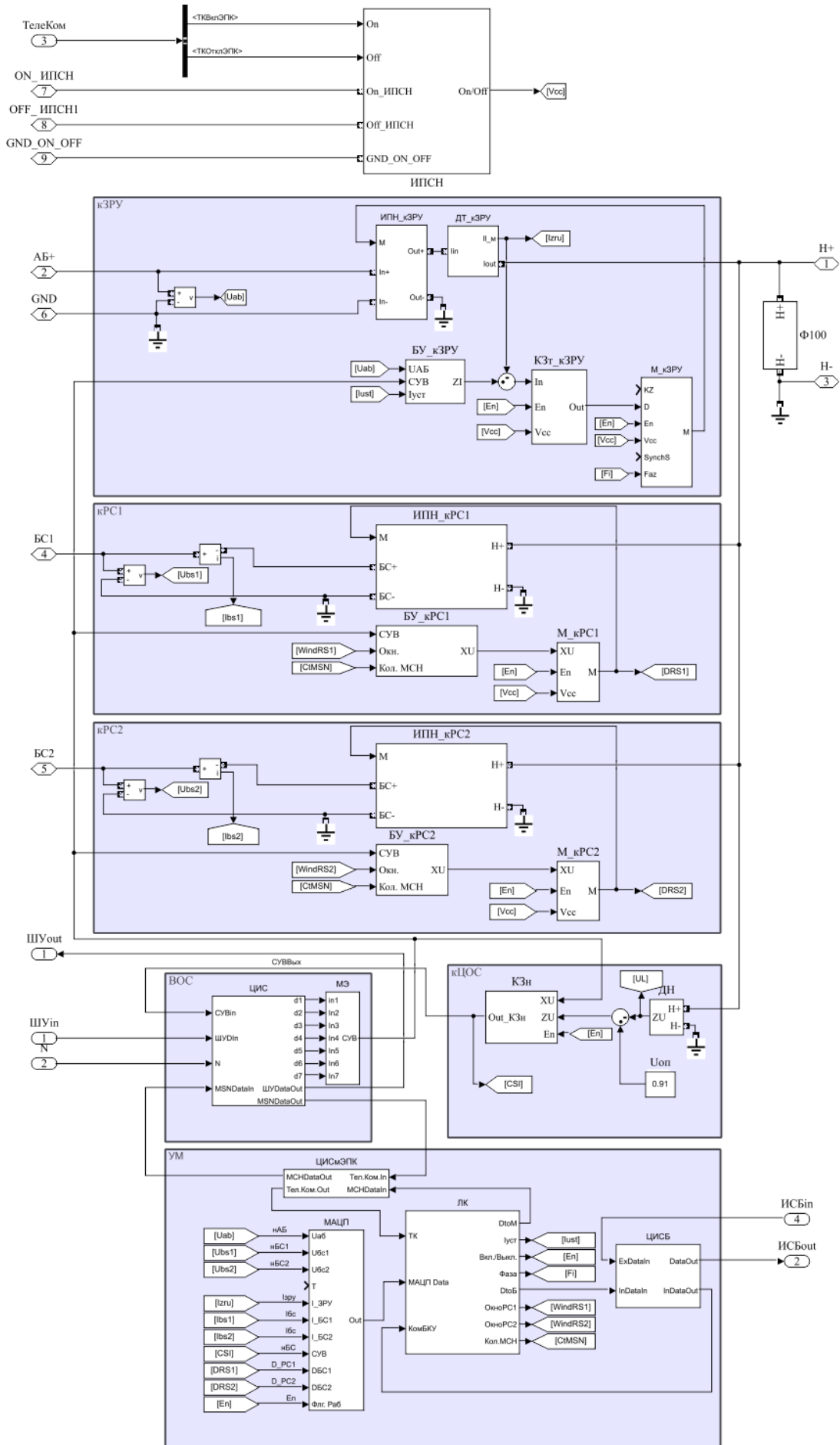


Рисунок В.5 – Имитационная модель МСН

Имитационная модель импульсного преобразователя напряжения канала кЗРУ (ИПН_кЗРУ)

Имитационная модель импульсного преобразователя напряжения канала кЗРУ представлена в виде нелинейной непрерывной модели (рисунок В.6). Описание преобразования импульсной имитационной модели силового преобразователя в нелинейную непрерывную модель представлено в подразд. 0.

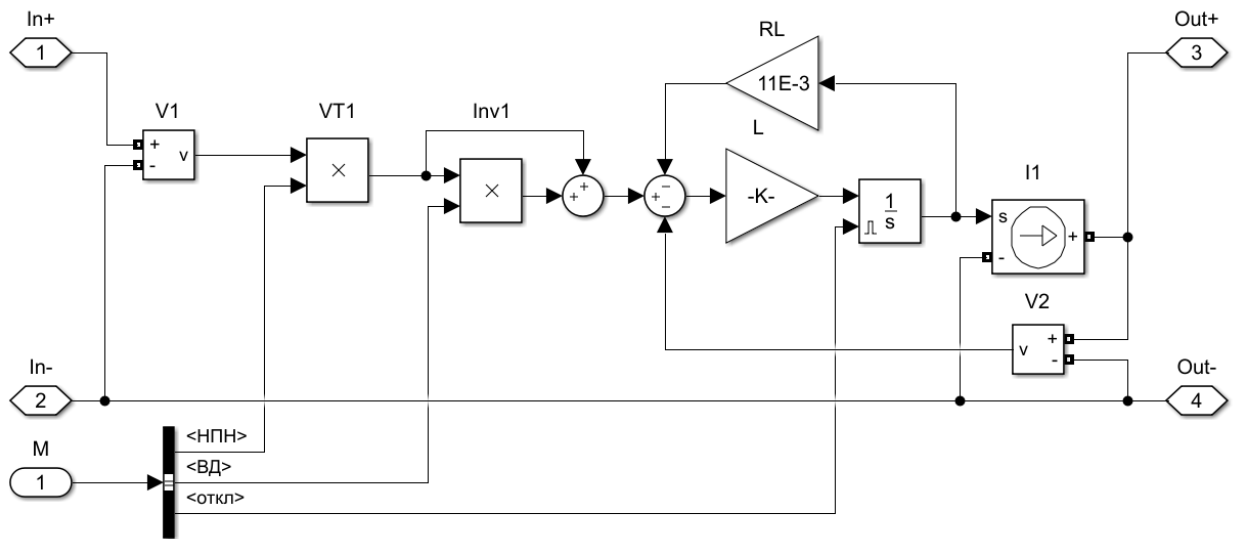


Рисунок В.6 – Имитационная модель импульсного преобразователя напряжения канала ЗРУ

Имитационная модель датчика тока канала кЗРУ (ДТ_кЗРУ)

Имитационная модель датчика тока канала кЗРУ представлена на рисунке В.7. Блок имеет выходной порт Π_m и два контакта физической модели I_{in} и I_{out} . Усилитель $K1$ имитирует работу измерительного канала тока, а линия задержки $Z1$ имитирует задержку, возникающую в АЦП. Коэффициент усилителя $K1$ выбран с таким условием, чтобы при максимальном токе канала ЗРУ 8,5 А (с учетом 10% запаса это соответствует 9,35 А) сигнал на выходе датчика тока соответствовал бы безразмерному значению – 1 (единице).

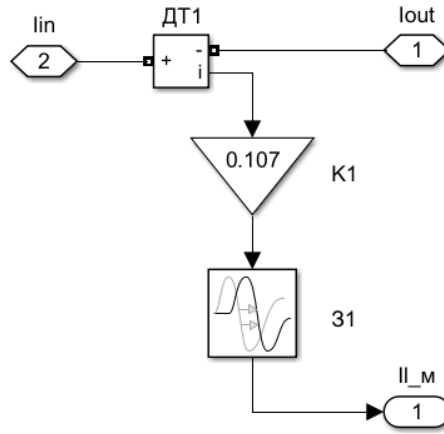


Рисунок В.7 – Датчик тока канала ЗРУ

Имитационная модель буферного усилителя канала кЗРУ (БУ_кЗРУ)

Имитационная модель буферного усилителя канала ЗРУ представлена на рисунке В.8. В соответствии с алгоритмом работы БУ канала ЗРУ он выделяет в исходном сигнале СУВ зоны работы ЗУ и РУ, а также масштабирует входной сигнал контура регулирования тока ЗРУ. Входной сигнал контура регулирования тока ЗРУ имеет рабочий диапазон от минус 1 до +1. Отрицательное значение сигнала соответствует реверсивному протеканию тока от выхода ЭПК в АБ (режим рЗУ), а положительное – прямому протеканию тока из АБ к выходу ЭПК (режим рРУ). При этом БУ имеет возможность изменять нижний предел насыщения для ограничения максимального тока заряда АБ согласно значению уставки тока заряда. В силу того, что в канале ЗРУ датчик тока измеряет выходной ток канала, а не ток, протекающий в АБ, то сигнал уставки тока заряда пересчитывается к значению нижнего предела согласно следующему выражению

$$X_{\text{нп}} = \frac{I_{\text{уст}} U_{\text{АБ}}}{100} \cdot K_{\text{ДТ}}. \quad (\text{В.1})$$

Выделение диапазона и масштабирование сигнала СУВ осуществляется блоками S1, C1, A1. Ограничение диапазона вычисленного сигнала производится блоком Saturation Dynamic SD1, на входной порт up, который определяет верхнее значение уровня насыщения блока, подается значение 1 от блока C2, а на входной порт lo, определяющий нижнее значение уровня насыщения блока, подается значение $X_{\text{нп}}$, вычисленное множителем M1 и усилителем A2.

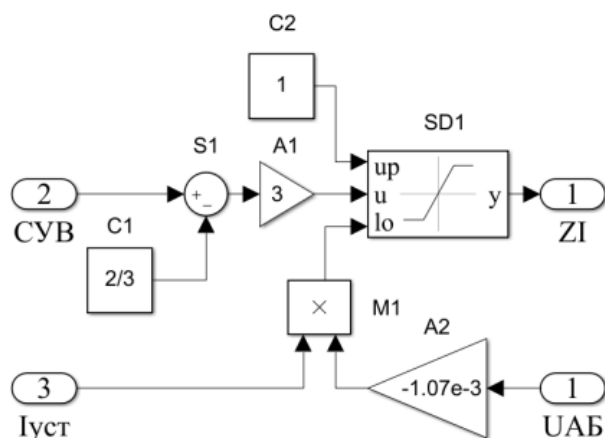


Рисунок В.8 – Буферный усилитель канала ЗРУ

Имитационная модель корректирующего звена по току канала кЗРУ (КЗт_кЗРУ)

Имитационная модель корректирующего звена по току канала кЗРУ (КЗт_кЗРУ) представлена на рисунке В.9. Она содержит три входных порта: In, En, Vcc и один выходной – Out. На порт In подается сигнал ошибки с выхода сумматора обратной связи по току канала кЗРУ, а на порты En и Vcc сигналы, разрешающие работу блока, которые поступают от источника питания собственных нужд и от логического контроллера модуля стабилизации напряжения соответственно. Сигналы разрешения работы En и Vcc объединяются цифровым блоком DD1, выполняющим функцию логического И-НЕ, а сигнал с его выхода подается на вход сброса выходного интегратора I1. Усилитель G1, блок передаточной функции W1 и интегратор I1 в совокупности реализуют передаточную функцию корректирующего звена контура регулирования тока, вид и коэффициенты которого определены в п. 0.

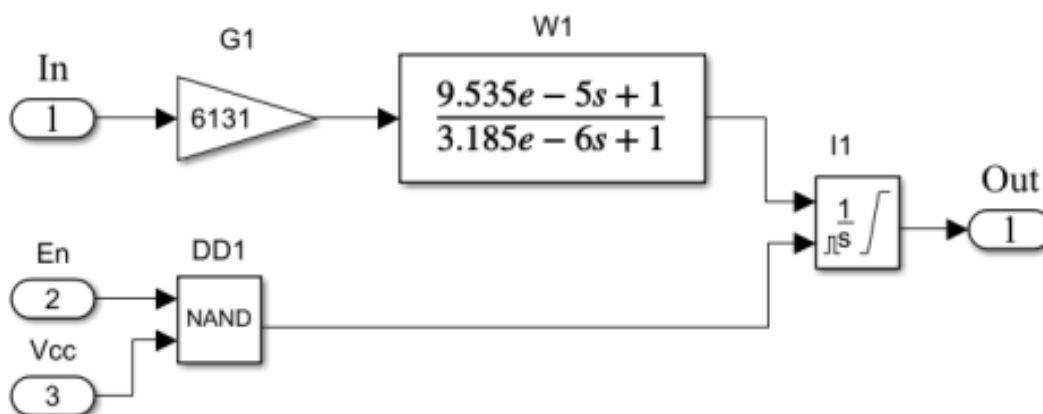


Рисунок В.9 – Корректирующее звено по току канала кЗРУ

Имитационная модель модулятора канала кЗРУ (М_кЗРУ)

Модулятор выполняет функцию формирования импульсов управления всеми силовыми ключами импульсного преобразователя канала кЗРУ в соответствии с входным сигналом D, поступающим с выхода корректирующего звена КЗт_ЗРУ (рисунок В.10).

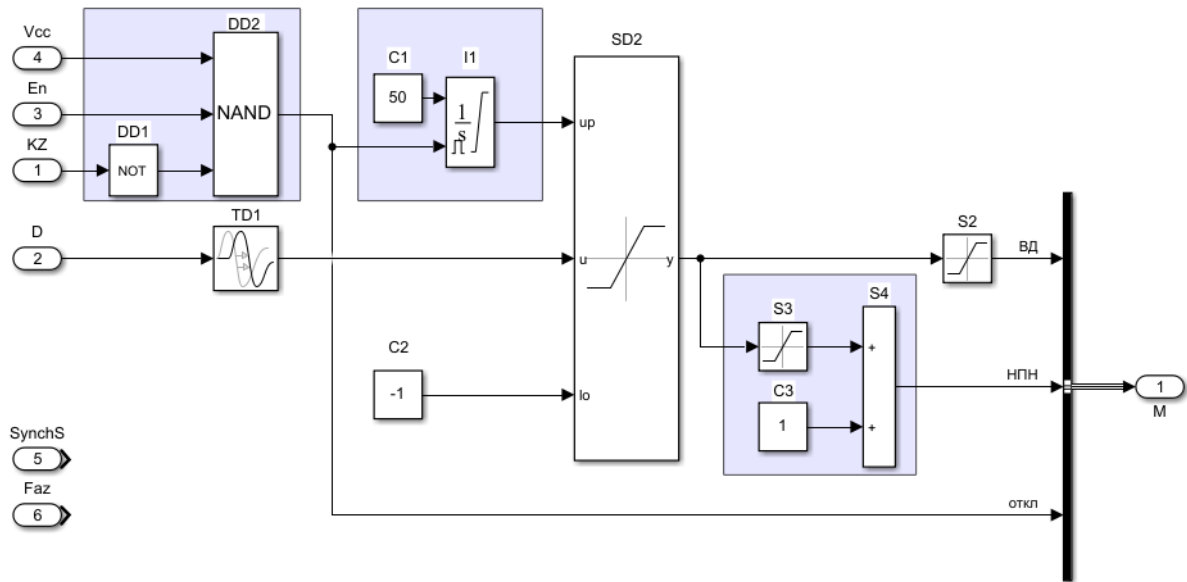


Рисунок В.10 – Модулятор канала кЗРУ

В силу того, что в модели ЭПК используется нелинейная непрерывная модель импульсного преобразователя напряжения, на выходе модулятора М_кЗРУ должны формироваться два сигнала управления. Первый сигнал ВД – для управления мостовым инвертором и мостовым синхронным выпрямителем, а второй сигнал НПН – для управления входным токоограничивающим ключом. Для реализации режима выключения импульсного преобразователя ИПН_кЗРУ формируется сигнал отключения «откл».

Входными сигналами модулятора М_кЗРУ являются два сигнала разрешения работы Vcc и En, сигнал короткого замыкания KZ, сигнал управления D, сигнал синхронизации SynchS и сигнал фазового сдвига Faz. Сигналы синхронизации SynchS и сигнал фазового сдвига Faz в модели не используются, так как в качестве моделей импульсных преобразователей применяются их нелинейные непрерывные модели.

Сигналы разрешения работы Vcc, En и KZ объединяются цифровыми элементами DD1 и DD2 и формируют выходной сигнал отключения. Этот сигнал поступает также на вход сброса интегратора И1, который обеспечивает сброс выходного сигнала интегратора до значения, равного минус единице, и плавное увеличение выходного сигнала интегратора после разрешения работы модулятора. Скорость плавного увеличения выходного сигнала интегратора

определяется константой $C1$. Ограничение величины сигнала управления производится блоком Saturation Dynamic SD2. Выходной сигнал с блока SD2 делится на два диапазона: от минус 1 до 0 и от 0 до +1. Диапазон сигнала от минус 1 до 0 соответствует работе входного токоограничивающего ключа, а от 0 до +1 – работе мостового инвертора и мостового синхронного выпрямителя. Указанные диапазоны работы модулятора выделяются группой блоков C3, S4, S4 и блоком S2 соответственно.

Имитационная модель импульсного преобразователя напряжения канала РС (ИПН_кРС1, ИПН_кРС2)

Имитационная модель импульсного преобразователя напряжения канала РС представлена в виде нелинейной непрерывной модели (рисунок В.11). Описание преобразования импульсной имитационной модели силового преобразователя в нелинейную непрерывную модель представлено в подразд. 0.

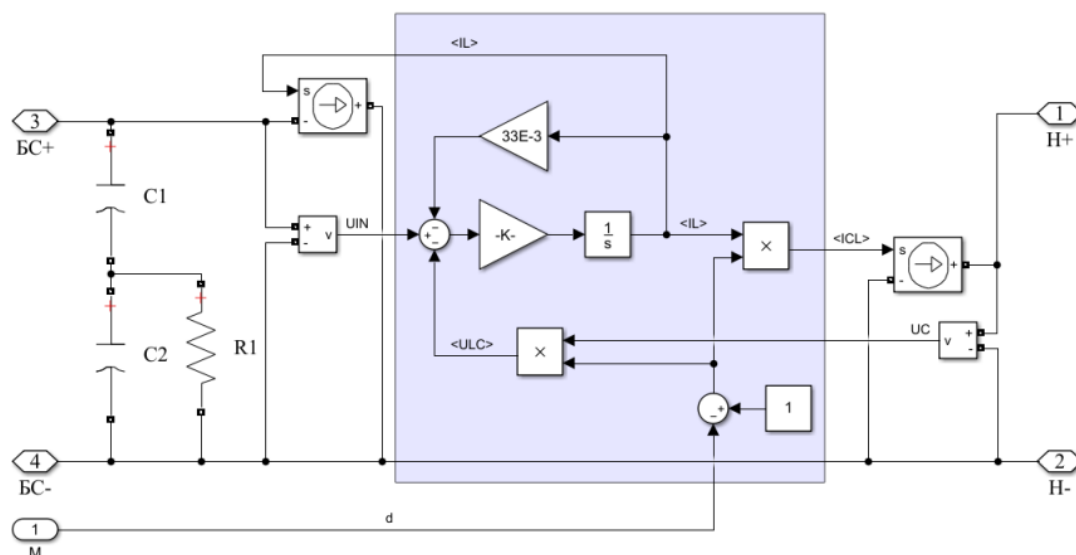


Рисунок В.11 – Имитационная модель импульсного преобразователя напряжения канала РС

Имитационная модель буферного усилителя канала кРС (БУ_кРС1, БУ_кРС2)

Имитационная модель буферного усилителя канала кРС представлена на рисунке В.12. Работа БУ канала кРС определяется алгоритмом, в котором для повышения КПД в режиме рРС реализуется поочередное включение каналов кРС по мере увеличения безразмерной величины сигнала СУВ от 0 до 0,33. При этом каналы кРС поочередно, в соответствии с номером МСН в ЭПК, переходят из режима 0 в режим Р и далее в режим 1, что определяется исходным сигналом СУВ, действующим в соответствующей зоне БУ. Начальный уровень зоны определяется сигналом Окн., который рассчитывается на основании известного текущего числа МСН в ЭПК и известном числе каналов кРС в каждом модуле. Сигнал Окн. рассчитывается блоком логического контроллера.

Из сигнала СУВ, поступающего на вход СУВ, вычитается сигнал Окн. Далее сигнал приводится к масштабу входного сигнала модулятора канала РС $M_{кРС1}$ или $M_{кРС2}$ при помощи умножителя M1 и усилителей A1, A2 и ограничивается в диапазоне от 0 до +1 блоком S2. На второй вход умножителя поступает сигнал Кол.МСН, величина которого равна количеству МСН в ЭПК. Значение коэффициента усиления усилителя A1 равно трем, что соответствует разделению всего рабочего диапазона изменения СУВ на 3 рабочих поддиапазона, определяющих режим работы ЭПК. Значение коэффициента усиления усилителя A2 равно двум, то есть количеству каналов кРС одного МСН.

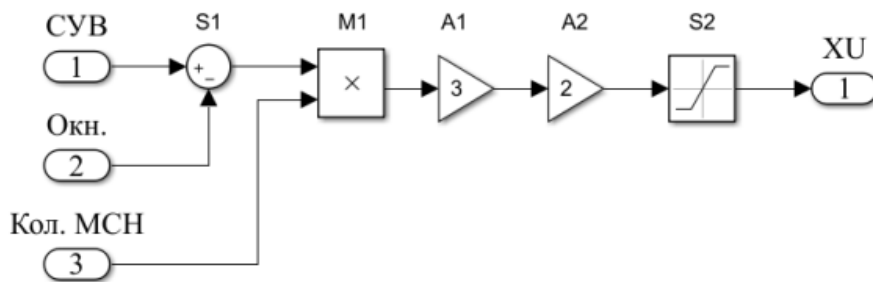


Рисунок В.12 – Имитационная модель буферного усилителя канала кРС

Модулятор канала кРС ($M_{кРС1}$, $M_{кРС2}$)

Модулятор выполняет функцию формирования импульсов управления силовыми ключами импульсного преобразователя канала кРС в соответствии с входным сигналом XU, поступающим с выхода буферного усилителя канала РС БУ_кРС1 (БУ_кРС2) (рисунок В.13). Входными сигналами модулятора являются модулируемый сигнал XU и два сигнала разрешения работы: Vcc и En. В силу того, что в модели ЭПК используется нелинейная непрерывная модель импульсного преобразователя напряжения на выходе модулятора БУ_кРС1 (БУ_кРС2), формируется непрерывный сигнал управления, уровень которого определяет относительную длительность управляющих импульсов M. При отключенном модуляторе на выходе должен формироваться сигнал, равный 1. При этом солнечная батарея будет закорочена.

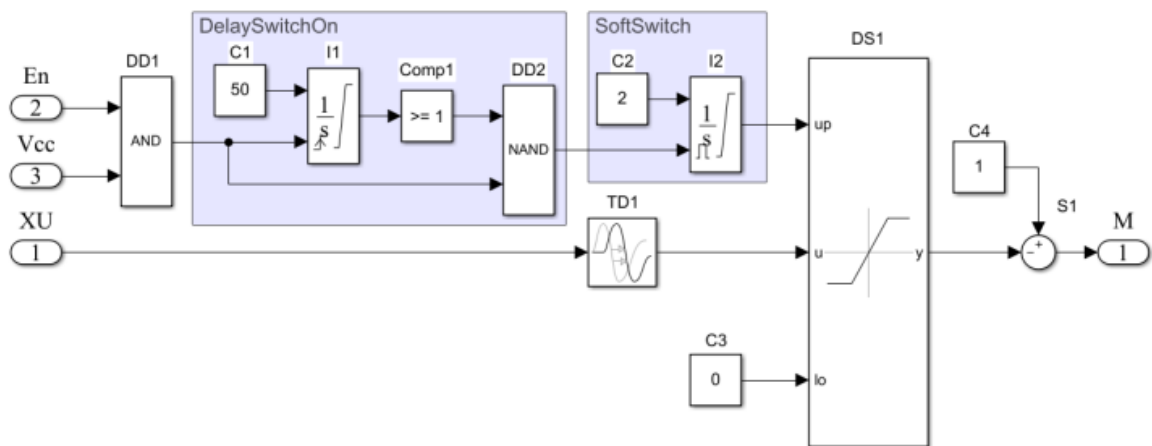


Рисунок В.13 – Имитационная модель модулятора канала кРС

Сигналы разрешения работы V_{cc} и En объединяются цифровым элементом DD1 и передаются на блок задержки сигнала включения DelaySwitchOn, который задерживает передний фронт сигнала разрешения работы на 20 мс, при этом задний фронт сигнала разрешения работы не задерживается. Задержка в 20 мс позволяет без дополнительных возмущений включить ЭПК за счет разряда АБ. Сигнал с выхода блока DelaySwitchOn поступает на блок SoftSwitch, который ограничивает максимальное значение модулирующего сигнала сверху блоком DS1 при начале работы МСН. Звено задержки TD1 имитирует задержку 1 мкс, возникающую в цифровом модуляторе, в соответствии с материалом, приведенном в подразд. 0

Имитационная модель корректирующего звена контура регулирования напряжения

Имитационная модель корректирующего звена контура регулирования напряжения представлена на рисунке В.14. Блок корректирующего звена вырабатывает сигнал управляющего воздействия (СУВ) МСН (Out_KЗн) на основании сигнала ошибки ZU, определяемой как разность между опорным напряжением сигнала с датчика напряжения и выбранным по медианному алгоритму СУВ, поступающему от мажоритарного элемента XU. При этом по сигналу XU переключается аналоговым ключом S1 тип корректирующего звена в зависимости от текущего режима работы ЭПК. Передаточную функцию корректирующего звена канала кЗРУ контура регулирования напряжения, определенную в п. 0, реализуют последовательно соединенные блоки G1, Wku_zru и И1. Передаточную функцию корректирующего звена канала кРС контура регулирования напряжения, определенную в п. 0, реализуют последовательно соединенные блоки G2, Wku_bs и И1.

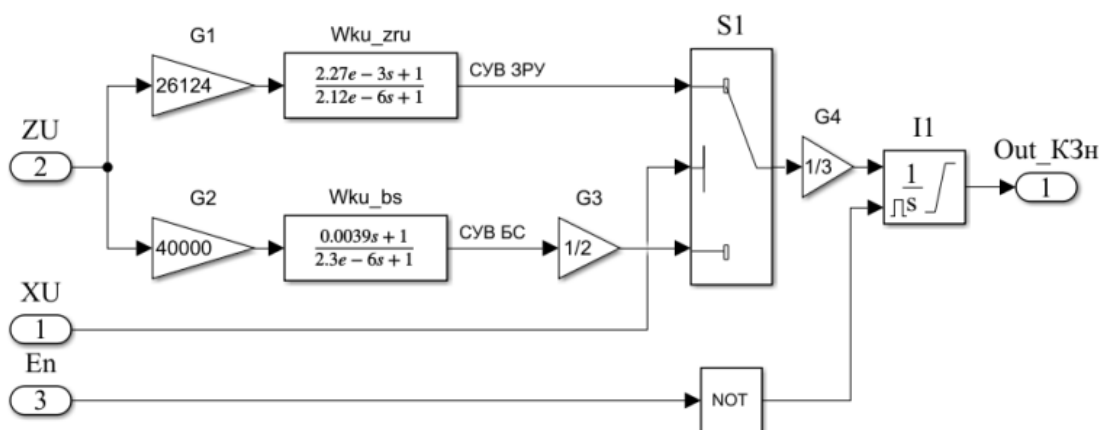


Рисунок В.14 – Имитационная модель корректирующего звена контура регулирования напряжения

Усилитель G4 учитывает изменение петлевого коэффициента усиления, связанное с зонным принципом работы ЭПК. Усилитель G3 учитывает деление зоны РС на два поддиапазона работы двух каналов кРС.

Сигнал En разрешает работу выходного интегратора И.

Имитационная модель датчика напряжения

Имитационная модель датчика напряжения представлена на рисунке В.15. Блок имеет выходной порт ZU и два контакта физической модели Н+ и Н-. Усилитель G1 имитирует коэффициент передачи $K_{дн}$ измерительного канала по напряжению, а линия задержки D1 имитирует задержку, возникающую в АЦП. Коэффициент усилителя $K_{дн}$ выбран таким образом, что при максимальном напряжении 100 В (с учетом 10% запаса это соответствует 110 В выходного напряжения МСН) на выходе датчика тока формируется безразмерное (относительное) значение, равное 1.

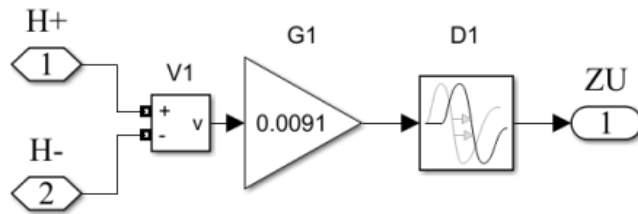


Рисунок В.15 – Имитационная модель датчика напряжения

Имитационная модель многоканального элемента выбора медианного сигнала

Имитационная модель многоканального элемента выбора медианного сигнала представлена на рисунке В.16. Многоканальный элемент выбора имеет 7 входов in1–in7 и один выход СУВ. Блок 2-D Median, обозначенный М, выполняет функцию выбора сигнала по медианному алгоритму.

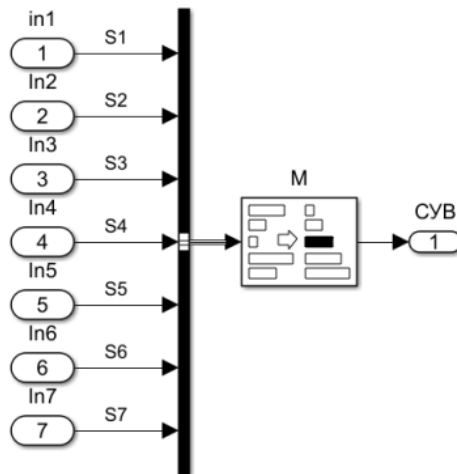


Рисунок В.16 – Имитационная модель многоканального элемента выбора медианного сигнала

Приложение Г
Внедрение результатов исследования

УТВЕРЖДАЮ

Заместитель генерального
конструктора по электрическому
проектированию и системам
управления КА АО «ИСС»



С.Г. Кочура

12.2022

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы
Кабирова Вагиза Александровича

Настоящим актом подтверждается, что результаты научно-исследовательской работы Кабирова Вагиза Александровича «Энергопреобразующий комплекс с резервированной цифровой системой управления для высоковольтных систем электропитания космических аппаратов» на соискание учетной степени кандидата технических наук применены при выполнении комплексного проекта по созданию высокотехнологичного производства «Разработка бортового энергопреобразующего комплекса с цифровым резервированным управлением для высоковольтных систем электропитания космических аппаратов с применением российской импортзамещающей электронной компонентной базы» (договор № 02.G25.31.0182 от 01.12.2015 г. между АО «ИСС» и Минобрнауки РФ).

Результаты работы, в частности, предложенный автором цифровой многоканальный элемент выбора медианного значения сигнала управления, используются при разработке перспективной энергопреобразующей аппаратуры с цифровой системой автоматического регулирования для систем электропитания космических аппаратов.

Главный конструктор
проектирования и испытаний
РЭА АО «ИСС»

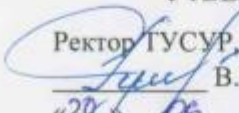
И.Н. Тульский

Начальник базового центра
системного проектирования
бортовой аппаратуры АО «ИСС»

Д.В. Дымов

Министерство науки и высшего образования РФ
 Федеральное государственное бюджетное образовательное
 учреждение высшего образования
 «ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
 УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ» (ТУСУР)

УТВЕРЖДАЮ

Ректор ТУСУР, д.т.н. доцент

 В.М. Рулевский
 «20» 06 2023 г.

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы
 в учебный процесс кафедры Промышленной электроники
Кабирова Вагиза Александровича

Мы, нижеподписавшиеся, комиссия в составе председателя, заведующего кафедрой Промышленной электроники, д.т.н., профессора, Михальченко Сергея Геннадьевича, и членов комиссии: к.т.н., профессора Легостаева Николая Степановича и заместителя заведующего кафедрой Промышленной электроники по учебной работе, ответственного за ГПО каф. ПрЭ, к.т.н., доцента Пахмурина Дениса Олеговича настоящим актом подтверждаем, что результаты диссертационной работы Кабирова Вагиза Александровича «Энергопреобразующий комплекс с резервированной цифровой системой управления для высоковольтных систем электропитания космических аппаратов» внедрены в учебный процесс кафедры «Промышленная электроника», а именно, используется в индивидуальных и курсовых проектах студентов по дисциплинам «Энергетическая электроника» и «Импульсные модуляционные системы».

Представленные в диссертационной работе структурная схема системы автоматического регулирования энергопреобразующего комплекса на основе автономных каналов преобразования энергии; методика определения минимальной емкости выходного фильтра, обеспечивающая требуемую величину выходного импеданса; методы реализации и испытаний имитационных моделей многоканальных импульсных преобразователей напряжения позволяют сформировать у студентов направления 11.04.04 Электроника и наноэлектроника разрабатывать высоконадежные энергопреобразующие комплексы блочно-модульные типа.

Председатель комиссии: _____ / С.Г. Михальченко

Члены комиссии: _____ / Н.С. Легостаев

_____ / Д.О. Пахмурин