

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

На правах рукописи



Рекутов Олег Геннадьевич

**РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ СПОСОБА ФОРМИРОВАНИЯ
ВОЛЬТ-АМПЕРНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИМИТАТОРА БАТАРЕИ
СОЛНЕЧНОЙ ДЛЯ ИСПЫТАНИЯ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ
КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ**

Специальность 2.4.1 – Теоретическая и прикладная электротехника

Диссертация

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель
Рулевский Виктор Михайлович,
доктор технических наук, доцент

Томск 2023

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
ГЛАВА 1. МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ ВОЛЬТ-АМПЕРНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИМИТАТОРА БАТАРЕИ СОЛНЕЧНОЙ	13
1.1 Обоснование требований, предъявляемых к ИБС.....	13
1.2 Классификация ИБС.....	18
1.3 ИБС с импульсным принципом работы СМ.....	21
1.4 ИБС с линейной и комбинированной топологиями построения СМ.....	29
1.5 ИБС как малоинерционный источник тока	36
Выводы по главе 1.....	40
ГЛАВА 2. ИССЛЕДОВАНИЕ МОДЕЛЕЙ ИМИТАТОРА БАТАРЕИ СОЛНЕЧНОЙ	42
2.1 Проектирование каналов ЗАРЯД/РАЗРЯД ИБС.....	42
2.2 Проектирование и математическое моделирование модуля стабилизатора тока	46
2.3 Математическая модель ИБС в среде MatLab/Simulink.....	57
Выводы по главе 2.....	64
ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ ПО ФОРМИРОВАНИЮ ВОЛЬТ-АМПЕРНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИМИТАТОРА БАТАРЕИ СОЛНЕЧНОЙ.....	66
3.1 Исследование влияния релейного регулятора системы управления ИБС на точность формирования ВАХ.....	68
3.2 Исследование влияния модифицированной системы управления с введением дополнительной ОС на точность формирования ВАХ ИБС.....	90
3.3 Исследование цифровой СУ	94
Выводы по главе 3.....	100
ГЛАВА 4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ИМИТАТОРА БАТАРЕИ СОЛНЕЧНОЙ.....	101
4.1 Определение модуля импеданса ИБС.....	101

4.2 Определение выходной емкости ИБС	110
4.3 Характернографические исследования ИБС и оценка точности формирования ВАХ.....	119
Выводы по главе 4.....	125
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	126
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ.....	127
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	129
ПРИЛОЖЕНИЕ А. Патенты и свидетельства о государственной регистрации программы для ЭВМ.....	145
ПРИЛОЖЕНИЕ Б. Акты внедрения результатов диссертационной работы.....	154

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования и степени ее разработанности. Космические аппараты (КА) являются сложными и дорогостоящими электротехническими устройствами. Критически важным звеном КА является система электроснабжения (СЭС), обеспечивающая электроэнергией бортовую аппаратуру и оборудование. Солнечная батарея (СБ) является одним из ключевых элементов СЭС, выполняя роль первичного источника электрической энергии. От работы СБ КА зависит его эффективность и срок службы. В связи с этим встает вопрос комплексных испытаний СЭС КА с целью оценки ее соответствия техническому заданию и надежности, прежде чем КА отправится в космос [1, 2].

При наземных испытаниях нецелесообразно использовать штатные СБ. Это обусловлено тем, что в зоне испытаний на земле невозможно добиться той интенсивности солнечного излучения, что и в космосе. Но даже при возможности реализации такого излучения в связи с низким КПД солнечной батареи экономически это будет крайне дорогостоящим мероприятием. Помимо этого, в процессе испытаний необходимо моделировать изменение окружающих условий, таких как изменение температуры, затенение, затмение, в различных режимах работы СБ. Решением данной проблемы является использование контрольно-испытательной системы (КИС) [3, 4], осуществляющей тестирование СЭС КА и состоящей из ряда электротехнических комплексов: имитатора аккумуляторной батареи [5, 6], имитатора батареи солнечной (ИБС) [7, 8], блока имитации нагрузки [9, 10]. Эти комплексы позволяют в полной мере осуществить наземные испытания СЭС КА. Задачей ИБС является имитация первичного источника тока – солнечной батареи [11].

Условно ИБС можно считать источником тока, важной особенностью которого является высокая скорость реакции на возмущающее воздействие. Для реализации данной особенности при проектировании ИБС для космической отрасли в настоящее время превалирует использование топологии с линейным принципом работы силовых модулей (СМ) стабилизации тока и естественным

образом адаптированной к ней аналоговой или комбинированной (аналого-цифровой) системы управления (СУ). При постоянно возрастающих требованиях к увеличению мощности СЭС КА становится очевидным недостаток использования СМ с линейным принципом работы в составе ИБС вследствие низкого КПД и высоких массогабаритных характеристик, что значительно затрудняет разработку ИБС повышенной мощности.

Применение ИБС с импульсным принципом работы СМ для космической отрасли находится на начальном этапе развития и, несмотря на возможность обеспечивать значительную мощность, данные ИБС имеют ряд недостатков, связанных с ограниченной точностью формирования вольт-амперной характеристики (ВАХ).

Проблематикой создания СЭС КА в нашей стране занимается достаточно много предприятий, наиболее значимые из них ПАО «РКК «Энергия» (г. Королев), АО «РКЦ «Прогресс» (г. Самара), АО «НПО Лавочкина» (г. Химки), ФГУП «ГКНПЦ им. М.В. Хруничева» (г. Москва) и др.

Исследования по различным способам формирования вольт-амперных характеристик имитатора батарей солнечных проводятся сотрудниками АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва» (г. Железногорск), АО «НПЦ «Полус» (г. Томск), АО «Авиационная электроника и коммуникационные системы» (г. Москва). Наиболее значимых результатов в нашей стране по данной тематике добился коллектив сотрудников «НИИ АЭМ ТУСУРа» (г. Томск). Среди зарубежных компаний и университетов, проводящих исследования в данном направлении, можно выделить Elgar (входит в состав корпорации АМЕТЕК, США), Keysight Technologies (США), Eiffage Clemessy (Швейцария), Харбинский политехнический университет (Китай).

Существенный вклад в развитие теоретических и экспериментальных исследований в области создания СЭС КА внесли как российские, так и зарубежные ученые: В.Н. Мишин, В.А. Пчельников, О.В. Бубнов, Ю.А. Кремзуков, В.М. Рулевский, Ю.А. Шиняков, Ю.А. Шурыгин, Е.А. Мизрах,

С.Б. Ткачев, Д.Н. Пойманов, Р.В. Балакирев, А.В. Шкуратов, А.В. Петровский, М.Ф. Ганзбург, С.М. Лишаев, Н.И. Мищенко, В.И. Трофименко, П.К. Шурыгин, J. Shanshan, Z. Donglai, Q. Lu, L. Mingyu, Z. Xiaofeng, G. Yu и др.

Приближение ИБС по своим характеристикам к реальной солнечной батарее определяет успешность наземных испытаний, что в свою очередь является хорошей предпосылкой для успешного выполнения космическим аппаратом своей миссии. Отсюда становятся очевидными актуальность и практическая ценность исследований способов формирования ВАХ и разработки ИБС.

Объектом исследования является имитатор батареи солнечной.

Предмет исследования: ИБС, включающий алгоритмические и схемотехнические решения.

Цель и задачи исследования

Целью диссертационной работы является разработка и исследование способа формирования ВАХ ИБС с использованием комплексного подхода к построению силовой части энергопреобразователя и модификации системы управления для повышения точности воспроизведения заданной ВАХ при наземных испытаниях СЭС КА.

Достижение цели обеспечивается последовательным решением следующих **задач:**

1. Анализ современного состояния вопросов проектирования ИБС, определение основных требований и режимов работы в составе КИС СЭС КА.
2. Обзор и сопоставление вариантов формирования ВАХ ИБС, а также предложение способа построения структуры ИБС, обеспечивающей малоинерционный режим работы, за счет формирования контуров протекания стабилизируемого тока силовой части ИБС с импульсным принципом работы, что позволяет повысить точность воспроизведения его ВАХ.
3. Разработка математической модели ИБС для исследования динамических и статических режимов работы.

4. Разработка алгоритмов управления ИБС, позволяющих синхронизировать работу его силовых контуров в зависимости от нагрузки и уменьшающих пульсации стабилизируемого тока при скачкообразном изменении нагрузки.

5. Разработка технических решений и макетного образца программно-аппаратного комплекса (ПАК) ИБС, позволяющих обеспечить точность заданной формы ВАХ ИБС.

Научная новизна работы

1. Предложена структура ИБС КА на базе модифицированной топологии понижающего преобразователя с обводным контуром, позволяющая за счет формирования непрерывного протекания тока в контуре стабилизатора тока обеспечить повышение точности воспроизведения его ВАХ на 70 % для динамического режима работы.

2. Разработана математическая модель ИБС, отличающаяся тем, что в ней учитываются паспортные данные значений трех граничных точек ВАХ солнечной батареи, в связи с чем можно сформировать приближенную статическую ВАХ данной СБ без нелинейного участка и за счет учета параметров нагрузки исследовать статические и динамические режимы работы.

3. Разработан алгоритм системы управления ИБС, позволяющий улучшить точность воспроизведения ВАХ за счет уменьшения времени реакции на возмущающие воздействия.

4. Предложена методика комплексной проверки электрических параметров ИБС, позволяющая за счет оценки соответствия его ВАХ на участках тока и напряжения, частотных характеристик и выходной емкости, обеспечить заданный режим работы.

Практическая значимость работы

1. Предложена новая структурная схема ИБС, позволяющая за счет наличия обводного контура в схеме стабилизатора тока обеспечить повышение точности воспроизведения заданной ВАХ.

2. Разработаны математические модели ИБС с модифицированными СУ в пакете прикладных программ MatLab и MathCad, позволяющие исследовать статические и динамические процессы в разомкнутой и замкнутой системах при различных режимах его работы.

3. Разработана цифровая СУ ИБС, дающая возможность за счет специального программного обеспечения осуществлять быструю настройку необходимых параметров и алгоритмов работы имитатора, что значительно сокращает время и стоимость выполняемых работ при создании электротехнических комплексов на базе устройств силовой электроники.

4. Разработаны и внедрены в промышленную эксплуатацию опытные образцы одноканального ИБС мощностью 3,6 кВт, четырехканального ИБС суммарной мощностью 4,9 кВт и девятиканального ИБС суммарной мощностью 4,3 кВт.

Методы исследования. В основе теоретических методов исследования лежит теория электрических цепей и автоматического управления, методы математического моделирования и численного решения систем линейных дифференциальных уравнений. В качестве инструментальных средств использовались программные пакеты MathCad и MatLab/Simulink. Теоретические результаты подтверждены экспериментальными исследованиями в лабораторных условиях макетного образца, разработанного и изготовленного в НИИ АЭМ ТУСУРа.

Положения, выносимые на защиту

1. Структура ИБС КА с модифицированной топологией понижающего преобразователя, позволяющая представить имитатор как малоинерционный источник тока, и новой системой управления, обеспечивающей однозначный критерий перехода между участками тока и напряжения, что повышает точность ВАХ относительно малоинерционного ИБС предыдущего поколения.

2. Математическая модель ИБС, позволяющая за счет учета изменения параметров нагрузки исследовать статические и динамические режимы его работы.

3. Методика проектирования системы управления ИБС, позволяющая за счет уменьшения времени реакции на возмущающие воздействия при динамическом изменении нагрузки уменьшить погрешность воспроизведения ВАХ ИБС.

4. Экспериментальные исследования ИБС показывают, что за счет разработанных схемотехнических и алгоритмических решений ИБС отвечает предъявляемым требованиям. Частотные характеристики импедансов ИБС соответствуют источнику тока для участка тока ВАХ и источнику напряжения для участка напряжения ВАХ. ИБС способен имитировать паразитную емкость СБ и формировать заданную ВАХ в статическом режиме с возможным наклоном на участке тока с погрешностью не более 2 %.

Достоверность научных результатов и выводов диссертационной работы подтверждается корректным использованием научно обоснованных методов исследований, сходимостью экспериментальных и расчетных данных, принятыми допущениями, охранными документами на результаты интеллектуальной деятельности.

Результаты, полученные при проведении экспериментальных испытаний, подтверждают справедливость научных положений и применимость предложенных методов, технических решений и выводов. Все главы диссертационной работы взаимосвязаны и являются результатом теоретических и экспериментальных исследований.

Личный вклад автора

Научные результаты, составляющие основное содержание диссертации, получены автором самостоятельно. Автор непосредственно участвовал в анализе условий работы ИБС для наземных испытаний СЭС КА, а также исследованиях и систематизации принципов формирования ВАХ ИБС, на основе чего

сформулированы основные требования к характеристикам ИБС; предложил и разработал математические модели ИБС с различными модификациями СУ в среде MatLab/Simulink; принимал участие в разработке, настройке и испытаниях макетных образцов аппаратно-программных средств ИБС, а также осуществлял анализ полученных данных с математическим моделированием.

Реализация результатов диссертационной работы

Полученные результаты диссертационной работы использованы в виде схемотехнических и программных решений при разработке ИБС для наземных испытаний СЭС КА в рамках научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ НИИ АЭМ ТУСУРа (г. Томск), выполняемых для ряда предприятий ракетно-космической отрасли. По результатам исследований получены патенты и свидетельства на ПО. Подтверждением промышленного использования результатов диссертационной работы является наличие акта о внедрении.

Диссертационная работа подготовлена в рамках гранта Российского фонда фундаментальных исследований (20-38-90177 Аспиранты) на тему «Исследование способа формирования вольт-амперной характеристики имитатора солнечной батареи для испытания систем электроснабжения космических аппаратов».

Соответствие диссертации паспорту научной специальности

Согласно формуле специальности 2.4.1 – «Теоретическая и прикладная электротехника» работа содержит теоретические и экспериментальные исследования, которые позволяют в соответствии с п. 9 проводить разработку научных основ, анализ и экспериментальные исследования процессов преобразования (выпрямления, инвертирования, импульсного, частотного и фазочастотного регулирования и т.п.) в устройствах силовой электроники, создание схем и устройств и моделей силовой электроники, исследование свойств и принципов функционирования элементов схем и устройств; в соответствии с п. 10 осуществлять математическое и схемотехническое моделирование

преобразовательных устройств, оптимизацию преобразователей, их элементов и узлов.

Апробация результатов работы

Результаты диссертационного исследования обсуждались на международных и отечественных научно-технических мероприятиях: XXIV Международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР» (Томск, 2019); XV Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления» (Томск, 2019); XX Всероссийской научно-технической конференции «Электронные и электромеханические системы и устройства» (Томск, 2020); XXVI Международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР» (Томск, 2021); XVII Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления» (Томск, 2021); XXVII Международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР» (Томск, 2022).

Научные исследования выполнялись в рамках научно-исследовательской работы на проведение составной части опытно-конструкторских работ между НИИ АЭМ ТУСУРа и АО «РКЦ «Прогресс» «Создание оборудования программно-аппаратного комплекса имитатора батареи солнечной для проведения испытаний системы электропитания космического аппарата «Бион-М» №2» в период с 2018 по 2022 г.

Публикации. По результатам диссертационного исследования опубликовано 7 статей в изданиях, входящих в перечень периодических изданий ВАК, 5 статей в сборниках всероссийских и международных конференций, 3 статьи в изданиях, входящих в систему цитирования Scopus, получены 2 патента на изобретение, 5 патентов на полезную модель, 2 свидетельства о государственной регистрации программы для ЭВМ.

Структура и объем диссертационной работы. Диссертационная работа включает введение, четыре главы, заключение, список литературы из 125 наименований и 2 приложений. Содержит 5 таблиц и 72 рисунка.

Благодарности. Автор выражает искреннюю благодарность Рулевскому В.М., д-ру техн. наук, доценту, ректору ТУСУРа; коллективу НИИ АЭМ ТУСУРа (в частности Пчельникову В.А. и Бубнову О.В.) за оказанную помощь в решении задач, поставленных в диссертационной работе.

ГЛАВА 1. МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ ВОЛЬТ-АМПЕРНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИМИТАТОРА БАТАРЕИ СОЛНЕЧНОЙ

1.1 Обоснование требований, предъявляемых к ИБС

Требования, которым должен удовлетворять ИБС, определяются несколькими факторами, напрямую связанными с условиями работы имитируемой СБ и ее физической природой.

Первый фактор – это условия работы в космосе КА и непосредственно солнечной батареи. Мощность, которую может генерировать СБ, зависит в первую очередь от уровня солнечного излучения, температуры, ориентации СБ относительно источника излучения [12, 13].

Второй фактор – природа фотогальванических элементов, составляющих СБ, с учетом особенностей которой можно представить ее в виде эквивалентной схемы. По сочетанию точности, простоты и удобства описания оптимальной представляется схема, показанная на рисунке 1.1а. В зависимости от интенсивности облучения фотоэлемента и режима нагрузки он ведет себя как источник тока или напряжения. Учитывая это, а также наличие диода в эквивалентной схеме, ВАХ СБ может быть представлена в виде сопряженных участков тока, напряжения и нелинейного участка (рисунок 1.1б) [14, 15]. Параллельное $R_{\text{пар}}$ и последовательное $R_{\text{п}}$ сопротивления структуры СБ определяют наклоны ВАХ соответственно на участках тока и напряжения относительно идеальной ВАХ. Данные наклоны в каждой точке ВАХ можно определить через величины $I_{R_{\text{пар}}}$, $U_{R_{\text{п}}}$.

Третий фактор определяется структурами СЭС КА и соответствующими структурам режимами работы СБ. Основная задача СЭС – эффективное обеспечение, генерация, хранение и распределение всей доступной энергии между подсистемами космического аппарата и полезной нагрузкой [16 – 18].

В настоящее время используются параллельная, параллельно-последовательная и последовательные структуры СЭС КА. На рисунке 1.2

представлены два типичных варианта структур. СБ делится на сегменты, обозначаемые как элементы солнечной батареи (ЭСБ), которые определенным образом подключаются к СЭС КА в зависимости от типа структуры. Обе структуры содержат устройство заряда (УЗ) и устройство разряда (УР) аккумуляторной батареи (АБ), отвечающие за работу в соответствующих режимах [19–21].

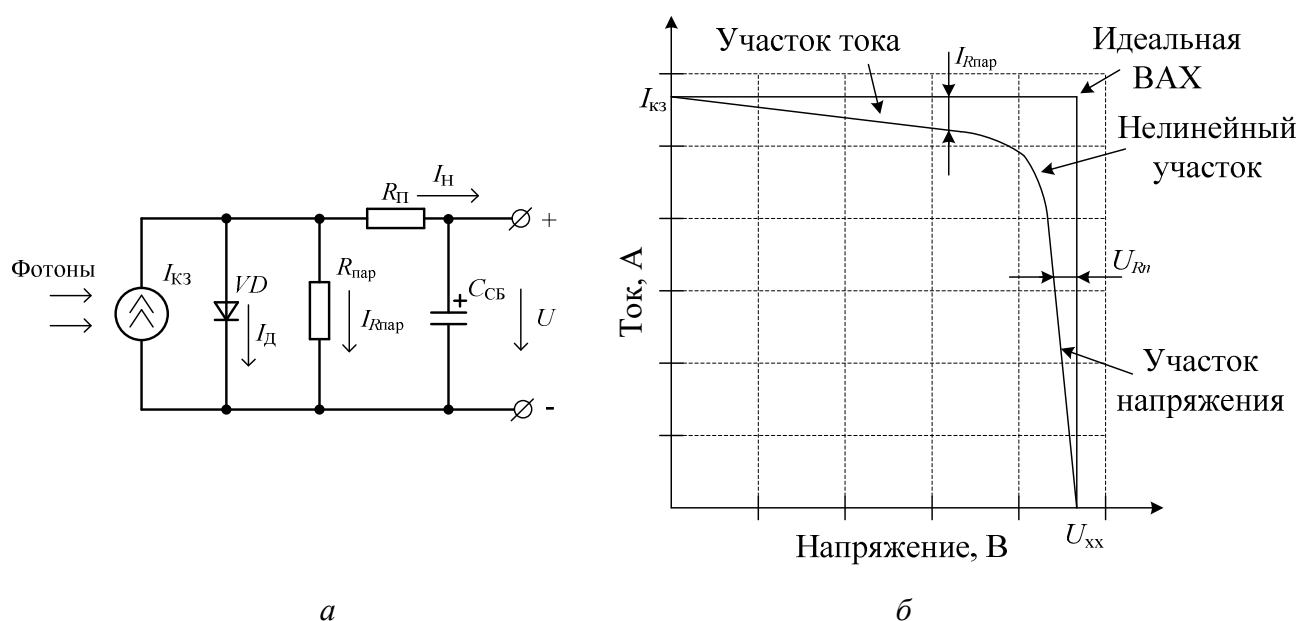


Рисунок 1.1 – Эквивалентная схема фотогальванического элемента (а);
ВАХ солнечной батареи (б)

На входе последовательной структуры устанавливается емкостной фильтр, емкость которого суммируется с собственной емкостью СБ – $C_{СБ}$. Стабилизация напряжения в последовательной структуре реализуется регулятором напряжения (РН), выполненным по топологии понижающего преобразователя; в то же время возможно использование топологий повышающего преобразователя, понижающе-повышающего, преобразователя Кука и других вариаций топологий [22–24]. Для данных структур, как правило, используется метод отслеживания точки максимальной мощности (ОТММ), обеспечивающий постоянный динамичный поиск точки максимальной мощности СБ, изменяя величину коэффициента

заполнения ключа РН. Коэффициент заполнения изменяется в сторону увеличения или уменьшения до тех пор, пока растет отбираемая мощность СБ, при уменьшении мощности СБ коэффициент заполнения изменяется в противоположную сторону.

При использовании параллельной структуры в качестве элемента для запаса энергии вместо емкостного фильтра устанавливается дроссель. Стабилизация напряжения осуществляется с помощью шунтового стабилизатора (ШС), топология которого соответствует топологии повышающего преобразователя, соответственно используется метод шунтовой стабилизации.

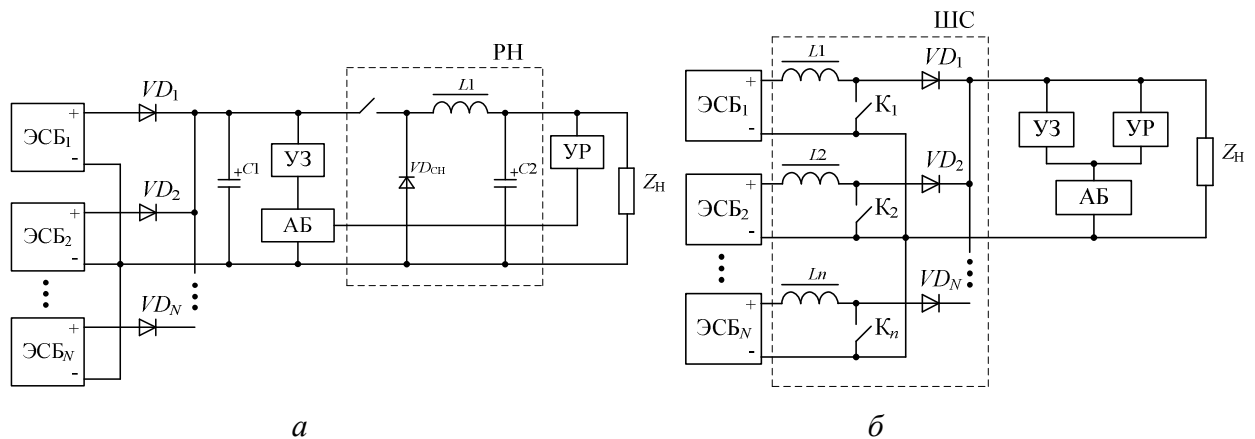


Рисунок 1.2 – Структуры СЭС КА: а – последовательная; б – параллельная

Для метода ШС различные режимы работы СЭС КА иллюстрируются уравнением баланса токов солнечной батареи $I_{СБ}$ и нагрузки $I_{Н}$. В случаях отсутствия солнечного освещения в период затмения, неверной ориентации солнечных батарей по направлению излучения или когда ток нагрузки больше, чем ток, генерируемый солнечными батареями, уравнение баланса токов отрицательное:

$$I_{СБ} - I_{Н} < 0.$$

Тогда АБ будет отвечать за подачу электроэнергии к спутниковым нагрузкам в режиме, называемом режимом разряда, в котором регулятор разряда АБ активен, а регулятор заряда АБ и шунтирующий регулятор СБ неактивны.

В случае когда ток, генерируемый СБ, превышает потребности нагрузки, уравнение баланса токов положительное:

$$I_{\text{СБ}} - I_{\text{Н}} > 0.$$

В этом случае от солнечной батареи, помимо питания нагрузки, осуществляется режим заряда АБ, при котором активен регулятор заряда.

По прошествии определенного времени, когда аккумуляторная батарея полностью зарядится, уравнение баланса токов все еще остается положительным, а доступный ток солнечной батареи больше, чем ток нагрузки и небольшой ток, необходимый для поддержания полного заряда АБ, тогда система работает в шунтирующем режиме, при этом избыточный ток СБ шунтируется параллельным ключом для защиты уровня напряжения шины СЭС КА. Напряжение шины стабилизируется в режиме частотно-импульсной модуляции [25, 26].

Обобщая возможные режимы работы СБ, можно показать перемещение рабочей точки (РТ) на ВАХ СБ относительно отбираемой мощности вольт-ваттной характеристики (ВВАХ) СБ (рисунок 1.3).

Для положительного значения баланса токов характерны положения РТ на участке тока. Положению рабочей точки *A* соответствует шунтирующий режим. Для положения рабочей точки *B* возможен режим питания нагрузки и заряда АБ.

Для отрицательного значения баланса токов характерно положение РТ на участке напряжения – в точке *C*.

Анализ циклограмм потребления тока шины КА при работе от ШС позволяет сделать вывод, что можно ограничиться работой на линейном участке тока ВАХ, где перемещение РТ соответствует положениям *A* и *B* (рисунок 1.3).

При работе СБ в последовательной структуре СЭС в режиме ОТММ рабочая точка может располагаться как на участке тока, так и напряжения, максимально близко к оптимальной рабочей точке (ОРТ) *B*.

С учетом вышеприведенных факторов можно определить два основных требования.

1. ИБС должен формировать соответствующую солнечной батарее ВАХ, имитируя работу на участках тока и напряжения с учетом влияния факторов окружающей среды. ВАХ ИБС должна быть монотонной на участках тока и напряжения и иметь один экстремум.

2. ИБС должен обеспечивать работу со всеми существующими СЭС КА с определенными допущениями независимо от их структуры. При этом должна обеспечиваться возможность одновременной имитации статических, динамических и частотных характеристик.

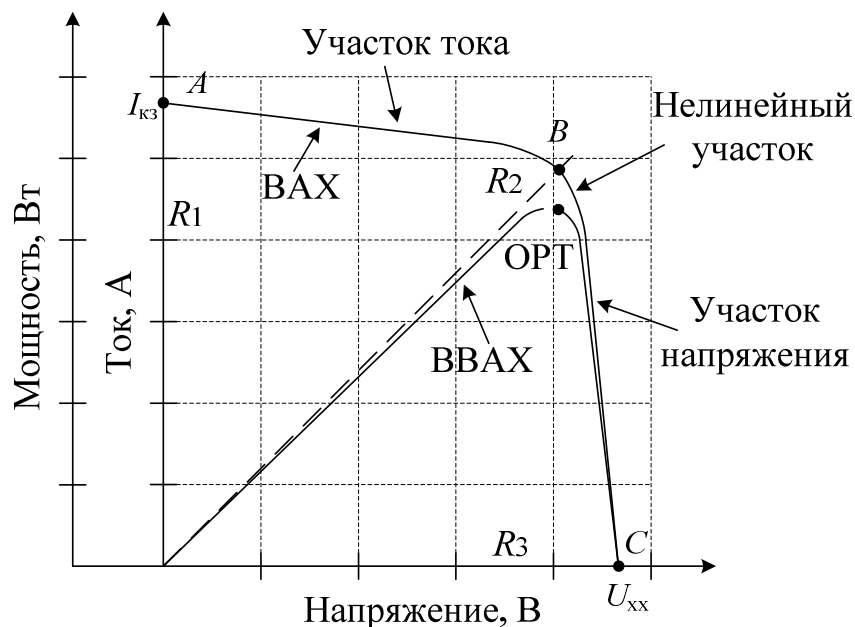


Рисунок 1.3 – Положения рабочих точек на ВАХ и ВВАХ солнечной батареи в зависимости от режимов работы СЭС КА

Реализация того или иного требования может вызывать трудности в зависимости от выбранного подхода к проектированию ИБС. В то же время необходимо сказать о существующей тенденции увеличения мощности бортового электрооборудования и, соответственно, мощности СБ. А это в свою очередь отражается на усложнении разработки ИБС, способных выдавать требуемую мощность, при этом обладая высокими динамическими и частотными

характеристиками. Данное обстоятельство требует изменения существующих подходов к проектированию ИБС.

Прежде чем определить направление проектирования ИБС, отвечающего всем приведенным требованиям, необходимо рассмотреть существующие варианты построения имитаторов.

1.2 Классификация ИБС

Мировая промышленность и космическая отрасль предлагают различные варианты построения ИБС. В целом при разработке ИБС учитываются три аспекта: принцип работы СМ, тип системы управления по принципу представления информации и структура задающего устройство (ЗУ). С учетом данных аспектов можно представить классификацию ИБС в виде схемы, показанной на рисунке 1.4 [27].

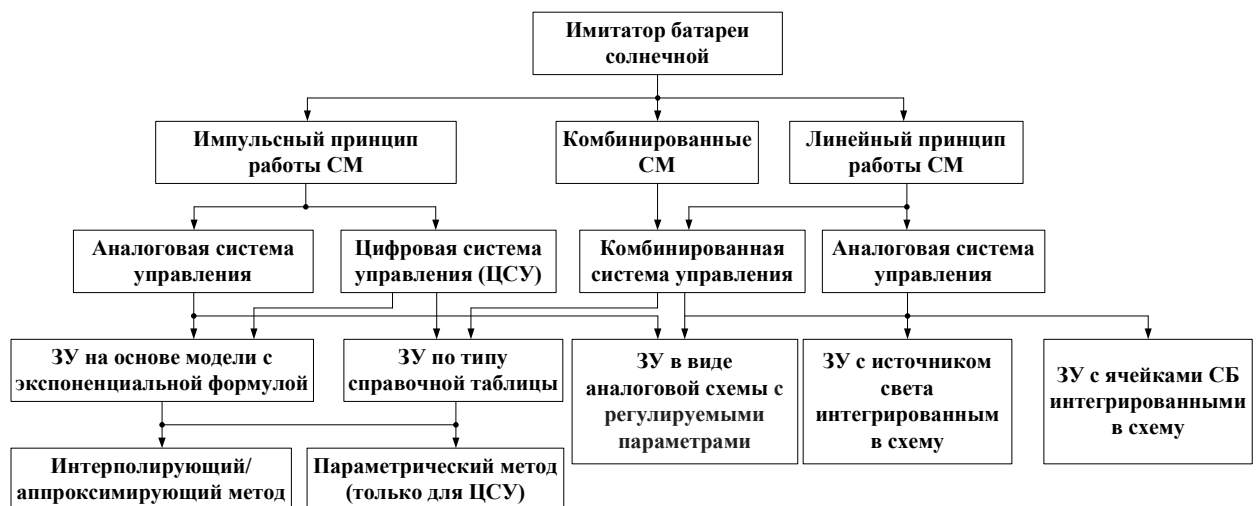


Рисунок 1.4 – Классификация ИБС

СМ по принципу работы разделяются на линейные и импульсные. ИБС, выполненные с использованием СМ с линейным принципом работы, имеют отличные динамические характеристики. Однако в линейной топологии СМ существуют ограничения, связанные со сложностью реализации высоких

показателей мощности, малым КПД, большим тепловыделением и большими размерами, что делает нерациональным ее использование в ИБС большой мощности. Для создания ИБС большей мощности используется топология на основе импульсного принципа работы.

По типу обработки информации системы управления классифицируются на аналоговые и цифровые. ИБС с аналоговой системой управления (рисунок 1.5) отличаются простотой и относительно невысокой стоимостью. Такая система управления имеет два контура регулирования: внутренний (токовый) и внешний (задающий уставку). Внутренний контур, как правило, регулирует ток выхода ИБС. В ИБС с аналоговой системой управления в качестве ЗУ во внешнем контуре регулирования может применяться:

- небольшая ячейка СБ с источником света;
- фотодиод в паре со светодионом;
- аналоговая модель СБ.

Такой подход позволяет осуществлять имитацию работы СБ в реальном времени (с минимальными задержками), следовательно, увеличивается точность воспроизведения ВАХ в сравнении с другими методами. Уставка от аналогового контура регулирования хорошо контролируема, поэтому можно эффективно и достаточно гибко имитировать ВАХ СБ при изменении окружающих условий, таких как солнечное излучение и температура.

Альтернативой аналоговой системе управления является цифровая. Использование цифровой системы управления для построения ВАХ ИБС придает большую гибкость управления и надежность, так же цифровая система меньше подвержена влиянию высокочастотных помех. Недостатком цифровой системы управления является цифровая задержка, связанная с ограничением частоты квантования. На рисунке 1.6 показана структурная схема типовой цифровой системы управления ИБС.

Цифровые системы управления, применяемые в ИБС, строятся двумя способами.

В качестве первого способа используется так называемый метод справочных таблиц. Данный метод предполагает использование большого массива данных измеренных значений тока и напряжения ВАХ конкретной СБ, хранимого в модуле памяти цифровой системы управления. Чем больше объем этих данных, тем потенциально (с учетом скорости обработки данных) выше точность воспроизведения ВАХ СБ.

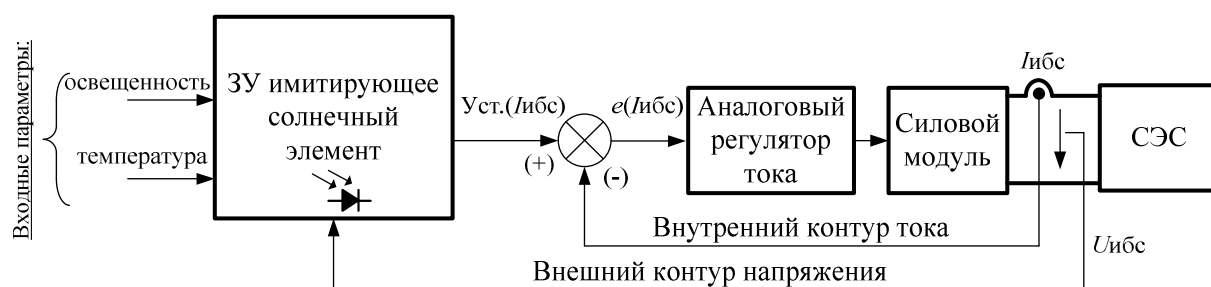


Рисунок 1.5 – Структурная схема типовой аналоговой системы управления ИБС

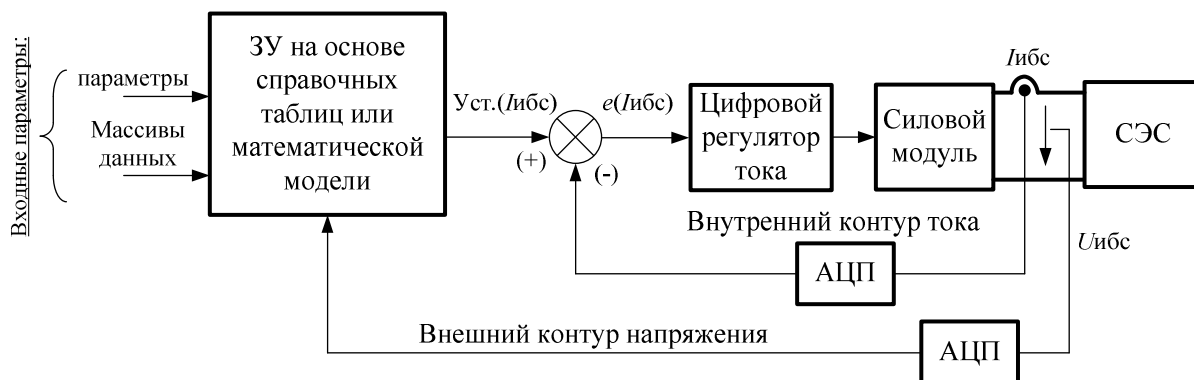


Рисунок 1.6 – Структурная схема типовой цифровой системы управления ИБС

Во втором способе применяется математическая модель СБ, использующая логарифмические вычисления. Наиболее часто встречающиеся математические модели – это параметрическая модель СБ и модель СБ на основе интерполяции. Для параметрической модели при расчетах используются параметры ячеек СБ из их документации. При использовании модели СБ на основе интерполяции необходимо знать напряжение холостого хода (ХХ), ток короткого замыкания (КЗ), напряжение и ток точки максимального отбора мощности или оптимальной

рабочей точки ($U_{ОРТ}$ и $I_{ОРТ}$) [28]. Данный способ также может применяться для построения аналоговых систем управления за исключением параметрического метода.

1.3 ИБС с импульсным принципом работы СМ

В литературе [29-31] приводятся ИБС с импульсной топологией СМ и цифровой системой управления с ЗУ по типу справочной таблицы. На рисунке 1.7 изображена функциональная схема подобного ИБС.

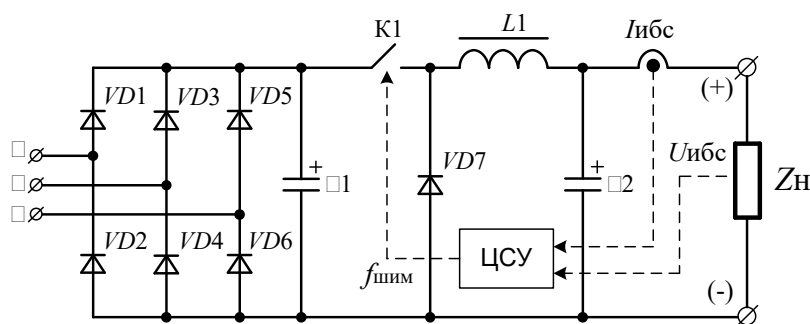


Рисунок 1.7 – Функциональная схема ИБС с импульсной топологией СМ и цифровой системой управления

СМ ИБС включает в себя трехфазный мостовой выпрямитель и понижающий преобразователь. Цифровая система управления (ЦСУ) состоит из DSP-микроконтроллера и периферии, включающей схему управления силовой частью, аналого-цифровой преобразователь (АЦП), модули интерфейса. Измерение сигналов обратной связи (ОС) по току ($I_{ИБС}$) и напряжению ($U_{ИБС}$) производится датчиками с гальванической развязкой. Сигнал тока может определяться как с помощью измерительного трансформатора постоянного тока [32], так и с помощью датчика на эффекте Холла [33]. Сигнал напряжения измеряется с помощью аналоговых оптопар [34]. Управляющий сигнал транзистора так же заведен через гальванически развязанный драйвер [35].

В качестве эквивалентной схемы солнечного элемента (СЭ) принята однодиодная идеализированная модель (рисунок 1.8) описываемая уравнениями [36]:

$$\begin{cases} I_H = I_{K3} - I_D \\ I_D = I_S \cdot (\exp^{\frac{eU}{kT}} - 1) \end{cases} \Rightarrow I_H = I_{K3} - I_S \cdot (\exp^{\frac{eU}{kT}} - 1), \quad (1.1)$$

где I_H – ток нагрузки солнечного элемента; I_{K3} – фототок или ток короткого замыкания солнечного элемента; I_D – ток, протекающий через идеализированный р-п-переход; I_S – ток насыщения; e – заряд электрона, равный $1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл; U – напряжение на нагрузке солнечного элемента; k – постоянная Больцмана, равная $1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К; T – рабочая температура, градусы Кельвина.

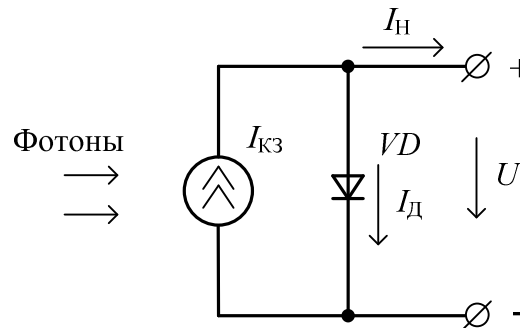


Рисунок 1.8 – Эквивалентная идеализированная модель солнечного элемента

Для имитации ВАХ СБ имитатор должен работать в определенной точке, в которой напряжение и ток выхода понижающего преобразователя должны соответствовать пересечению нагрузочной характеристики и ВАХ имитируемой СБ. Данная точка является рабочей точкой. Для реализации такого условия используется метод справочных таблиц, согласно которому в память микроконтроллера заносятся значения напряжения и тока конкретной ВАХ СБ. Хранимые значения представляют собой массив данных, структурированных определенным образом, при котором каждому значению напряжения соответствует определенное значение тока. В данном случае используется параметрический метод построения СУ, при котором полагают, что все параметры СБ известны. Расчет напряжения выхода ИБС производится с учетом данных параметров, величины интенсивности солнечного излучения и температуры окружающей среды.

На рисунке 1.9 изображена типичная ВАХ СБ. Имитатор работает в точке пересечения имитируемой ВАХ СБ и нагрузочной характеристики. В качестве примера рассмотрена резистивная нагрузка, изменяющаяся от значения $R1$ до $R2$ и от $R2$ до $R3$. Вслед за изменением нагрузки меняет свое положение и рабочая точка, следуя из положения A к положению B и от B к C .

В некоторых случаях, в контексте данного способа управления, применяют принципы управления (регулирования) только по напряжению или только по току.

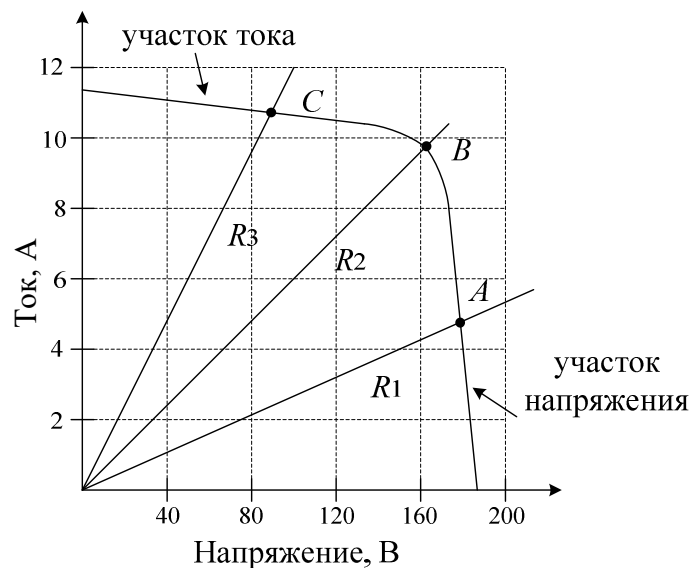


Рисунок 1.9 – ВАХ ИБС и нагрузочные характеристики

Принцип регулирования по напряжению работает следующим образом. Измеряется величина выходного тока ИБС, по таблице данных определяется соответствующее значение уставки напряжения, далее регулятор меняет величину коэффициента заполнения широтно-импульсной модуляции (ШИМ), чтобы получить заданное напряжение выхода ИБС.

Аналогично осуществляется принцип регулирования по току. Измеряется величина выходного напряжения ИБС, по таблице данных определяется соответствующее значение уставки тока, далее регулятор меняет величину коэффициента заполнения ШИМ, чтобы получить заданный ток выхода ИБС.

Однако СБ представляет собой нелинейный источник энергии, который может быть представлен и как источник тока, и как источник напряжения, где в каждом случае величины тока и напряжения меняются в относительно небольшом диапазоне для соответствующих участков ВАХ. Как показано на рисунке 1.9, напряжение на участке тока меняется в диапазоне $0 \div 160$ В, в то время как ток меняется в диапазоне всего лишь 1,5 А. В случае использования только принципа управления по напряжению на практике будет сложно измерить значение тока выхода таким образом, чтобы достаточно точно получить значение уставки по напряжению из справочной таблицы. Подобная проблема предсказуемо возникнет на участке напряжения в случае использования только принципа управления по току. Как следствие, применение только одного из принципов управления не может дать достаточно точной имитации работы СБ. С учетом данного обстоятельства применяются оба принципа в зависимости от участка ВАХ.

Так как принципы управления аналогичны, будет рассмотрен только принцип управления по напряжению. На рисунке 1.10 в масштабе изображен фрагмент ВАХ ИБС и нагрузочной характеристики, изменяющейся от значения $R1$ до $R2$. Последовательность перехода рабочей точки при изменении нагрузки показана стрелками.

Предположим, изначально ИБС работал в точке A , при изменении нагрузки от значения $R1$ до $R2$ рабочая точка ИБС переходит в положение $A1$. Это обусловлено наличием конденсатора $C2$ на выходе СМ, что не позволяет изменить значение выходного напряжения мгновенно. В точке $A1$ в соответствии с принципом управления измеряется значение тока $I_{R2+\Delta I_1}$ и в качестве значения уставки напряжения из справочной таблицы выбирается значение, соответствующее величине напряжения выхода $V_{R2-\Delta V_2}$ (точка B). Реальная рабочая точка переместится в точку $B1$. С каждой итерацией рабочая точка будет приближаться к истинному значению – точке F . Ход итераций можно условным образом выразить логической последовательностью:

$$\begin{aligned}
 (\bullet)A1 &\rightarrow f(I_{R2} + \Delta I_1) = V_{R2} + \Delta V_2 \Rightarrow (\bullet)B \rightarrow (\bullet)B1, \\
 (\bullet)B1 &\rightarrow f(I_{R2} - \Delta I_2) = V_{R2} + \Delta V_3 \Rightarrow (\bullet)C \rightarrow (\bullet)C1, \\
 (\bullet)C1 &\rightarrow f(I_{R2} + \Delta I_3) = V_{R2} + \Delta V_4 \Rightarrow (\bullet)D \rightarrow (\bullet)D1, \\
 (\bullet)D1 &\rightarrow f(I_{R2} - \Delta I_4) = V_{R2} + \Delta V_5 \Rightarrow (\bullet)E \rightarrow (\bullet)E1, \\
 (\bullet)E1 &\rightarrow \dots
 \end{aligned}$$

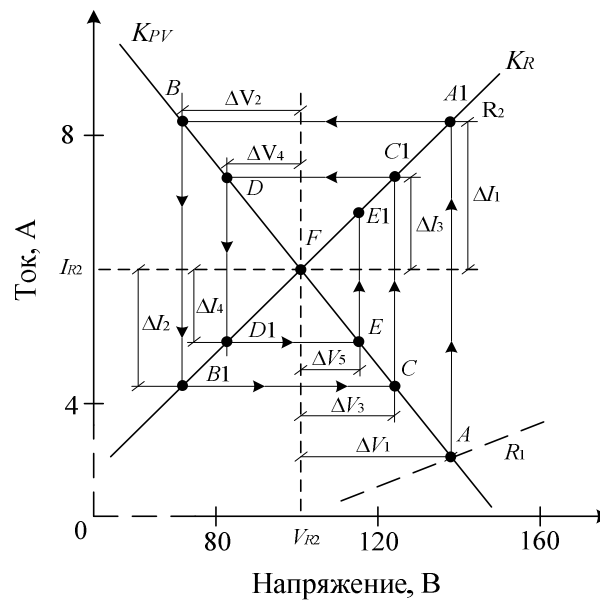


Рисунок 1.10 – Фрагмент ВАХ ИБС и нагрузочной характеристики

В [37] приводится детальное описание условий сходимости процесса (устойчивости системы) и выбора принципа управления.

Метод интерполяции может быть использован в случае, когда нет данных конкретных СБ. Применение этого метода возможно в модели ИБС аналогичной приведенной (см. рисунок 1.7) с СУ на основе справочных таблиц. Для данного метода необходимо знать для имитируемой СБ при эталонной температуре (T_{REF}) и интенсивности излучения $\phi = 1000 \text{ Вт/м}^2$ значения трех точек ВАХ: $I_{КЗ}$, $U_{ХХ}$ и значения ОРТ ($U_{ОРТ}$, $I_{ОРТ}$). Итоговая формула в дальнейшем может быть использована для различных значений температуры и интенсивности излучения. По измеренным значениям трех точек рассчитываются константы:

$$C_2 = \frac{\frac{U_{\text{ОПТ}}}{U_{\text{XX}}} - 1}{\ln\left(1 - \frac{I_{\text{ОПТ}}}{I_{\text{КЗ}}}\right)},$$

$$C_1 = \left(1 - \frac{I_{\text{ОПТ}}}{I_{\text{КЗ}}}\right) \cdot \exp^{\frac{-U_{\text{ОПТ}}}{C_2 \cdot U_{\text{XX}}}}.$$

Далее определяются параметры (D_I) и (U_R) для учета влияния температуры и радиации:

$$D_I = \alpha \cdot \phi \cdot (T - T_{\text{REF}}) + I_{\text{КЗ}} \cdot (\phi - 1),$$

$$U_R = U_{\text{XX}} + \beta \cdot (T - T_{\text{REF}}) + R_{\text{П}} \cdot D_I,$$

где α и β – константы массива справочных таблиц; $R_{\text{П}}$ – последовательное сопротивление СБ; T – уставка температуры.

Значения тока и напряжения выхода представляются следующими формулами:

$$I_{\text{ИБС}} = I_{\text{КЗ}} \cdot \left(1 - C_1 \cdot \left(\exp^{\frac{U_R}{C_2 \cdot U_{\text{XX}}}} - 1\right)\right) + D_I,$$

$$U_{\text{ИБС}} = C_2 \cdot U_{\text{XX}} \cdot \ln\left(\frac{1 - \frac{I_{\text{ИБС}} - D_I}{I_{\text{КЗ}}}}{C_1} + 1\right) - \beta \cdot (T - T_{\text{REF}}) - R_{\text{П}} \cdot D_I.$$

На рисунке 1.11 показана функциональная схема ИБС, в котором ЗУ системы управления выполнено в виде аналоговой схемы с регулируемыми параметрами. СМ включает в себя однофазный мостовой выпрямитель и модифицированную топологию понижающего преобразователя, в которой транзистор и дроссель расположены в минусовой шине, зеркально относительно типовой топологии (см. рисунок 1.7). При этом исток транзистора соединен с общей шиной входного напряжения мостового выпрямителя. Такой прием использован в попытке улучшить показатели электромагнитной совместимости.

Управляющая часть состоит из блоков, функциональное назначение которых отражено в названии. Схемы управления силовой частью, АЦП, модули

интерфейса аналогичны описанным для модели (см. рисунок 1.7). СУ двухконтурная, аналогичная представленной на рисунке 1.6, где внешний контур отвечает за стабилизацию напряжения на выходной емкости $C2$, а внутренний – за стабилизацию тока в дросселе $L1$.

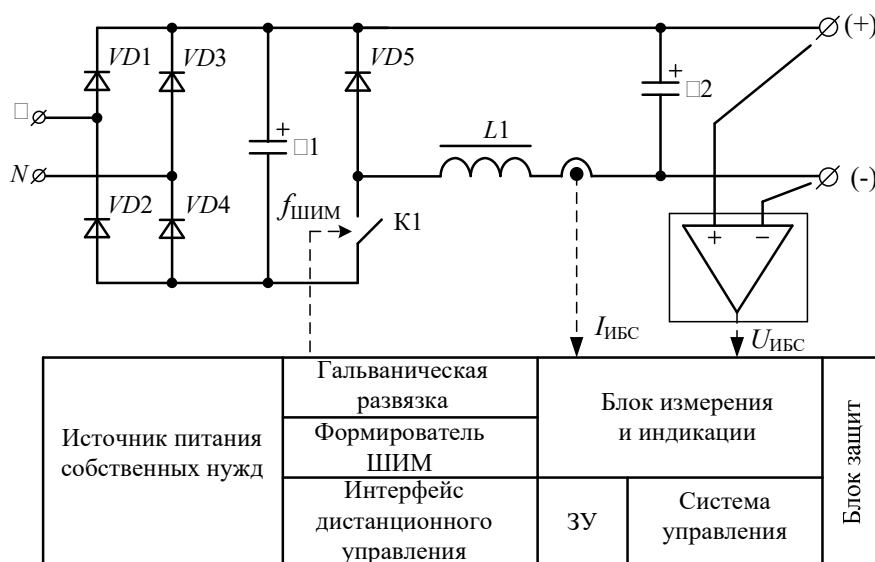


Рисунок 1.11 – Функциональная схема ИБС

(ЗУ для СУ выполнено в виде аналоговой схемы с регулируемыми параметрами)

Эквивалентная схема солнечного элемента (рисунок 1.12), на которой основан ИБС, представляет собой модификацию моделей, представленных на рисунке 1.1а и рисунке 1.8.

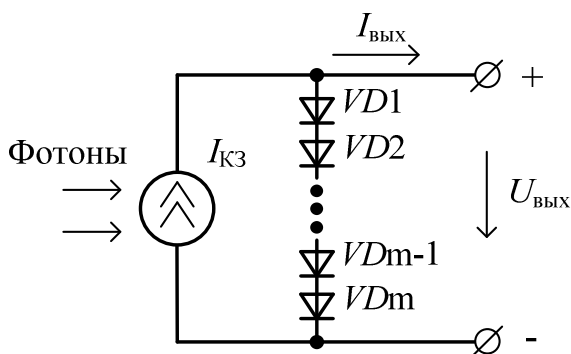


Рисунок 1.12 – Эквивалентная схема солнечного элемента

На основе представленной модели и уравнений (1.1) ток, протекающий через идеализированный р-п-переход, можно выразить следующим образом:

$$I_{\text{д}} = I_{\text{с}} \cdot \left(\exp^{\frac{U}{mU_t}} - 1 \right), \quad (1.2)$$

где U_t – тепловой потенциал, равный $\frac{k \cdot T}{e}$; m – количество последовательно включенных диодов эквивалентной схемы.

Напряжение на диодах выражается из уравнения (1.2):

$$U_{\text{д}} = m \cdot U_t \cdot \ln \left(\frac{I_{\text{с}} - I_{\text{д}}}{I_{\text{с}}} \right).$$

Таким образом, напряжение выхода эквивалентной схемы

$$U_{\text{вых}} = m \cdot U_t \cdot \ln \left(\frac{I_{\text{с}} + I_{\text{вых}} - I_{\text{кз}}}{I_{\text{с}}} \right) - R_{\text{п}} \cdot I_{\text{вых}} = m \cdot U_t \cdot \ln \left(\frac{I_{\text{кз}} - I_{\text{вых}}}{I_{\text{макс}}} \right) + U_{\text{макс}} - R_{\text{п}} \cdot I_{\text{вых}}, \quad (1.3)$$

где $I_{\text{макс}}$ и $U_{\text{макс}}$ – соответственно ток КЗ и напряжение ХХ имитируемой СБ при уровне солнечного излучения 1 кВт/м^2 . Неизвестные параметры mU_t , $R_{\text{п}}$ оцениваются из практических измерений итерационным способом подбора.

ЗУ с регулируемыми параметрами (рисунок 1.13) выполнено таким образом, чтобы функционально иметь возможность задавать различные параметры ВАХ имитируемых СБ в соответствии с выражением (1.3).

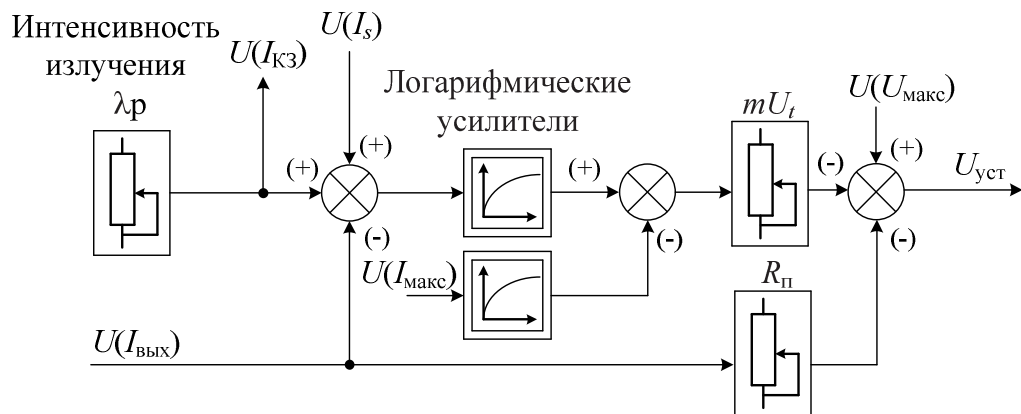


Рисунок 1.13 – Упрощенная структурная схема ЗУ в виде аналоговой схемы с регулируемыми параметрами

Задание параметров ВАХ ИБС осуществляется комбинацией уставок, регулируемых потенциометрами, и их преобразованием логарифмическими усилителями [38], позволяющими учесть нелинейность ВАХ [39].

1.4 ИБС с линейной и комбинированной топологиями построения СМ

Топологии СМ, работающих в линейном режиме, представляют собой последовательное или параллельное соединение различных видов транзисторов [40, 41].

На рисунке 1.14 представлена структурная схема ИБС с линейным принципом работы СМ и комбинированной аналого-цифровой системой управления.

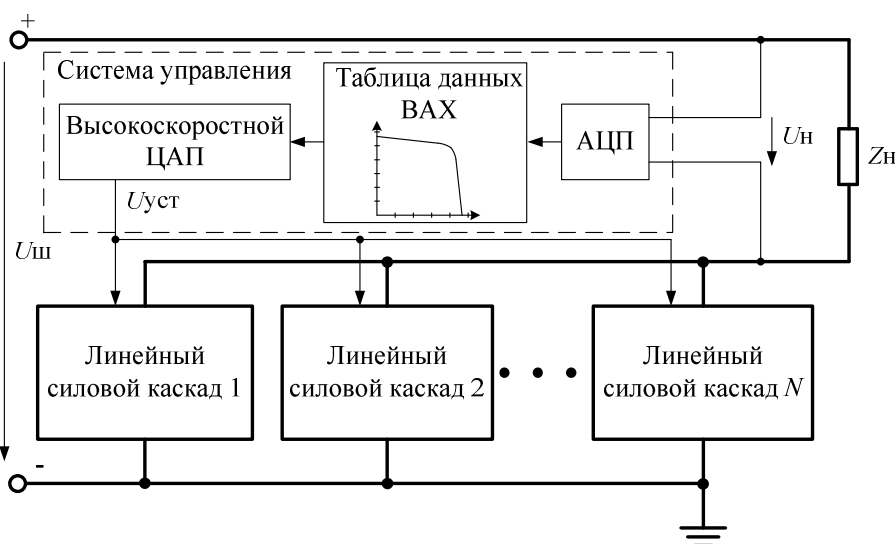


Рисунок 1.14 – Структурная схема ИБС с линейным принципом работы СМ

СМ состоит из N включенных параллельно линейных силовых каскадов. Все каскады имеют одинаковые параметры и равные токи, пропорциональные уставке. Отношение уставки и тока ИБС выражается формулой

$$I_{\text{ИБС}} = N \cdot I_{\text{К}} = N \cdot K_I \cdot U_{\text{уст}I},$$

где N – количество каскадов; $I_{\text{К}}$ – ток одного каскада; K_I – масштабирующий коэффициент с учетом напряжения уставки $U_{\text{уст}I}$. На рисунке 1.15 показана функциональная схема одного линейного силового каскада, представляющего собой составной транзистор из одного полевого транзистора VT4 с

изолированным затвором (MOSFET) и трех полевых транзисторов с управляющим p-n-переходом (JFET).

Ток каждого каскада стабилизируется пропорционально-интегральным (ПИ) регулятором. Информация о токе в канале снимается с шунта $R_{\text{ш}}$. Схема на операционном усилителе (ОУ) $DA2$ представляет собой усилитель сигнала ОС по току шунта. Данный сигнал подается на инвертирующий вход ПИ-регулятора, выполненного на ОУ $DA1$. Сигнал выхода ПИ-регулятора подается на схему драйвера силового каскада, выполненного на транзисторах $VT1$ и $VT2$.

Мощность рассеивания на MOSFET-транзисторах силового блока пропорциональна контролируемому току. Количество токовых каналов зависит от максимальной требуемой мощности ИБС. Но в конечном счете их количество ограничено конструктивными особенностями, учитывающими расстояние между ними. Увеличение данного расстояния может привести к несогласованности между каналами и, как следствие, к неустойчивости системы и колебаниям.

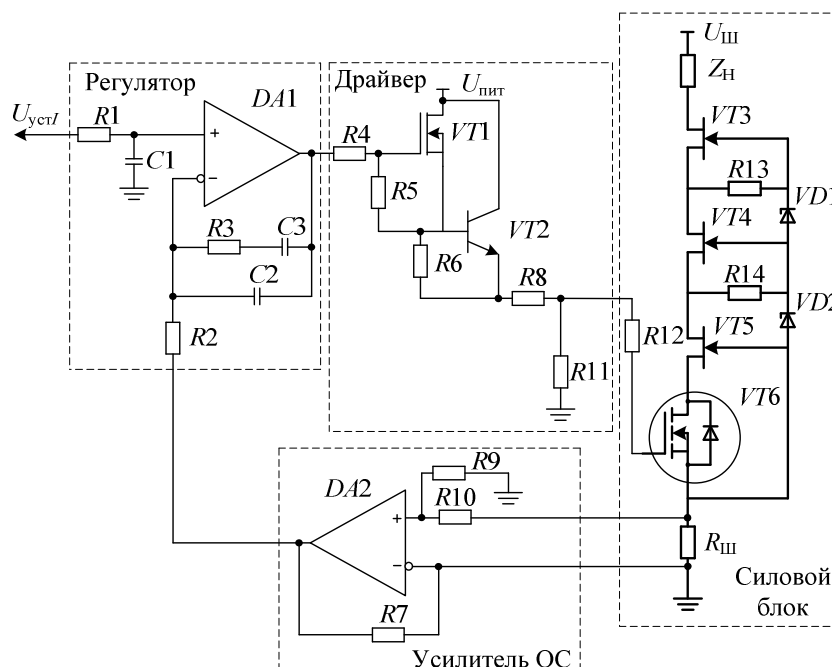


Рисунок 1.15 – Функциональная схема линейного силового каскада

При работе в структуре СЭС с шунтовым стабилизатором, когда замыкаются накоротко параллельные переключатели, энергия, вместо того чтобы передаваться

в шину, рассеивается на линейном блоке (ЛБ), в связи с чем появляется проблема эффективного охлаждения.

На рисунке 1.16 представлена функциональная схема ИБС с линейным принципом работы СМ и аналоговой СУ, где задающее устройство состоит из одного или нескольких фотодиодов, или ячеек солнечных батарей, которые формируют напряжение и ток ВАХ. Рабочая точка схемы стабилизируется MOSFET-транзистором, работающим в активном режиме под управлением ПИ-регулятора. Элементы функциональной схемы (K_U , K_I , ПИД-регулятор, сумматор) могут быть реализованы на операционных усилителях.

Усиленное модулем K_U напряжение фотоэлектрического модуля подается на переменную нагрузку $R_{пер}$, определяющую рабочую точку ВАХ модуля. На сумматоре происходит сравнение сигнала, преобразованного усилителем K_I тока транзистора, являющегося опорным сигналом ($I_{оп}$), и сигнала ОС тока нагрузки ($I_{OC(I_H)}$). Полученный на сумматоре сигнал ошибки $\varepsilon(I)$ подается на ПИ-регулятор, который определяет рабочую точку MOSFET-транзистора. При увеличении сопротивления нагрузки $R_{пер}$ ток нагрузки I_H будет уменьшаться. Следовательно, сигнал ошибки становится положительным, по сигналу ПИ-регулятора уменьшается ток через транзистор и увеличивается падение напряжения на нем, что, очевидным образом, приводит к увеличению пропорционально коэффициенту K_U напряжения на нагрузке. Подобная закономерность изменения величин выходных тока и напряжения соответствует изменению положения рабочей точки на ВАХ ИБС, параметры которой $U_{ХХ}$ и $I_{КЗ}$ определены фотоэлементами ЗУ [42].

ИБС с линейным принципом работы СМ и аналоговой системой управления, где в качестве ЗУ используются источники света или ячейки СБ, интегрированные в схему, а также ЗУ с аналоговой моделью СБ, не нашли широкого применения в промышленности и космической отрасли и используются главным образом как лабораторные экспонаты для быстрой приближенной имитации СБ.

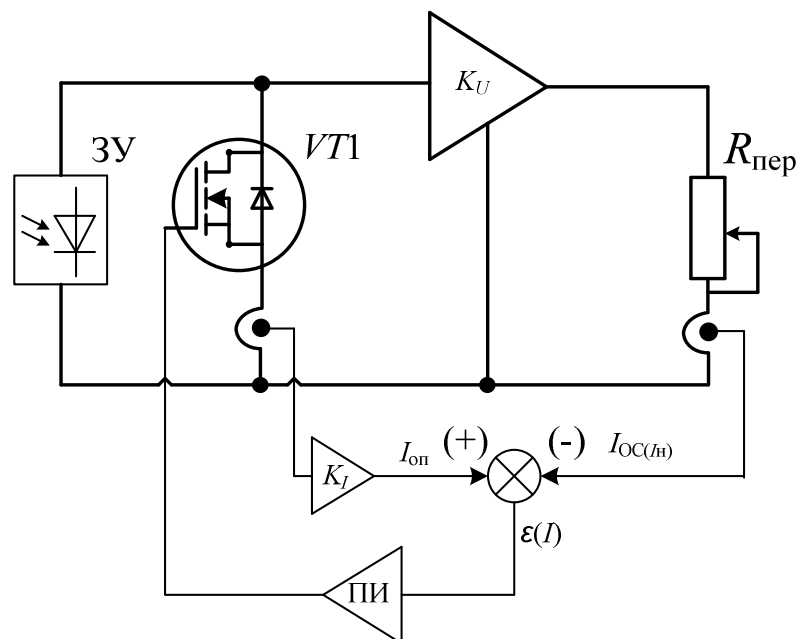


Рисунок 1.16 – Функциональная схема ИБС с СУ
(в качестве ЗУ выступают фотоэлементы)

Комбинированный СМ с использованием импульсного и линейного силовых каналов позволяет создать ИБС достаточно большой мощности (2 кВт и более). На рисунке 1.17 изображена структурная схема рассматриваемого ИБС. Данную схему можно разделить на две части: блок многоуровневого переключения напряжений (БМПН) и линейный блок (ЛБ) [43, 44].

Обратная связь по напряжению U_H заведена на систему управления БМПН и систему управления ЛБ, выполненную по типу справочных таблиц и реализованную на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС). Цифровой регулятор на ПЛИС используется для задания опорного напряжения (уставки) $U_{уст_лин}$ для ЛБ и регулирования тока рабочей точки ВАХ ИБС. Напряжение уставки $U_{уст_лин}$ определяется в зависимости от напряжения ОС (U_H) по значению из справочной таблицы, предварительно загруженной в оперативную память цифрового регулятора (ПЛИС). Принцип работы системы управления ЛБ в целом соответствует описанному выше, а силовая часть ЛБ аналогичным образом состоит из параллельно включенных силовых линейных каскадов. ЛБ отвечает за воспроизведение требуемой ВАХ солнечной батареи.

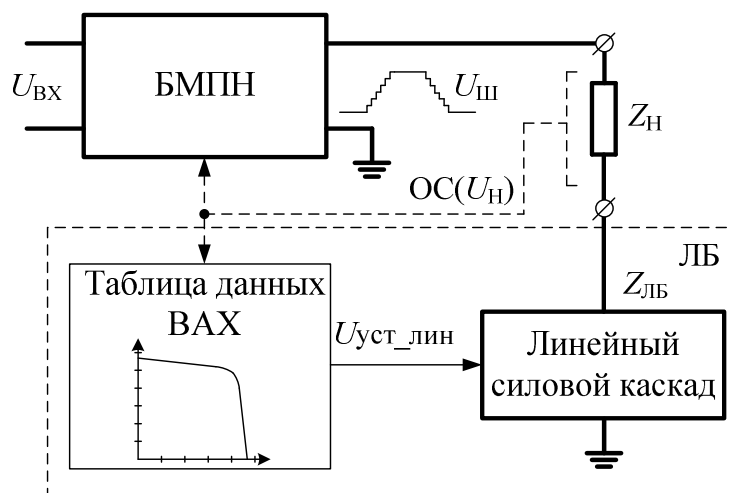


Рисунок 1.17 – Структурная схема ИБС с комбинированным СМ

Задача БМПН состоит в уменьшении мощности рассеивания ЛБ. Работа БМПН основана на так называемом пошагово-волновом принципе (Step-Wave Approach) [45]. Для этого используется структура с дискретным формированием напряжения выхода. На рисунке 1.18 изображена функциональная схема блока. БМПН состоит из гальваноразвязанных последовательно соединенных источников напряжения Z_N , имеющих выходные напряжения ΔU и $U_{\text{баз}}$ (напряжение, равное уровню напряжения насыщения линейного каскада). Данные уровни напряжения выхода рассчитаны с учетом максимально возможного уровня напряжения на силовой шине при условии подключения всех источников Z_N . Ключевое требование к работе БМПН по такому принципу состоит в том, что напряжение должно формироваться своевременно.

В результате сравнения напряжения $OC(U_H)$ с опорным напряжением $U_{урN}$ компараторов DA_N происходит формирование сигналов включения U_3 ключей на транзисторах K_N . В итоге уровень $U_{Ш}$ формируется таким образом, чтобы при условии работы ИБС в заданной рабочей точке падение напряжения на ЛБ было минимальным.

Чтобы лучше понять принцип работы рассматриваемого ИБС, можно условно представить импедансы СЭС КА (Z_H) и ЛБ ($Z_{ЛБ}$) в виде делителя напряжения (см. рисунок 1.17), для удобства приняв их в виде только активных

составляющих R_H и $R_{ЛБ}$. Предположим, ИБС имеет ВАХ, соответствующую рисунку 1.9. Рабочая точка, для которой определены параметры $U_H = 90$ В, $I_H = 10,8$ А, соответствует положению C на участке тока.

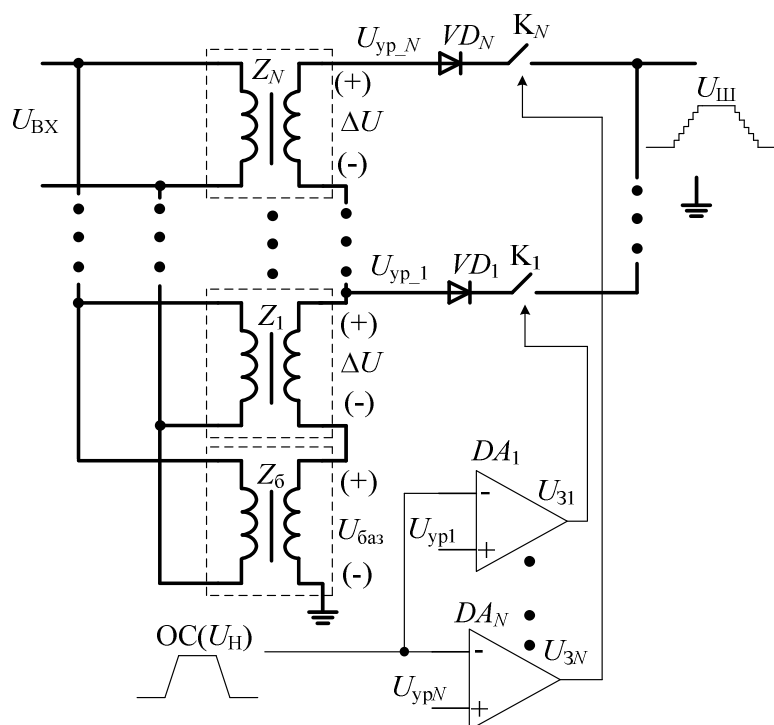


Рисунок 1.18 – Функциональная схема

блока многоуровневого переключения напряжений

В первом случае предположим, что БМПН отсутствует и структурная схема ИБС соответствует рисунку 1.14, тогда напряжение шины $U_{Ш}$ должно соответствовать максимально возможному значению напряжения, а именно напряжению холостого хода – $U_{ХХ} = 185$ В. С учетом данных условий на сопротивлении ЛБ падение напряжения должно быть рассчитано по формуле

$$U_{ЛБ} = U_{Ш} - U_H. \quad (1.3)$$

Таким образом, получим значение $U_{ЛБ1} = 95$ В. Мощность, рассеиваемая на ЛБ, будет определяться выражением

$$P_{ЛБ} = (U_{Ш} - U_H) \cdot I_H. \quad (1.4)$$

Для данного случая получим значение $P_{ЛБ1} = 1026$ Вт.

Во втором случае рассмотрим работу предложенного ИБС в точке C и примем дискретность источников напряжения БМПН $\Delta U = 10$ В. С учетом принципа работы БМПН на шине будет сформировано минимально возможное напряжение $U_{Ш} = 100$ В. Тогда по формулам (1.3) и (1.4) получим соответствующие значения $U_{ЛБ2} = 10$ В и $P_{ЛБ2} = 108$ Вт. Полученная величина рассеиваемой мощности на ЛБ $P_{ЛБ2}$ рассматриваемого ИБС меньше на порядок соответствующей величины $P_{ЛБ1}$ ИБС только с линейными СМ при работе, соответствующей одинаковому положению РТ на ВАХ для двух ИБС.

Графически можно выразить величину рассеиваемой мощности на ЛБ в зависимости от значений U_H и I_H при последовательном смещении РТ от начального положения, соответствующего КЗ, до конечного положения, соответствующего ХХ на ВАХ в соответствии с рисунком 1.19.

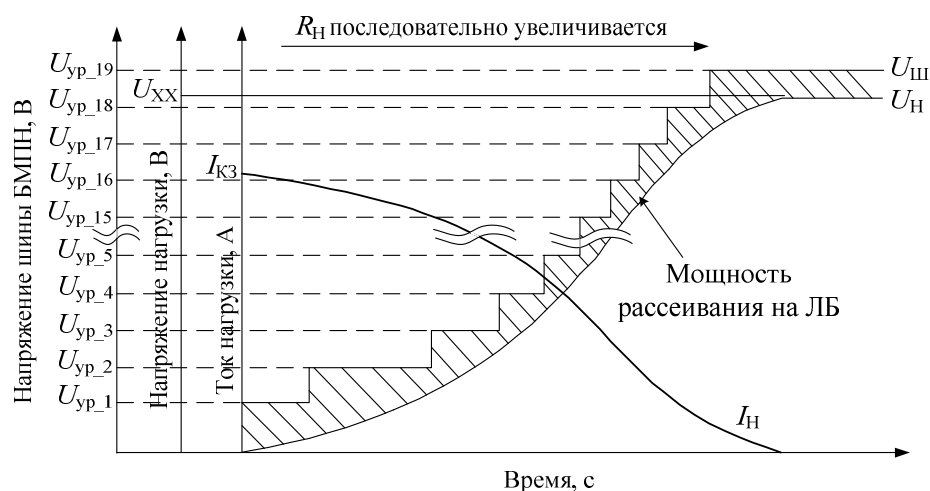


Рисунок 1.19 – График мощности рассеивания на ЛБ при последовательном смещении положения РТ от КЗ до ХХ на ВАХ

Форма выходного напряжения $U_{Ш}$ будет тем точнее повторять форму напряжения $OC(U_H)$, чем меньше будет уровень напряжения шага $U_{ур_N}$. Это в свою очередь уменьшит величину потерь на ЛБ.

Несмотря на кажущуюся эффективность, комбинированная топология СМ включает в себе проблему согласования двух силовых каналов, принимая во внимание то, что импульсный канал обладает большей инерционностью.

1.5 ИБС как малоинерционный источник тока

В качестве альтернативы описанным выше подходам к построению ИБС существует подход с использованием силовых модулей с импульсным принципом работы [46] и его дальнейшее развитие с применением обводного канала тока в структуре ИБС.

В соответствии с эквивалентной схемой СЭ (см. рисунок 1.1а) ниже будут представлены способы формирования ВАХ СБ и соответствующие им варианты построения ИБС, которые представляют собой малоинерционные источники тока (в дальнейшем «малоинерционные ИБС»), благодаря тому что ток короткого замыкания ($I_{кз}$) в дросселе выходного фильтра поддерживается постоянно, независимо от положения рабочей точки ВАХ. Для достижения этого условия используются обводные каналы, которые вступают в работу в соответствии с определенными алгоритмами. Для упрощения анализа приведенные схемы ИБС не предполагают воспроизведение нелинейного участка.

На рисунке 1.20 изображена структурная схема малоинерционного ИБС, состоящая из следующих составных частей:

- источников напряжений U_0 и $U_{доб}$, выполненных по топологии мостового инвертора с понижающим трансформатором и двухполупериодным выпрямителем со средней точкой;
- модуля стабилизатора тока (МСТ), выполненного по топологии понижающего преобразователя;
- резисторов $R_{П}$ и $R_{Ш}$, предназначенных для имитации соответствующих сопротивлений СБ. Величины сопротивлений резисторов $R_{П}$ и $R_{Ш}$ влияют на наклоны ВАХ на участках напряжения и тока соответственно;
- отсекающего диода $VD3$ вместе с сопротивлением $R_{П}$, транзисторного ключа (далее ключ) $VT2$ и возвратного диода $VD1$, образующих обводной канал;
- импеданса нагрузки $Z_{н}$.

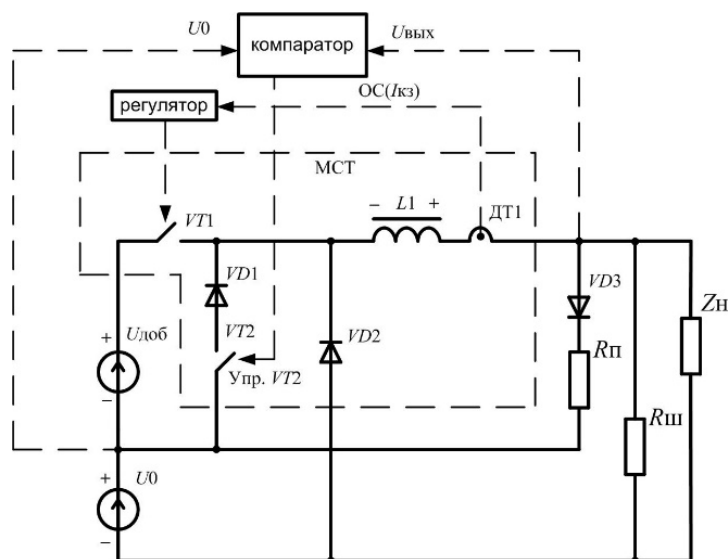


Рисунок 1.20 – Структурная схема малоинерционного ИБС с обособленным управлением работой обводного канала

Источники напряжений U_0 и $U_{доб}$ служат для формирования напряжения $U_{ХХ}$. МСТ с помощью ШИМ-преобразования осуществляет стабилизацию тока дросселя $L1$, именуемого также током короткого замыкания $I_{КЗ}$, независимо от тока нагрузки I_H .

Обводной канал образуется при открытии ключа $VT2$ во время работы ИБС на участке напряжения. Управление ключом $VT2$ осуществляется компаратором из условия сравнения двух сигналов напряжений $U_{вых}$ и U_0 . Когда $U_{вых} > U_0$ (режим работы на участке напряжения), ключ обводного канала открыт, в противном случае закрыт.

При работе на участке напряжения ток $I_{КЗ}$ в ИБС разветвляется по следующим контурам с учетом состояния ключа $VT1$:

ключ $VT1$ открыт: $U_{доб}(+) - VT1 - L1 - ДТ1 - Z_H - U_0 - U_{доб}(-)$;

$U_{доб}(+) - VT1 - L1 - ДТ1 - VD3 - R_{П} - U_{доб}(-)$.

При закрытом ключе $VT1$ ток течет в «нулевом» контуре:

$L1(+)- ДТ1 - VD3 - R_{П} - VT2 - VD1 - L1(-)$,

и через нагрузку: $L1(+)- ДТ1 - Z_H - VD2 - L1(-)$.

Использование «нулевого» контура позволяет добиться минимального спада тока (энергия рассеивается только на активном сопротивлении элементов контура)

в индуктивности $L1$, когда не происходит сброса энергии на источник напряжения U_0 .

При работе на участке тока ВАХ путь прохождения тока будет определяться следующими контурами:

ключ $VT1$ открыт: $U_{\text{доб}}(+)$ – $VT1$ – $L1$ – $DT1$ – ZH – U_0 – $U_{\text{доб}}(-)$;

ключ $VT1$ закрыт: $L1(+)$ – $DT1$ – ZH – $VD2$ – $L1(-)$.

Использование обводного канала необходимо для обеспечения независимости регулирования тока короткого замыкания от тока нагрузки, а также непрерывности тока дросселя в режимах, близких к холостому ходу ИБС при ограничении снизу малых величин коэффициента заполнения, связанных с аппаратными задержками формирователей импульсов управления.

Недостаток данного способа заключается в наличии ошибок, связанных с нечетким критерием перехода с участка тока на участок напряжения, когда разница уровней напряжений $U_{\text{вых}}$ и U_0 не превышает уровень гистерезиса компаратора, отвечающего за открытое состояние ключа $VT2$. В результате этого энергия индуктивности $L1$ приводит к увеличению уровня напряжения U_0 выше заданного и, как следствие, к неадекватному увеличению уровня выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ ИБС. Из-за сложной процедуры настройки аналоговых схем трудно добиться повторяемости серийных образцов ИБС и добиться монотонности участков тока и напряжения ВАХ [47].

Существующие, более ранние версии малоинерционных ИБС [48] в целом обладают теми же преимуществами, а их топология построения силового канала обладает потенциалом в наращивании мощности. Но им также присущи недостатки, связанные с недостаточно развитыми системами управления наряду с топологией построения силового канала. В указанных способах построения ВАХ используются дополнительные схемы управления работой обводного канала, из-за чего достаточно сложно обеспечить монотонность ВАХ [49, 50].

На рисунке 1.21 предложена структурная схема малоинерционного ИБС со способом формирования ВАХ, где используется только сигнал управляющего воздействия регулятора.

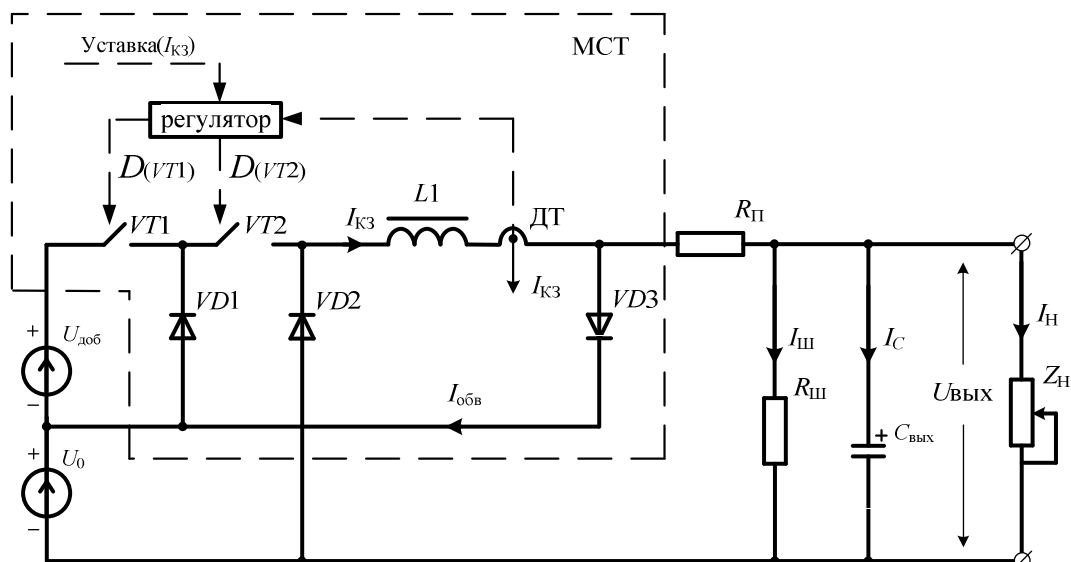


Рисунок 1.21 – Структурная схема малоинерционного ИБС с реализацией управления работой обводного канала только регулятором

Элементы схемы U_0 , $U_{доб}$, $R_П$, $R_Ш$, $VD3$ аналогичны описанным для предыдущего ИБС. МСТ работает в двух диапазонах входного напряжения, образуемых соответственно уровнями U_0 и $(U_0 + U_{доб})$ при переходе рабочей точки с участка тока на участок напряжения ВАХ. Переход на разные уровни входного напряжения и управление работой обводного канала осуществляются благодаря использованию двух ключей $VT1$ и $VT2$, работающих под управлением регулятора МСТ.

Особенностью малоинерционных ИБС является их универсальность, заключающаяся в том, что они могут использоваться не только по прямому назначению в качестве имитаторов, но и также выполнять роль источников питания за счет возможности формировать прямоугольную ВАХ. При этом данная особенность не влияет на частотные характеристики ИБС, на которых сделан акцент в данной работе, и к которым, прежде всего, предъявляются высокие требования. Концепция работы, положенная в основу малоинерционного

ИБС, сохраняет универсализацию для любого вида формируемой ВАХ. Нелинейный участок ВАХ может быть образован модификацией обводного канала, введением в схему диодной матрицы и преобразователя, ограничивающего уровень напряжения на диодной матрице (не показаны на схеме). Для наземных испытаний может быть достаточным формирование ВАХ только с наклоном на токовом участке при работе от шунтового стабилизатора.

Выводы по главе 1

Принимая во внимание особенности описанных типов ИБС, можно выделить следующие тенденции проектирования с учетом их использования и круга решаемых задач.

В промышленности, как правило, используются ИБС с импульсным принципом работы СМ и цифровой системой управления. Это обусловлено требованиями к повышенной мощности, широким функциональным возможностям и условно невысокими требованиями к скорости реакции ИБС на возмущающие воздействия.

Предъявляемые высокие требования к динамическим и частотным характеристикам ИБС для космической отрасли при проектировании привели к использованию подхода с применением линейного принципа работы СМ. Несмотря на то что данный подход на текущий момент еще не до конца исчерпал свой потенциал, становится очевидным его бесперспективность с учетом сохранения тренда дальнейшего увеличения мощности ИБС. Решением данной проблемы является использование подхода к проектированию ИБС с импульсным принципом работы СМ. Применять данный ряд ИБС в космической отрасли во многом позволяет идеология построения СМ, благодаря которой ток короткого замыкания постоянно течет во внутреннем контуре ИБС, за счет чего уменьшается время реакции системы на возмущающее воздействие. В то же время появляется недостаток, заключающийся в избыточной мощности, необходимой для

поддержания тока КЗ. С другой стороны, импульсный принцип работы СМ способствует увеличению КПД и в определенной степени компенсирует упомянутый недостаток. В перспективе увеличение производительности микроконтроллеров, составляющих основу ЦСУ, должно привести к замещению аналоговых систем управления на цифровые в ИБС для космической отрасли.

ГЛАВА 2. ИССЛЕДОВАНИЕ МОДЕЛЕЙ ИМИТАТОРА БАТАРЕИ СОЛНЕЧНОЙ

Рассматриваются схемотехнические решения исследуемого имитатора и создание его математической модели.

2.1 Проектирование каналов ЗАРЯД/РАЗРЯД ИБС

На рисунке 2.1 представлена функциональная схема девятиканального ИБС [51], в основу принципа работы которого заложена структурная схема рисунка 1.21.

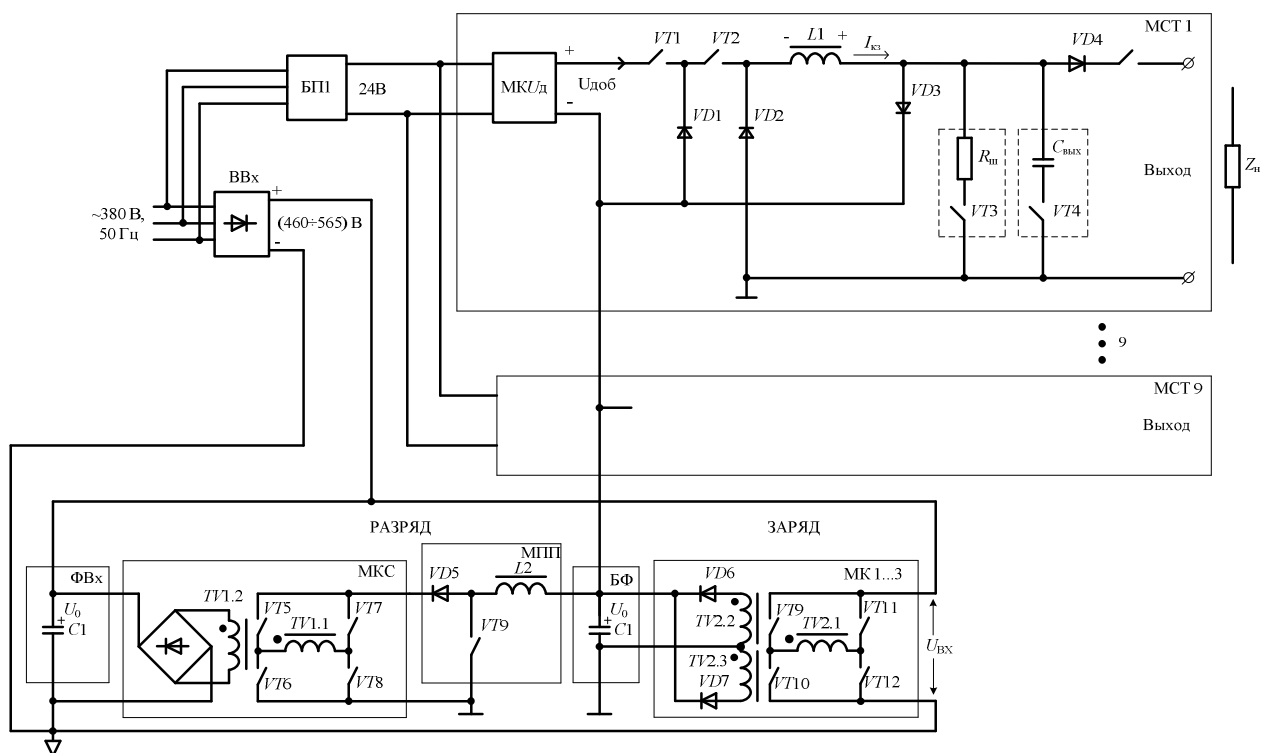


Рисунок 2.1 – Функциональная схема девятиканального ИБС

Условно структуру ИБС можно разделить на две части. Первая – базовая часть, служит в качестве источника энергии для второй части, предназначенной непосредственно для формирования ВАХ. Вторая часть состоит из девяти параллельно включенных одинаковых МСТ, которые могут работать как

параллельно, формируя ВАХ по принципу суперпозиции, так и поодиночке. Ниже представлено описание базовой части, состоящей в свою очередь из каналов ЗАРЯД и РАЗРЯД. В общем объеме работы базовая часть имеет второстепенное значение, поэтому можно достаточно кратко описать ее общий принцип работы.

Напряжение сети (380 В, 50 Гц) поступает на трехфазный мостовой выпрямитель ВВх, с выхода которого через блок фильтра входного ФВх выпрямленным напряжением питаются три параллельно включенных модуля конвертора $МКУ_0$, выполненных по топологии мостового инвертора с понижающим трансформатором и двухполупериодным выпрямителем со средней точкой. Данные модули представляют канал ЗАРЯД, который стабилизирует напряжение U_0 в диапазоне $10 \div 60$ В блока фильтра БФУ₀, когда этот уровень становится ниже заданного.

Канал РАЗРЯД так же предназначен для стабилизации напряжения U_0 при превышении его уровня выше заданного. Данный канал состоит из двух модулей. Первый из них – модуль повышающего преобразователя (МПП), выполненный по соответствующей топологии. Данный модуль с обратной связью по U_0 осуществляет промежуточное преобразование напряжения U_0 в повышенное на входе модуля конвертора сброса (МКС) (второго модуля канала РАЗРЯД), выполненного по топологии мостового инвертора с повышающим трансформатором и мостовым выпрямителем [52]. МКС стабилизирует на своем входе напряжение уровня 120 В и при превышении данного значения преобразует его в повышенное до уровня рекуперации энергии во входной фильтр ФВх. Представленная базовая часть служит основой различных имитаторов [9] и зарекомендовала себя как надежное схемотехническое решение.

Напряжение U_0 предназначено для питания девяти канальных МСТ. Таким образом, преобразователи $МКУ_0$, МПП и МКС, реализуя заряд и разряд конденсаторов фильтра БФУ₀, тем самым обеспечивают симметричный отклик системы при сбросе-набросе нагрузки.

На рисунке 2.2 изображена структурная схема системы автоматического управления (САУ) с функцией стабилизации напряжения U_0 . САУ имеет устройство задания УЗ уровня напряжения U_0 , сигнал которого является общим для регуляторов каналов ЗАРЯД и РАЗРЯД. Структурно канал ЗАРЯД состоит из одного внешнего и трех внутренних (подчиненных) контуров регулирования, включенных параллельно. Внутренние контуры стабилизации тока на входе $МКУ_0$ синхронизированы по несущей частоте ШИМ со сдвигом на 120 эл. градусов, чтобы уменьшить пульсации выходного сигнала и коммутационные помехи. В основе каждого контура лежит пропорциональный (П) регулятор, придающий высокие динамические характеристики системе. В основе внешнего контура стабилизации напряжения U_0 лежит пропорционально-интегрально-дифференциальный (ПИД) регулятор, позволяющий системе поддерживать высокую точность стабилизации. $МК1...МК3$ служат в качестве исполнительных устройств для $БФU_0$, являющегося управляемым объектом в структуре канала ЗАРЯД.

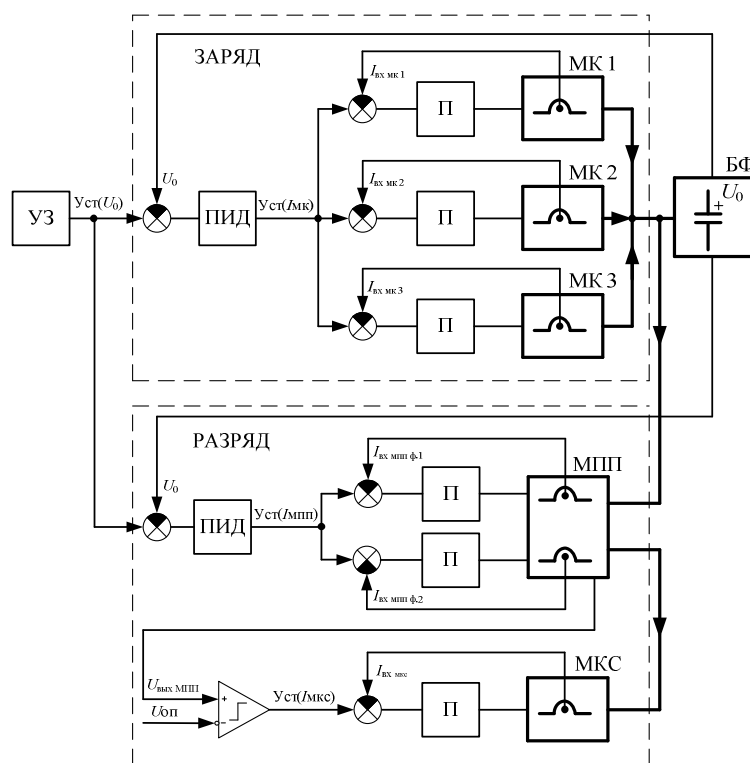


Рисунок 2.2 – Структурная схема САУ стабилизации уровня напряжения U_0

В канал РАЗРЯД входят две параллельно работающие системы управления. Первая из них состоит из внешнего и внутреннего (подчиненного) контуров регулирования, в целом по принципу построения и свойствам аналогичным для канала ЗАРЯД, с той разницей, что синхронизация двухфазного МПП по несущей частоте ШИМ выполнена со сдвигом на 180 эл. градусов. Внутренние контуры, в основе которых лежат П-регуляторы, стабилизируют токи на входе МПП; внешний контур, основанный на ПИД-регуляторе, стабилизирует напряжение U_0 . МПП является исполнительным устройством для БФ U_0 , являющегося управляемым объектом в структуре канала РАЗРЯД.

Вторая система управления канала РАЗРЯД состоит из внутреннего контура стабилизации тока на входе МКС, основанного на П-регуляторе, и внешнего контура стабилизации напряжения на выходе МПП, основанного на регуляторе, работающем по релейному принципу. Для регулятора внешнего контура задающим является сигнал, пропорциональный определенному уровню напряжения на выходе МПП. При превышении уровня напряжения на выходе МПП выше заданного данный контур вступает в работу.

Стрелками на рисунке показано направление протекания тока силовых модулей каналов ЗАРЯД/РАЗРЯД в соответствии с описанием работы функциональной схемы.

Блок питания БП1 формирует резервированное напряжение уровня 24 В постоянного тока, снабжая энергией модули конвертора добавочные (МКУ_д) девяти каналов МСТ. На выходах МКУ_д устанавливается постоянный уровень напряжения U_d , достаточный для поддержания в дросселе тока короткого замыкания в режиме холостого хода ИБС и который, при последовательном соединении МКУ_д и МКУ₀, в сумме с U_0 дает напряжение, позволяющее поддерживать уровень напряжения каналов имитатора с учетом компенсации потерь на активном сопротивлении элементов, когда нагрузочная рабочая точка находится на участке напряжения ВАХ ИБС (в том числе и в режиме холостого хода).

МСТ обеспечивает регулирование и стабилизацию тока короткого замыкания $I_{кз}$ через дроссель $L1$. Величиной резистора $R_{ш}$ задается наклон на участке тока ВАХ. Подробное описание работы ИБС, основой формирования ВАХ которого является МСТ, будет описано ниже.

2.2 Проектирование и математическое моделирование модуля стабилизатора тока

При разработке ИБС были заимствованы некоторые особенности парадигмы построения моделей и симуляции для киберфизических электроэнергетических систем на основе стандарта SystemC-AMS с открытым исходным кодом [53]. Указанный стандарт служит инструментом для проектирования, моделирования и оптимизации процессов генерации, распределения, хранения и потребления энергии с использованием управляемых источников энергии. Таким образом, была реализована идея параллельной разработки моделей как для силовой части, так и для части системы управления, что позволило проверить правильность работы схемы и поведения полученной математической модели. Помимо этого, использование симуляции процессов позволяет упростить исследование физической модели, получая значения напряжения и тока СБ от датчиков модели, без использования математических уравнений.

Концепция, лежащая в основе проектирования ИБС, в виде последовательных шагов представлена на рисунке 2.3.

Для дальнейшего обоснования адекватности предложенной концепции можно сопоставить эквивалентные схемы солнечного элемента на основе рисунка 1.1а и абстрактного источника электроэнергии с учетом работы на нагрузку (рисунок 2.4).



Рисунок 2.3 – Схема последовательности проектирования модели ИБС

В процессе проектирования проводится анализ основных характеристик представленных эквивалентных схем, с учетом этого разрабатывается преобразователь, топология которого обладает потенциалом в реализации необходимых свойств. Общими элементами цепей являются шунтирующее сопротивление $R_{Ш}$, последовательное сопротивление $R_{П}$ и сопротивление нагрузки $R_{Н}$. Сопротивления $R_{П}$ и $R_{Ш}$ определяют наклоны ВАХ, формируемой

преобразователем, на участках напряжения и тока. В качестве объекта моделирования принята серийно выпускаемая СБ CS6K-270P [54].

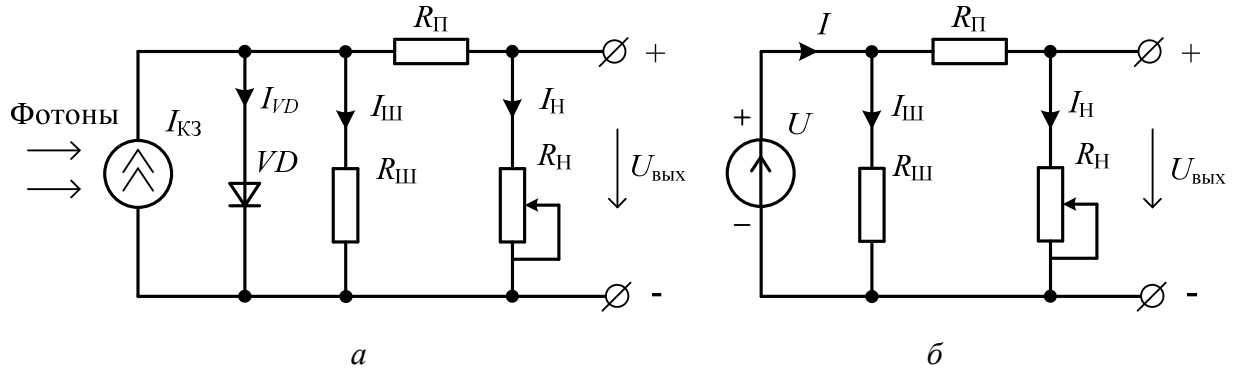


Рисунок 2.4. Эквивалентные схемы: *a* – солнечного элемента; *б* – абстрактного источника электроэнергии

Важным этапом проектирования сложных электротехнических систем является компьютерное моделирование [55]. В настоящее время при исследовании сложных технических объектов наиболее популярной является среда MatLab. Выбранная СБ представлена в MatLab 2021a Simulink в двух библиотеках, а именно Simscape -> Electrical -> Specialized Power Systems -> Sources и Simscape -> Electrical -> Sources. Обе библиотеки имеют базу силовых элементов. Первая библиотека включает силовые компоненты электрических цепей, тогда как вторая соответствует так называемым spice-схемам [56], реализованным в Simulink. На рисунке 2.5 показаны модели СБ, разработанные на основе соответствующих библиотек. В целом данные модели СБ обеспечивают одинаковые характеристики, но spice-модель фотоэлемента позволяет получить ВАХ при температурах ниже 0 °С. Формируемые моделями ВАХ служат эталонными для последующего сравнения с ВАХ, формируемой разрабатываемым ИБС.

Разрабатываемый ИБС должен формировать семейства ВАХ и ВВАХ, аналогичные показанным на рисунке 2.6. Помимо характеристик СБ и идеального источника питания, на данном рисунке также представлен диапазон нагрузочных

характеристик, чтобы продемонстрировать диапазон положения РТ вдоль ВАХ при заданных условиях окружающей среды.

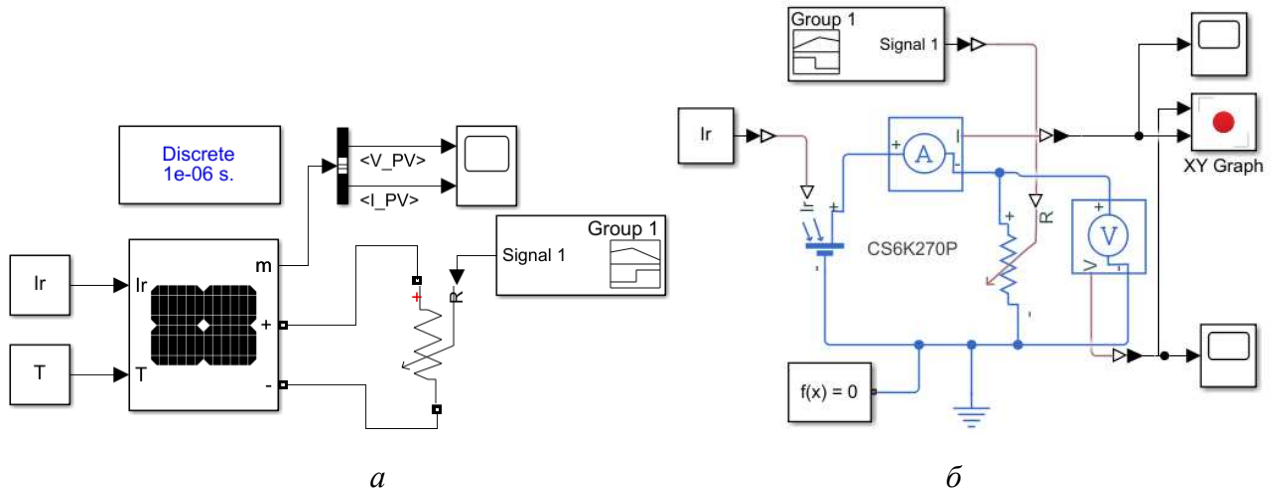


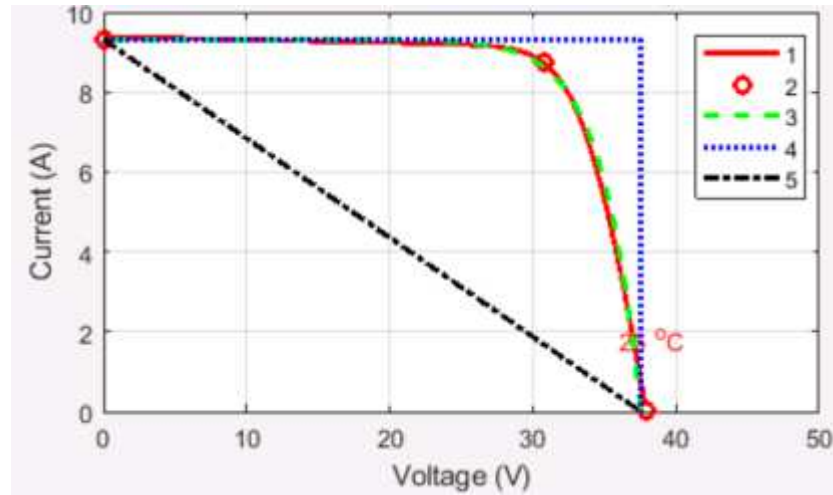
Рисунок 2.5. Эквивалентные схемы СБ: *а* – библиотеки силовых компонентов; *б* – библиотеки spice-схем

Характеристики 1 и 3 получены для величины интенсивности солнечного излучения $I_r = 200 \text{ Вт/м}^2$ и температуры $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$. Для этих условий значения граничных точек составляют: ток короткого замыкания $I_{КЗ} = 9,32 \text{ А}$; напряжение холостого хода $U_{ХХ} = 37,55 \text{ В}$; ток и напряжение в точке максимальной мощности или оптимальной рабочей точки $I_{ОПТ} = 8,6 \text{ А}$; $U_{ОПТ} = 30,87 \text{ В}$, максимальная мощность $P_{ОПТ} = 265,32 \text{ Вт}$.

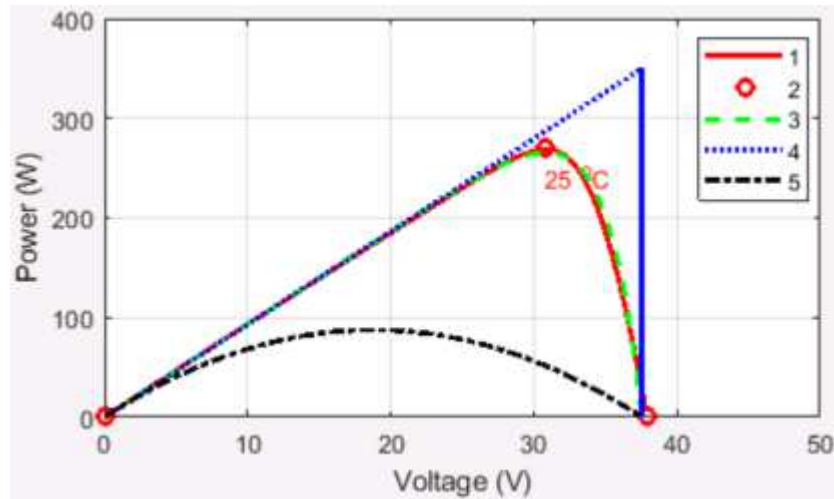
Характеристики рисунка 2.6 показывают, что две модели СБ соответствуют друг другу. Для дальнейших исследований будет взята модель библиотеки spice-схем Simulink с параметрами паспортных данных.

Характеристики 4 и 5 ограничивают предельную область, в которой могут располагаться реальные ВАХ 1 и 3 для принятой интенсивности излучения и температуры.

Существует подход к реализации нелинейной ВАХ (1 и 3) при создании модели СБ, когда используются таблицы данных, полученные из набора аналитических моделей [57–62].



а



б

Рисунок 2.6 – Характеристики: *а* – вольт-амперная; *б* – вольт-ваттная;

1 – характеристики СБ CS6K-270P, реализованные на компонентах библиотеки силовых элементов Simulink; 2 – граничные (ключевые) точки характеристик; 3 – характеристики СБ CS6K-270P, реализованные на компонентах библиотеки spice-схем; 4 – характеристики СБ CS6K-270P без нелинейного участка, реализованные на идеальном абстрактном источнике электроэнергии; 5 – диапазон нагрузочных характеристик

В основе большинства моделей СБ лежит аналитическая модель СЭ (см. рисунок 1.1а). Уравнение, которое определяет ВАХ СЭ и в основе которого содержится уравнение (1.3) идеализированного СЭ, можно записать в виде

$$I_H = I_{K3} - I_S \cdot \left(\exp \frac{e \cdot (U + I_H \cdot R_{II})}{A \cdot k \cdot T} - 1 \right) - \frac{U + I_H \cdot R_{II}}{R_{III}},$$

где R_{Π} – последовательное сопротивление солнечного элемента; $R_{\text{ш}}$ – шунтирующее сопротивление; A – коэффициент (эмпирический параметр ВАХ), полученный при сравнении теоретических и экспериментальных ВАХ.

В качестве альтернативы аналитической модели выступает так называемая полуэмпирическая модель СЭ [63], которая опирается только на информацию паспортных данных СБ.

В рамках этого исследования была предложена модель ИБС в среде MatLab/Simulink, основанная на информации паспортных данных СБ, определяющих три граничные точки ВАХ. Модель ИБС должна формировать ВАХ, проходящую через эти точки.

Предложенная топология ИБС (см. рисунок 1.21) имеет обводной канал тока короткого замыкания, выполненный на диоде $VD3$, аналогичный каналу на диоде VD эквивалентной схемы замещения (см. рисунок 2.4а).

Все параметры схемы рассчитаны в соответствии с принципом работы малоинерционного ИБС и основаны как на методиках проектирования силовых преобразователей [64], так и на предыдущих исследованиях в данной области [65, 66].

Для того чтобы иметь наглядное представление о механизме формирования ВАХ и принципе работы исследуемой топологии, а также вывести ее математическую модель, необходимо описать работу ИБС с указанием положения рабочих точек на ВАХ (рисунок 2.7) синхронно с обозначением в структурных схемах всевозможных контуров протекания тока, соответствующих всем возможным состояниям транзисторов $VT1$ и $VT2$ (рисунок 2.8).

Топология МСТ, по сути, представляет собой модификацию понижающего преобразователя, отличаясь от последней наличием удвоенного количества ключей ($VT1$, $VT2$), возвратных диодов ($VD1$, $VD2$) и обводного диода $VD3$, которые образуют контуры протекания тока в соответствии с положением рабочей точки ИБС на ВАХ. Данная топология построения ИБС обусловлена принципиальным условием поддержания стабилизируемого тока $I_{\text{кз}}$ в дросселе

$L1$, служащего в качестве дополнительного источника энергии для постоянного поддержания тока в контурах ИБС независимо от положения рабочей точки на ВАХ. Положение РТ ИБС на ВАХ определяется величиной сопротивления нагрузки Z_H .

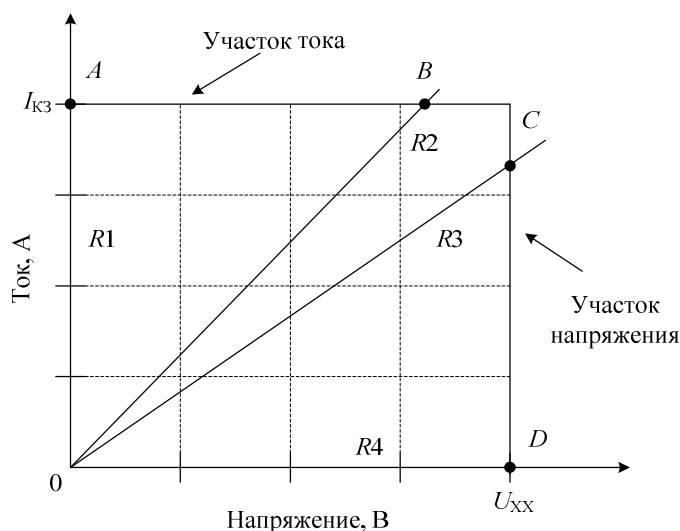


Рисунок 2.7 – ВАХ ИБС и нагрузочные характеристики

На ВАХ (см. рисунок 2.7) обозначены четыре положения РТ ($A - D$), образованные соответственно нагрузочными характеристиками $R1 - R4$, которые определяют режим работы ИБС. Нагрузочная характеристика $R1$, совпадающая с осью ординат, определяет положение точки A на участке тока. Это частный случай работы ИБС в режиме КЗ. Положение точки B , также на участке тока, определяется нагрузочной характеристикой $R2$. Нагрузочные характеристики $R3$ и $R4$ аналогично определяют положения точек C и D на участке напряжения, причем $R4$, совпадающая с осью абсцисс, определяет положение точки D и соответствует частному случаю работы ИБС в режиме ХХ.

На рисунке 2.8 каждый интервал периода сигнала ШИМ, выделенный красным цветом, соответствует состоянию схемы справа. Цвета ветвей каждой схемы обозначают пути протекания тока. Условно считается, что, чем теплее цвет ветви, тем выше протекающий в ней ток. Например, красный цвет обозначает наибольший ток.

Когда ИБС работает в установившемся режиме на участке тока ВАХ, в качестве основного источника энергии выступает только источник напряжения U_0 . В этом случае ключ $VT1$ всегда разомкнут, тогда как ключ $VT2$ находится в режиме ШИМ (рисунок 2.8а, в).

Когда ключ $VT2$ замкнут на интервале периода ШИМ (рисунок 2.8а), образуются следующие два контура протекания тока (рисунок 2.8б):

$$U_0(+) \rightarrow VD1 \rightarrow VT2 \rightarrow L1 \rightarrow Z_H \rightarrow U_0(-);$$

$$U_0(+) \rightarrow VD1 \rightarrow VT2 \rightarrow L1 \rightarrow R_{Ш} \rightarrow U_0(-).$$

В частном случае при работе в режиме КЗ можно выделить только один контур протекания тока:

$$U_0(+) \rightarrow VD1 \rightarrow VT2 \rightarrow L1 \rightarrow Z_H \rightarrow U_0(-).$$

Также необходимо учесть, что во время переходных процессов образуется контур протекания тока заряда емкости $C_{\text{вых}}$:

$$U_0(+) \rightarrow VD1 \rightarrow VT2 \rightarrow L1 \rightarrow C_{\text{вых}} \rightarrow U_0(-).$$

Далее, при составлении уравнений по закону Кирхгофа для каждого состояния ключей $VT1$, $VT2$, принято допущение, что нагрузка Z_H имеет активный характер, а ключи и диоды идеальны. Эквивалентное сопротивление параллельного соединения Z_H и $R_{Ш}$ обозначим как R .

Для этого состояния ключей система уравнений, в частности отражающая скорости изменения тока короткого замыкания и выходного напряжения ИБС, принимает вид:

$$\begin{cases} \frac{di_{\text{КЗ}}}{dt} = -\frac{1}{L}U_{\text{вых}} + \frac{1}{L}U_0; \\ \frac{dU_{\text{вых}}}{dt} = \frac{1}{C}i_{\text{КЗ}} - \frac{1}{R \cdot C} \cdot U_{\text{вых}}. \end{cases} \quad (2.1)$$

Когда ключ $VT2$ разомкнут на интервале периода ШИМ (рисунок 2.8в), ток $I_{\text{КЗ}}$ поддерживается за счет накопленной энергии магнитного поля в дросселе $L1$ и протекает по следующим контурам (рисунок 2.8г):

$$L1(+) \rightarrow Z_H \rightarrow VD2 \rightarrow L1(-);$$

$$L1(+) \rightarrow R_{Ш} \rightarrow VD2 \rightarrow L1(-).$$

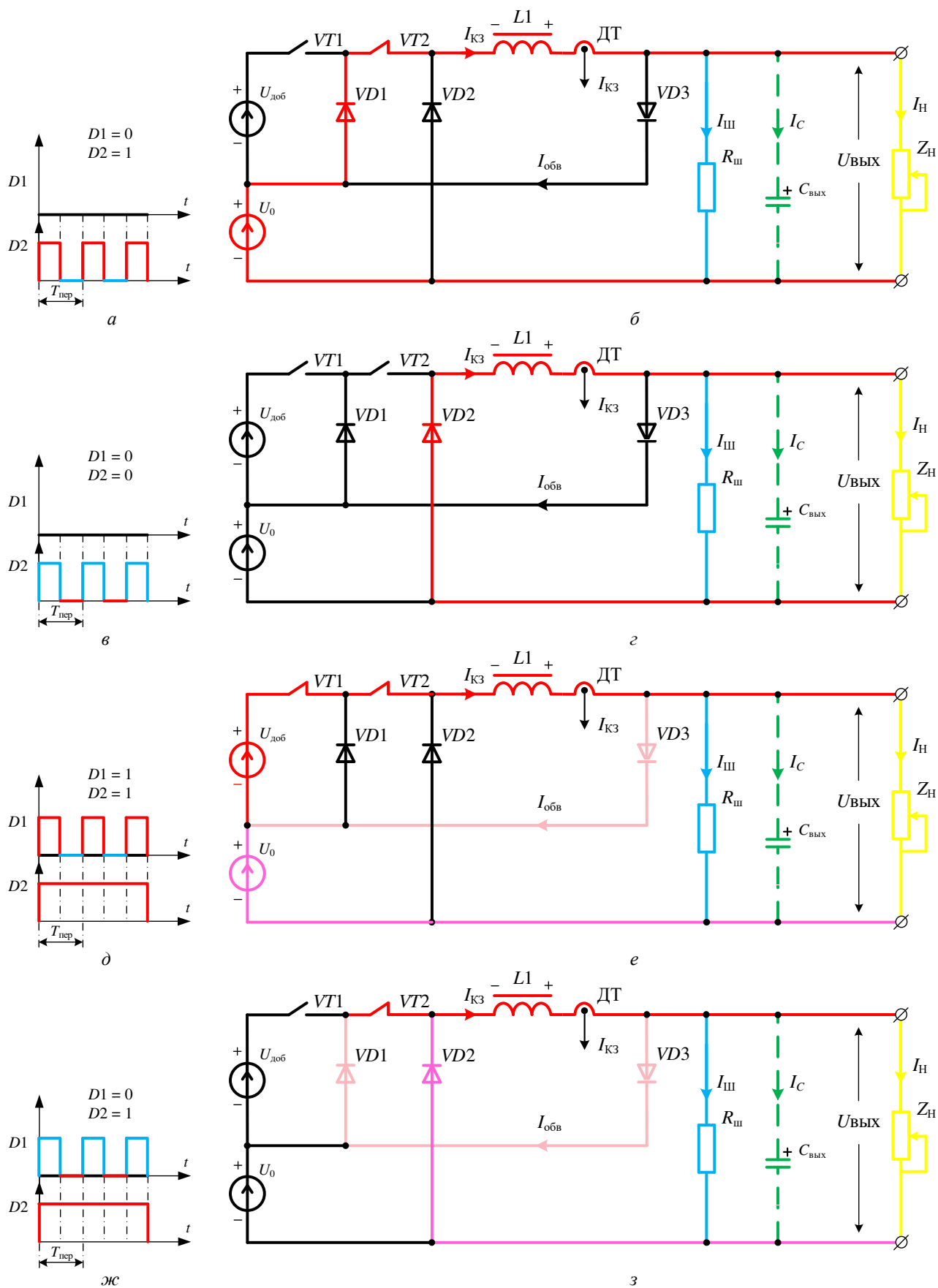


Рисунок 2.8 – Функциональные схемы ИБС с контурами протекания токов в зависимости от состояния ключей $VT1$ и $VT2$ (б, г, в, з) во временном интервале периода ШИМ (а, в, д, ж)

Для режима КЗ ток протекает в контуре

$$L1(+) \rightarrow Z_H \rightarrow VD2 \rightarrow L1(-).$$

Заряд емкости $C_{\text{вых}}$ током во время переходного процесса происходит по контуру

$$L1(+) \rightarrow C_{\text{вых}} \rightarrow VD2 \rightarrow L1(-).$$

Этому состоянию ключей соответствуют следующая система уравнений:

$$\begin{cases} \frac{di_{\text{КЗ}}}{dt} = -\frac{1}{L} U_{\text{вых}}; \\ \frac{dU_{\text{вых}}}{dt} = \frac{1}{C} i_{\text{КЗ}} - \frac{1}{R \cdot C} \cdot U_{\text{вых}}. \end{cases} \quad (2.2)$$

Когда ИБС работает в установившемся режиме на участке напряжения ВАХ, источниками энергии служат последовательно соединенные источники напряжений U_0 и $U_{\text{доб}}$, причем последний требуется для компенсации потери напряжения на активном сопротивлении элементов ИБС при стабилизации требуемого уровня напряжения $U_{\text{ХХ}}$. Ключ $VT2$ всегда замкнут, тогда как ключ $VT1$ находится в режиме ШИМ (рисунок 2.8 д, ж).

Таким образом, для точки С, когда оба ключа замкнуты (рисунок 2.8 д), контуры протекания тока выглядят следующим образом (рисунок 2.8 е):

$$U_{\text{доб}}(+)\rightarrow VT1 \rightarrow VT2 \rightarrow L1 \rightarrow VD3 \rightarrow U_{\text{доб}}(-);$$

$$U_{\text{доб}}(+)\rightarrow VT1 \rightarrow VT2 \rightarrow L1 \rightarrow R_{\text{Ш}} \rightarrow U_0 \rightarrow U_{\text{доб}}(-);$$

$$U_{\text{доб}}(+)\rightarrow VT1 \rightarrow VT2 \rightarrow L1 \rightarrow Z_H \rightarrow U_0 \rightarrow U_{\text{доб}}(-).$$

В частном случае при работе в режиме ХХ (точка D) ток протекает по контурам

$$U_{\text{доб}}(+)\rightarrow VT1 \rightarrow VT2 \rightarrow L1 \rightarrow VD3 \rightarrow U_{\text{доб}}(-);$$

$$U_{\text{доб}}(+)\rightarrow VT1 \rightarrow VT2 \rightarrow L1 \rightarrow R_{\text{Ш}} \rightarrow U_0 \rightarrow U_{\text{доб}}(-).$$

Заряд током емкости $C_{\text{вых}}$ во время переходного процесса осуществляется по контуру

$$U_{\text{доб}}(+)\rightarrow VT1 \rightarrow VT2 \rightarrow L1 \rightarrow C_{\text{вых}} \rightarrow U_0 \rightarrow U_{\text{доб}}(-).$$

Соответствующая данному состоянию ключей система уравнений по законам Кирхгофа выглядит следующим образом:

$$\begin{cases} \frac{di_{K3}}{dt} = \frac{1}{L} U_D; \\ \frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{dt} = \frac{1}{C} i_0 - \frac{1}{R \cdot C} \cdot U_{\text{ВЫХ}}. \end{cases} \quad (2.3)$$

Наконец, в случае разомкнутого ключа $VT1$ (рисунок 2.8 ж) при работе на участке напряжения образуются следующие контуры протекания тока (рисунок 2.8з):

$$L1(+) \rightarrow VD3 \rightarrow VD1 \rightarrow VT2 \rightarrow L1(-);$$

$$L1(+) \rightarrow R_{III} \rightarrow VD2 \rightarrow L1(-);$$

$$L1(+) \rightarrow Z_H \rightarrow VD2 \rightarrow L1(-).$$

Режиму XX соответствуют два контура протекания тока:

$$L1(+) \rightarrow VD3 \rightarrow VD1 \rightarrow VT2 \rightarrow L1(-);$$

$$L1(+) \rightarrow R_{III} \rightarrow VD2 \rightarrow L1(-).$$

И заряд емкости $C_{\text{ВЫХ}}$ током во время переходного процесса осуществляется по контуру

$$L1(+) \rightarrow C_{\text{ВЫХ}} \rightarrow VD2 \rightarrow L1(-).$$

Подобный механизм управления позволяет уменьшить скорость спада тока в индуктивности $L1$, при этом вся избыточная энергия индуктивности (не идущая в нагрузку) вращается во внутреннем контуре.

Система уравнений для рассматриваемого интервала выгладит следующим образом:

$$\begin{cases} \frac{di_{K3}}{dt} = 0; \\ \frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{dt} = \frac{1}{C} i_{K3} - \frac{1}{R \cdot C} \cdot U_{\text{ВЫХ}}. \end{cases} \quad (2.4)$$

Анализ систем уравнений (2.1 – 2.4) и определение граничных условий для выходного напряжения, которое необходимо стабилизировать на уровне U_{XX} на участке напряжения, дает возможность получить общую систему уравнений, описывающую поведение ИБС во всех возможных режимах работы:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{K3}}{dt} = -\frac{1}{L} \cdot U_{\text{д}} + \frac{D_1}{L} \cdot U_{\text{д}} + \frac{D_2}{L} \cdot U_0; \\ \frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{dt} = \frac{1}{C} i_0 + \frac{1}{C} i_{K3} - \frac{1}{R \cdot C} \cdot U_{\text{ВЫХ}}; \\ U_{\text{ВЫХ}} = \begin{cases} U_{\text{ВЫХ}}, & \text{если } 0 \leq U_{\text{ВЫХ}} \leq U_{\text{XX}}, \\ U_{\text{XX}}, & \text{если } U_{\text{ВЫХ}} \geq U_{\text{XX}}, \\ 0, & \text{в ином случае.} \end{cases} \end{array} \right. \quad (2.5)$$

Эта универсальная модель позволяет рассматривать коэффициенты заполнения $D1$ и $D2$ либо как непрерывные сигналы, либо как дискретные, следовательно, получаем соответственно непрерывную или дискретную модель ИБС. Данный подход был подробно рассмотрен в [65] для топологии повышающего преобразователя. Полученная математическая модель (2.5) может быть реализована в среде MatLab/Simulink [67].

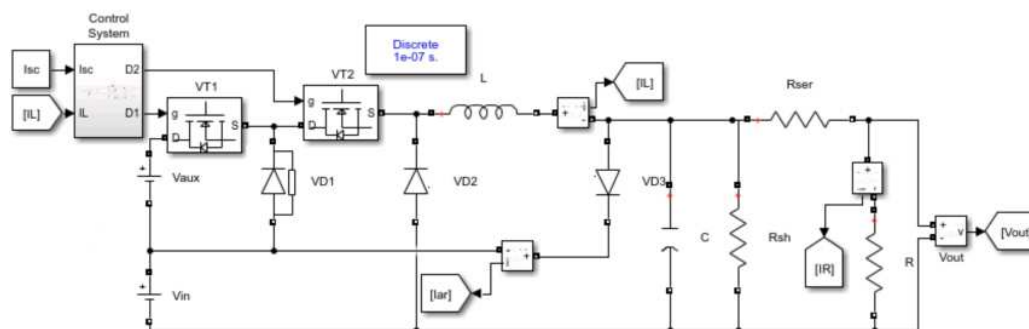
2.3 Математическая модель ИБС в среде MatLab/Simulink

Рассмотрим работу модели ИБС в среде MatLab/Simulink. Прообраз силовой части модели ИБС показан на рисунке 2.4б. Математическая модель в соответствии с системой уравнений (2.5) реализована как в дискретной, так и в непрерывной форме (рисунок 2.9).

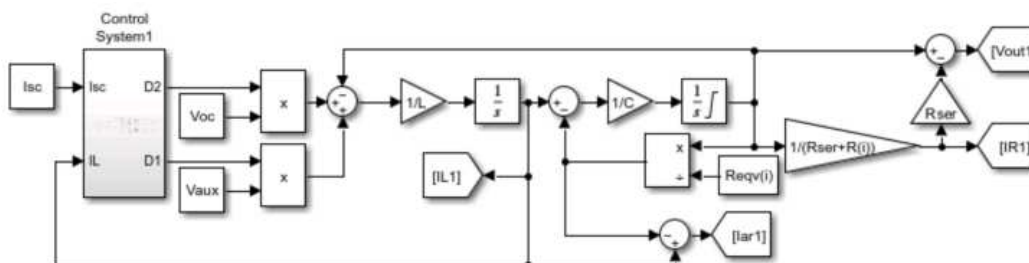
Дискретные и непрерывные варианты модулей СУ (Control System) изображены на рисунке 2.10.

Согласно математической модели переключение диапазонов напряжений между уровнями U_0 и $(U_0 + U_{\text{доб}})$ осуществляется в зависимости от величины коэффициентов заполнения ключей $VT1$ и $VT2$ ИБС согласно алгоритму, представленному на временных диаграммах (рисунок 2.11). Для этого в структуре аналого-цифровой СУ (рисунок 2.10а) реализованы два пилообразных сигнала (П1 и П2), сдвинутых по фазе на 180 эл. градусов и представляющих собой

опорные сигналы для входов 1 компараторов 1 и 2. На входы сравнения 2 данных компараторов заведен сигнал управляющего воздействия u блока ПИД-регулятора, полученный путем сравнения уставки тока короткого замыкания I_{sc} и, в качестве ОС, тока короткого замыкания I_L . В результате сравнения данных сигналов компараторами формируются соответственно сигналы К1 и К2. Блок апериодического фильтра не является обязательным и предназначен для уменьшения пульсаций выходного сигнала u ПИД-регулятора.



a

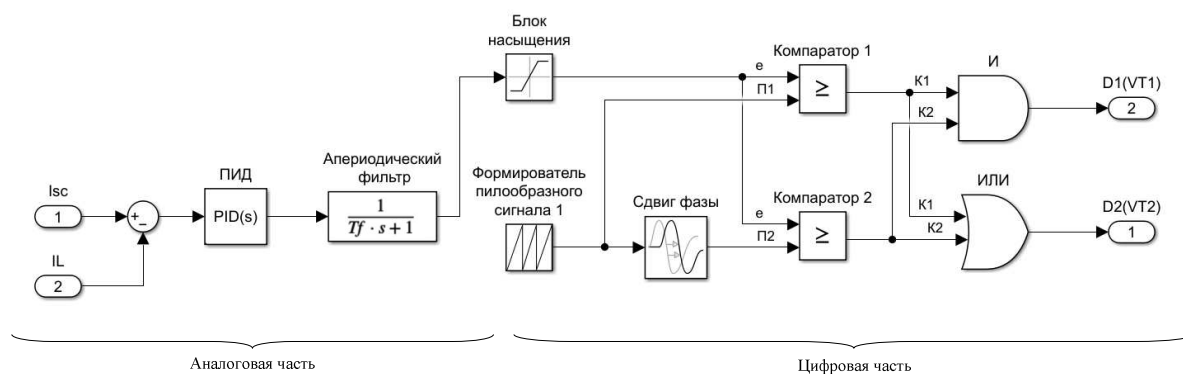


б

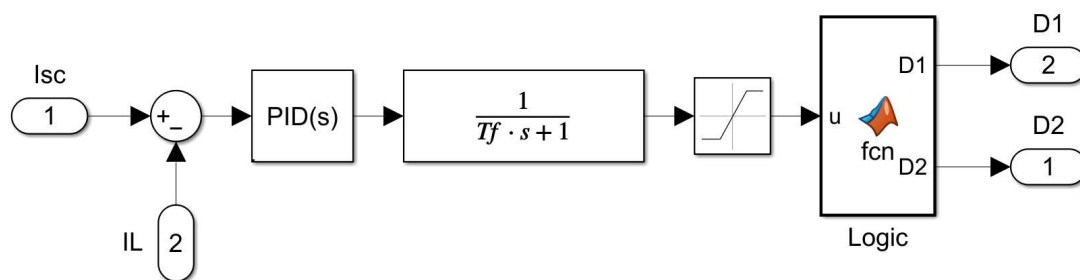
Рисунок 2.9 – Модели ИБС: *a* – реализованная специализированными блоками библиотеки Simulink; *б* – реализованная дискретными и непрерывными схемами

Время открытого состояния транзисторного ключа $VT2$ определяется по логике «ИЛИ» при сравнении сигналов К1 и К2 и пропорционально их сумме. Время открытого состояния транзисторного ключа $VT1$ определяется по логике «И» при сравнении сигналов К1 и К2 и формируется при их совпадении. В результате, когда ИБС работает на участке тока ВАХ, ключ $VT1$ закрыт и к входу МСТ приложено напряжение U_0 через диод $VD1$. Формирование ВАХ происходит при работе ключа $VT2$. Когда величина управляющего воздействия достигает

значения, при котором коэффициент заполнения ключа $VT2$ становится равным 1, начинает открываться ключ $VT1$ и в работу вступает источник напряжения $U_{доб}$, повышая уровень входного напряжения ИБС до значения $(U_0 + U_{доб})$ для компенсации потери напряжения на активном сопротивлении элементов ИБС. С этого момента ИБС переходит на участок напряжения, ключ $VT2$ открыт постоянно, формирование ВАХ происходит при работе ключа $VT1$. Данный алгоритм работы позволяет реализовать пути протекания тока по контурам, обозначенным в предыдущем параграфе.



а



б

Рисунок 2.10 – Модули СУ: а – дискретная модель аналого-цифрового варианта исполнения; б – непрерывная модель

Для непрерывного варианта СУ (рисунок 2.10б) непрерывной модели ИБС (рисунок 2.9б) логический блок реализован кодом MatLab. В этом случае значения коэффициентов заполнения $D1$ и $D2$ представляют собой непрерывные функции сигнала управляющего воздействия u , являющегося выходом аperiodического фильтра ПИД-регулятора. Первоначально коэффициенты ПИД-

регулятора математической модели ($P = 0,15$; $I = 42,52$; $D = 1,3 \cdot 10^{-5}$) настраивались автоматически с использованием инструментария PID TUNER. Для статического режима работы ИБС данные коэффициенты показывают приемлемые результаты точности формирования ВАХ (погрешность не более 2%). Но для динамического режима работы потребовалась ручная настройка ПИД-регулятора, после чего коэффициенты изменились ($P = 3$; $I = 1900$; $D = 12 \cdot 10^{-4}$).

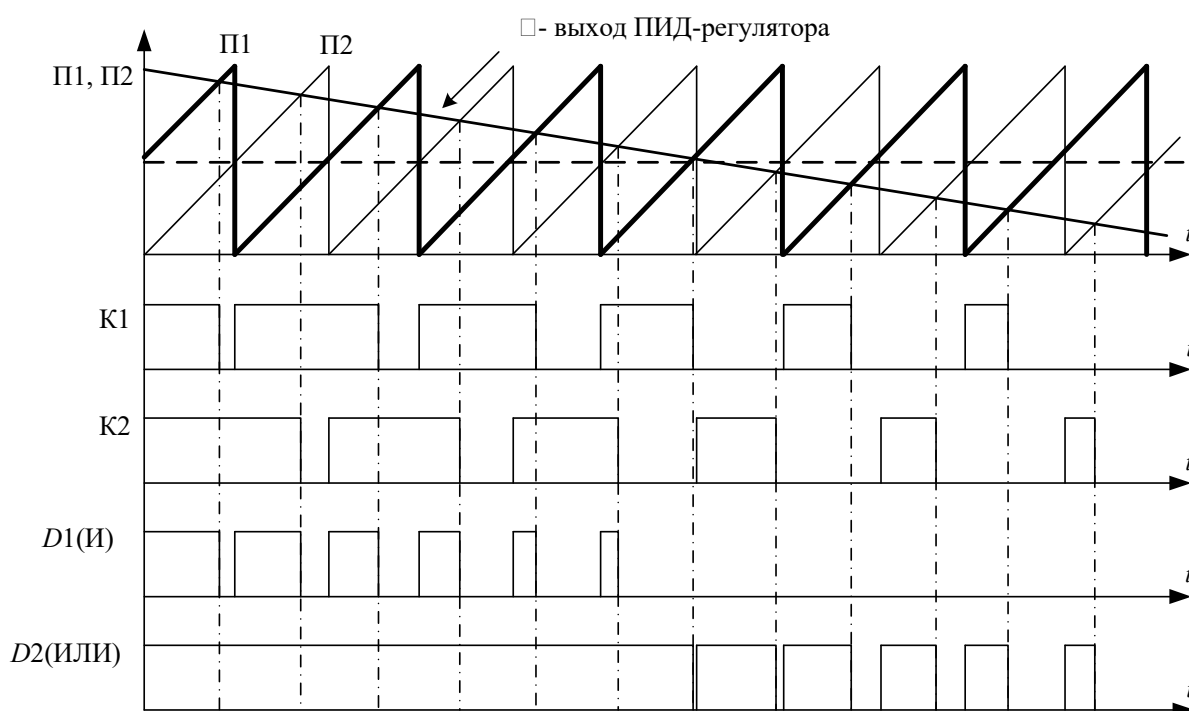


Рисунок 2.11 – Временные диаграммы формирования коэффициентов заполнения ключей VT1 и VT2 ИБС

Передаточная функция разомкнутой системы имеет вид

$$W_{\text{раз}}(s) = W_{\text{рег}}(s) \cdot W_{\text{ф}}(s) \cdot f(u) \cdot \frac{1}{R_{\text{ЭКВ}}} \cdot \frac{R_{\text{ЭКВ}} \cdot C \cdot s + 1}{L \cdot C \cdot s^2 + \frac{L}{R_{\text{ЭКВ}}} \cdot s + 1}.$$

Средствами MatLab были получены ЛАЧХ и ЛФЧХ для разомкнутой системы (рисунок 2.12), по которым определялся запас устойчивости по фазе,

равный 34° . Кривая ЛФЧХ никогда не пересекает линию границы -180° , поэтому запас по модулю очень велик.

Характеристики управления $D1(u)$ и $D2(u)$, реализуемые логической частью, изображены на рисунке 2.13. Здесь значение u является входным сигналом для логического блока.

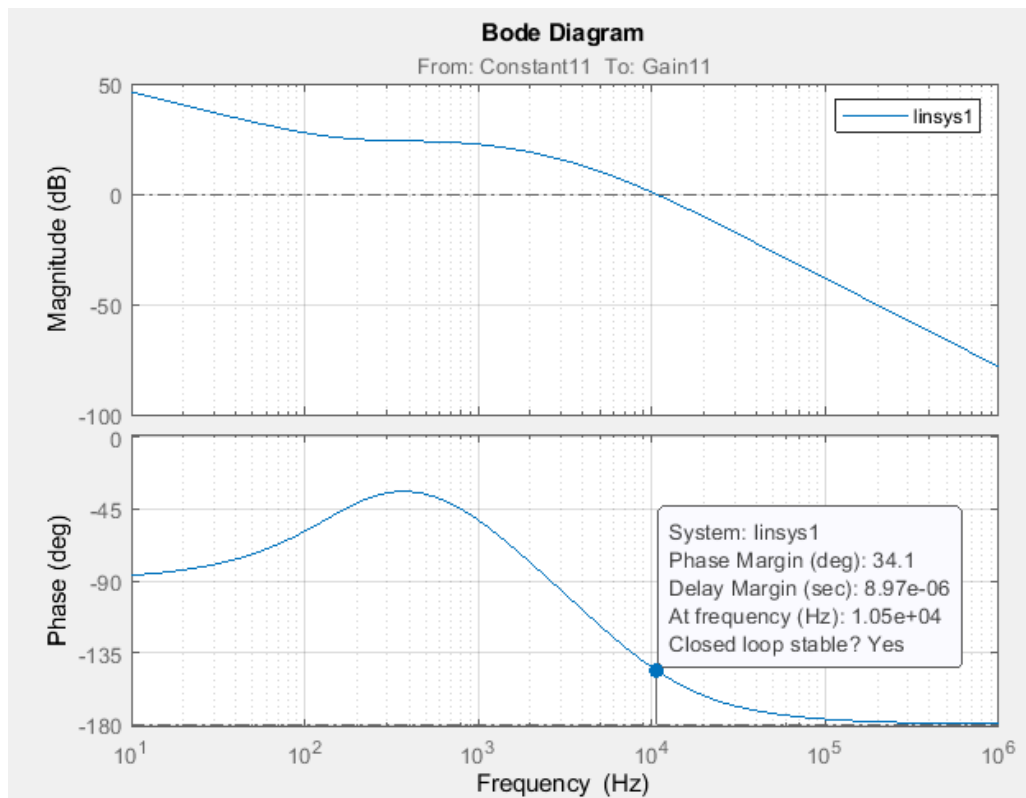


Рисунок 2.12 – ЛАЧХ (вверху) и ЛФЧХ (внизу) для разомкнутой системы

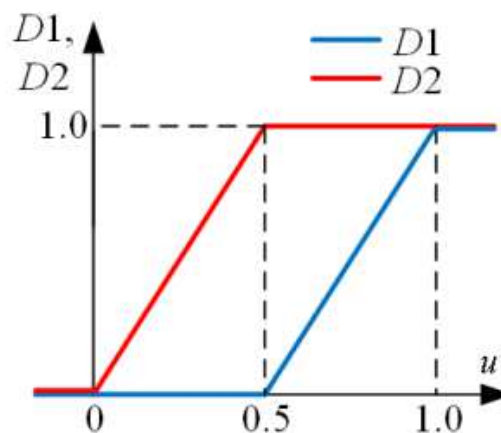


Рисунок 2.13 – Характеристики управления

Необходимо отметить, что все разработанные модели ИБС (см. рисунок 2.9) дают одинаковые результаты. На рисунке 2.14 представлены характеристики выхода ИБС: напряжения, тока и мощности моделируемой СБ CS6K-270P. Приняты следующие условия окружающей среды: интенсивность излучения $I_r = 200 \text{ Вт/м}^2$, температура $40 \text{ }^\circ\text{C}$. При этом ключевыми точками являются $I_{\text{КЗ}} = 9,02 \text{ А}$, $U_{\text{ХХ}} = 46,62 \text{ В}$, $I_{\text{ОПТ}} = 8,59 \text{ А}$, $U_{\text{ОПТ}} = 40,39 \text{ В}$, а внешние параметры – $R_{\text{Ш}} = 94,4 \text{ Ом}$. Сопротивление нагрузки R изменяется линейно во времени от $66,67 \text{ Ом}$ до $0,05 \text{ Ом}$ за 1 с .

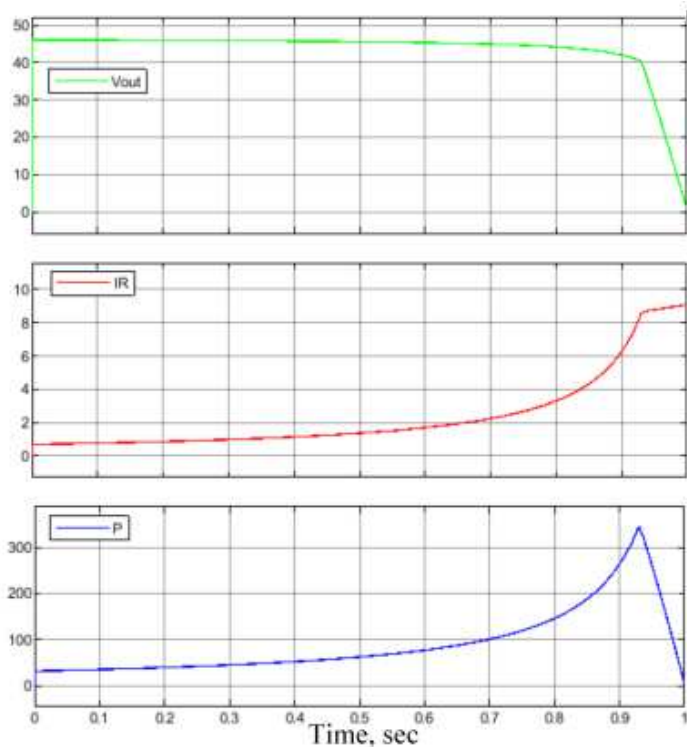


Рисунок 2.14 – Характеристики выхода ИБС: V_{out} – напряжение выхода ($U_{\text{вых}}$),
 I_R – ток выхода ИБС ($I_{\text{вых}}$), P – мощность ИБС

Примерно через $0,93 \text{ с}$ рабочая точка ИБС переходит с участка напряжения на участок тока ВАХ.

Семейства ВАХ для рассматриваемой СБ при различных условиях окружающей среды изображены на рисунке 2.15.

Сравнение полученных характеристик показывает, что все ключевые точки ВАХ имитируемой СБ корректно формируются исследуемым ИБС. В таблице 2.1 приведены основные параметры данных ВАХ.

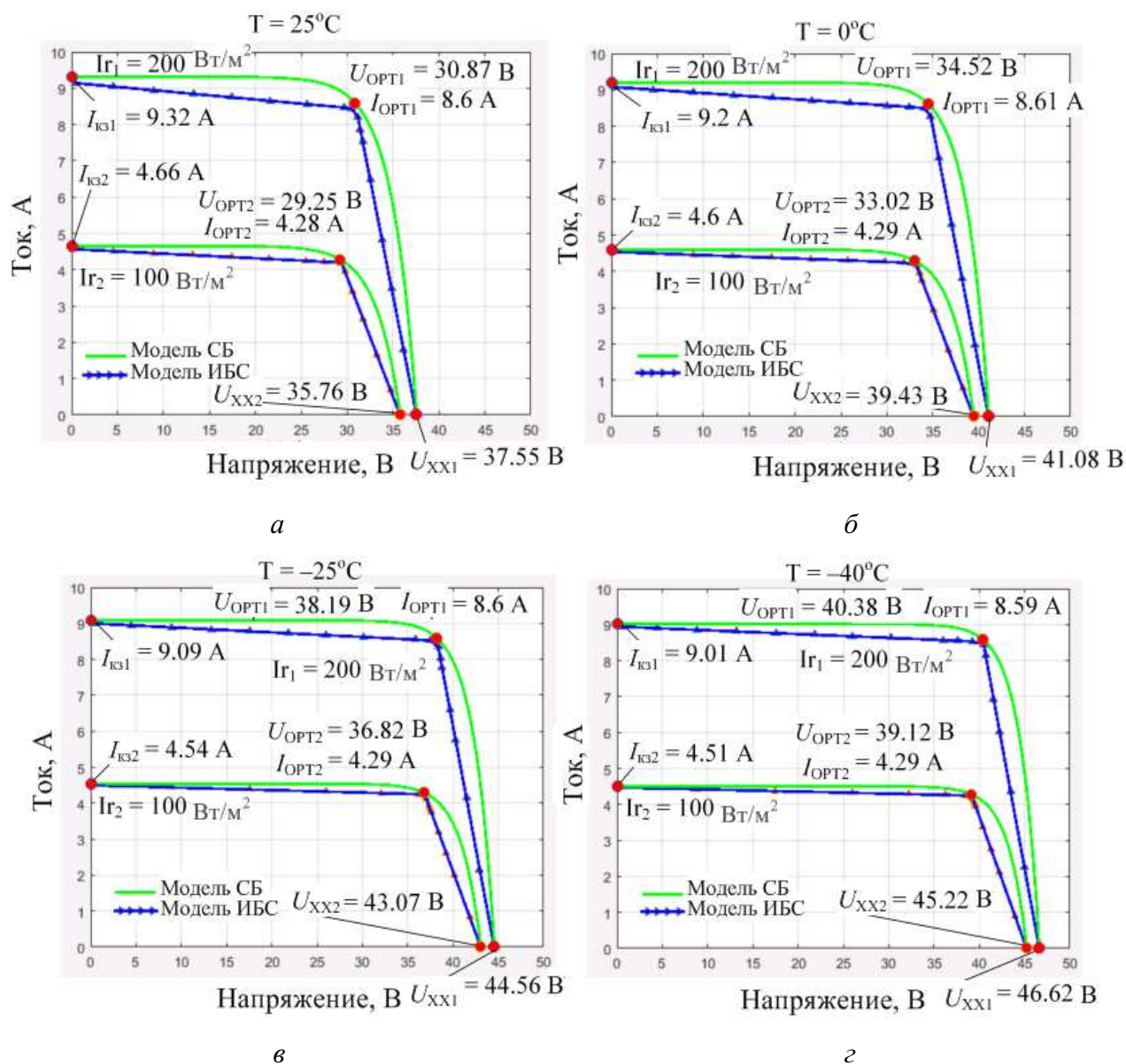


Рисунок 2.15 – Семейства ВАХ ИБС и СБ для различных температур окружающей среды:

a – $T = 25$ °C; *б* – $T = 0$ °C; *в* – $T = -25$ °C; *г* – $T = -40$ °C

Таким образом, результаты моделирования показывают, что математическая модель (2.5) вместе с моделями ИБС в среде MatLab/Simulink (см. рисунок 2.9) могут быть использованы для исследования предложенного способа формирования ВАХ СБ и разработки соответствующего ИБС.

Параметры ВАХ имитируемой СБ

Температура, °С	25		0		-25		-40	
Интенсивность излучения I_r , Вт/м ²	100	200	100	200	100	200	100	200
Напряжение ХХ $U_{ХХ}$, В	35,76	37,55	39,43	41,07	43,07	44,56	45,22	46,62
Ток КЗ $I_{КЗ}$, А	4,66	9,32	4,60	9,20	4,54	9,09	4,51	9,01
Напряжение ОРТ $U_{ОРТ}$, В	29,25	30,87	33,02	34,52	36,82	38,19	39,12	40,38
Ток ОРТ $I_{ОРТ}$, А	4,28	8,60	4,29	8,61	4,29	8,60	4,29	8,59
Отклонения тока σ_I	0,106	0,203	0,089	0,169	0,072	0,139	0,065	0,112
Отклонения напряжения σ_U	1,80	1,89	1,77	1,82	1,72	1,80	1,68	1,76
Интегральная ошибка A_ϵ	12,36	25,22	11,96	24,20	11,41	23,05	11,04	22,20

Выводы по главе 2

Предложена функциональная схема малоинерционного ИБС, разделенного на два канала. Раскрыты функциональные особенности первого канала, являющегося источником энергии основного канала, предназначенного для формирования ВАХ. Предложена концепция проектирования способа формирования ВАХ малоинерционного ИБС, суть которого заключается в следующем. Ток выхода ИБС или, иными словами, ток рабочей точки должен определяться величиной нагрузки и состоять из параметрического распределения части тока короткого замыкания $I_{КЗ}$, стабилизируемого в дросселе внутренней структуры ИБС. При стабилизации заданной величины тока короткого замыкания на входе ПИД-регулятора возникает соответствующая ошибка регулирования, величина которой коррелируется с положением РТ ВАХ. С учетом этого ПИД-регулятор формирует соответствующее управляющее воздействие u , в зависимости от величины которого по определенному алгоритму происходит

формирование коэффициентов заполнения ШИМ двух ключей ($D1$, $D2$) и образование контуров протекания тока ИБС. Таким образом осуществляется корреляция положения РТ состоянию ключей, формирующих контуры прохождения тока ИБС.

Представлен синтез ИБС на основе предложенной структурной схемы, а также метод проектирования ИБС на основе параметров СБ, предоставляемых заказчиком или указанных в паспортных данных.

ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ ПО ФОРМИРОВАНИЮ ВОЛЬТ-АМПЕРНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИМИТАТОРА БАТАРЕИ СОЛНЕЧНОЙ

При разработке ИБС следует иметь представление о частотных характеристиках реальной СБ. Так как она основана исключительно на физических принципах работы, то обладает очень высокими частотными характеристиками. Например, в [70] утверждается, что для математической модели СБ при засветке ток $I_{КЗ}$ достигает скачком уровня 10 А за время 0,5 нс. Условно этот скачок можно считать ступенчатым изменением. СБ является источником тока, ВАХ которого определяется в том числе и током короткого замыкания $I_{КЗ}$.

На рисунке 3.1 представлены осциллограммы напряжения и тока ячейки СБ при импульсном переходе рабочей точки ВАХ из положения ХХ в положение КЗ и наоборот. Ячейка СБ на основе арсенида галлия (GaAs) имеет параметры: $I_{КЗ} = 660$ мА, $U_{ХХ} = 1,03$ В [71]. На интервале времени $t_0 - t_1$ происходит переход ячейки СБ из режима ХХ в режим КЗ, сопровождающийся разрядом емкости батареи и сопутствующим переходным процессом. На интервале времени $t_2 - t_3$ происходит возврат в режим ХХ, сопровождающийся переходным процессом заряда паразитной емкости СБ. Частота изменения нагрузки СБ около 10 кГц. Фактически инерционность СБ определяется паразитной емкостью.

В исследуемом малоинерционном ИБС при динамическом изменении нагрузки необходимо добиться как можно большей точности стабилизации тока $I_{КЗ}$, во многом определяющей точность формирования ВАХ ИБС. Величина размаха пульсаций ΔI тока $I_{КЗ}$ в дросселе стабилизатора тока, вызванная возмущающим воздействием изменения тока нагрузки при условии постоянства коэффициента заполнения ШИМ, определяется по формуле

$$\Delta I = \frac{U_L}{f_n \cdot L},$$

где U_L – напряжение дросселя; f_H – частота изменения нагрузки; L – индуктивность дросселя.

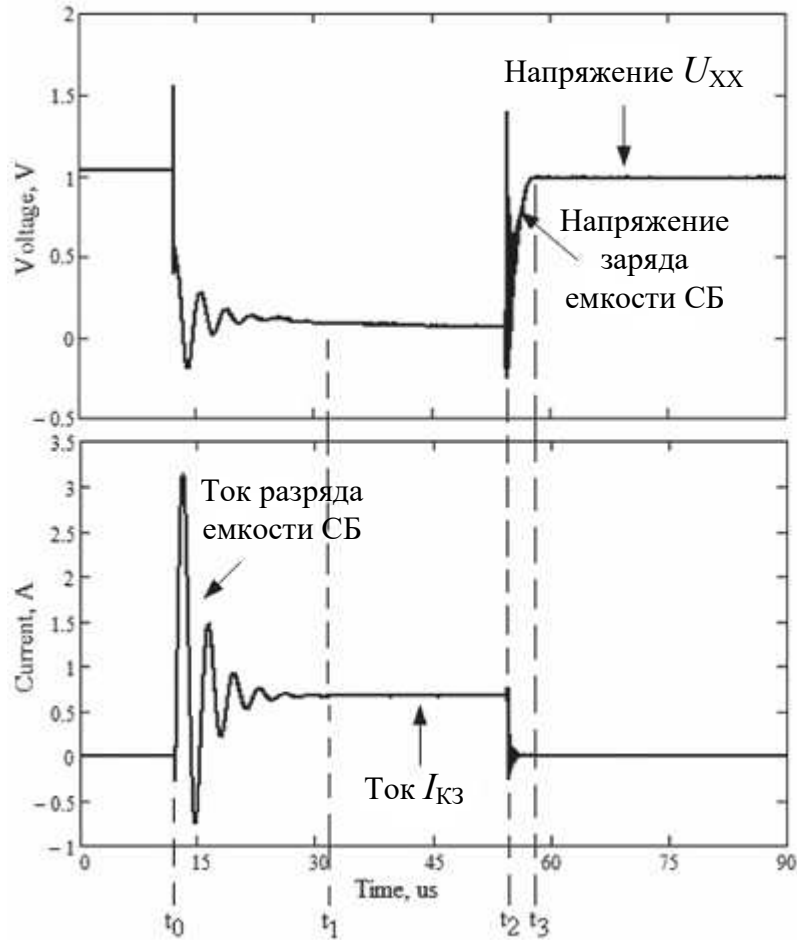


Рисунок 3.1 – Осциллограммы выходных тока и напряжения СБ при переходе рабочей точки ВАХ из положения XX в положение КЗ и наоборот

Таким образом, величина пульсаций, вызванная изменением нагрузки, уменьшается с ростом частоты и индуктивности. Уменьшить пульсации тока $I_{КЗ}$ можно, заложив большую величину индуктивности дросселя L , что связано с увеличением массы и габаритов ИБС. Но влияние индуктивности обратно пропорционально величине частоты, и на малых частотах ограничение пульсаций в большей степени обеспечивает ПИД-регулятор системы управления.

Во время работы ИБС максимальные пульсации наблюдаются на частотах до 1 кГц, где в то же время регулятор еще способен обрабатывать возмущающее

воздействие. С увеличением частоты пульсации ограничиваются параметрически величиной индуктивности и их величина значительно уменьшается.

В первую очередь при проектировании ИБС рассчитывают величину индуктивности дросселя исходя из допустимой величины пульсаций работы ИБС на несущей частоте в статическом режиме. Пульсации, вызванные возмущающим действием изменения нагрузки, должны ограничиваться с помощью программно-аппаратных решений.

Альтернативой для уменьшения пульсаций может выступать устройство активного фильтра для источника постоянного тока [72, 73]. Но такое решение может существенно снизить КПД ИБС ввиду того, что в основе данного устройства лежит работа транзистора в активном режиме.

Увеличить быстродействие СУ, а следовательно, уменьшить амплитуду пульсаций при возмущающих воздействиях и повысить точность формирования ВАХ позволят различные модификации СУ.

В параграфе 3.1 описывается программно-аппаратный метод ограничения пульсаций, который был опробован в серийных ИБС, поэтому данный метод рассмотрен более подробно с большим объемом экспериментальных данных относительно рассматриваемых модификаций СУ в последующих параграфах. В параграфах 3.2 и 3.3 исследованы перспективные модификации систем управления на натуральных образцах, имеющих относительно небольшие отличия от опытного образца.

3.1 Исследование влияния релейного регулятора системы управления ИБС на точность формирования ВАХ

Модель ИБС в среде MatLab/Simulink, соответствующая структурной схеме (см. рисунок 1.21) для исследования работы модификации СУ путем введения схемы релейного регулятора (РР), представлена на рисунке 3.2. При составлении схемы использовались элементы библиотеки Power Electronics. Представленная

модель обеспечивает диапазон регулирования тока $I_{K3} = 0 \div 8$ А и напряжения $U_{XX} = 10 \div 60$ В. Параметры элементов схемы $VT1$, $VT2$, $VD1...VD3$ взяты по умолчанию, индуктивность $L1 = 16,4$ мГн, $R_{\Pi} = 0,125$ Ом.

ИБС в данной схеме работает в самом жестком динамическом режиме, когда нагрузка меняется от КЗ до ХХ и наоборот, что соответствует положениям РТ А и D на ВАХ (см. рисунок 2.7). Данный режим работы на схеме реализуется замыканием и размыканием транзистора VT_H . Частота коммутации $f_H = 500$ Гц.

Для того чтобы уменьшить влияние возмущающего воздействия динамического изменения нагрузки на точность воспроизведения ВАХ, предложена данная модификация СУ [74, 75]. На рисунке 3.3 представлена модель устройства, реализующего предложенный алгоритм управления работой ИБС. Данная схема составлена с использованием элементов библиотек Simulink/Simscapе.

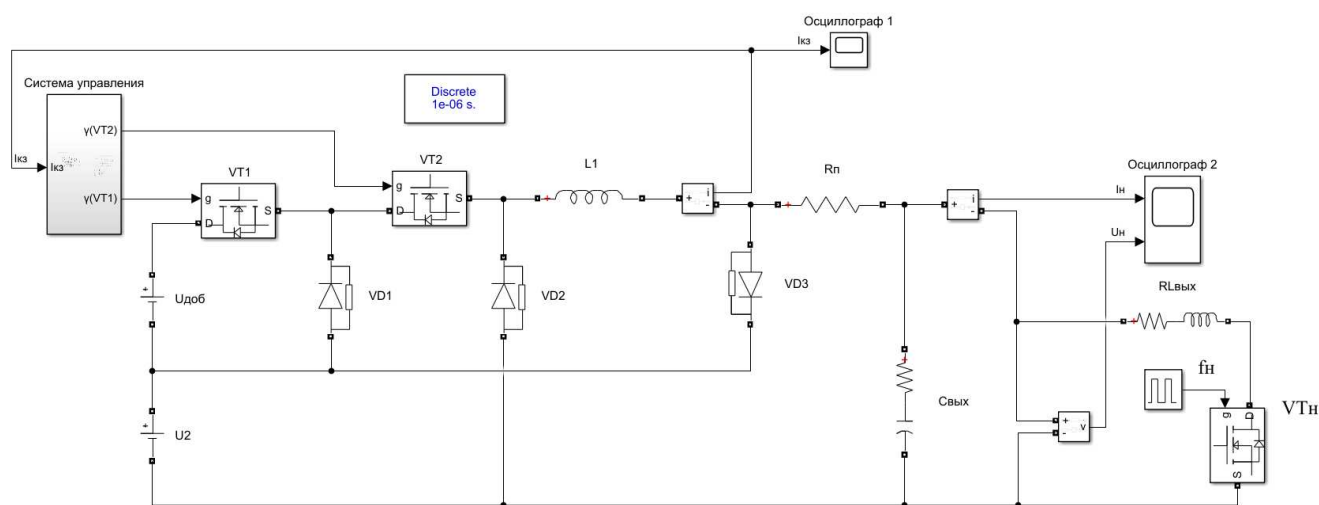


Рисунок 3.2 – Модель ИБС в среде MatLab/Simulink для исследования работы модифицированной СУ по принципу РР

Объектом регулирования и стабилизации для СУ является ток I_{K3} . В основе модификации лежит схема рисунка 2.10а. Основной регулятор (ОР) формирует требуемый коэффициент заполнения ШИМ для ключей $VT1$, $VT2$ с учетом ошибки регулирования, вычисляемой ПИД-алгоритмом, которому присуща

некоторая инерционность. В связи с этим при динамическом изменении нагрузки величина коэффициента заполнения не может мгновенно измениться адекватно нагрузке. Это, в свою очередь, приводит к увеличению пульсаций стабилизируемого тока I_{K3} на интервалах времени после изменения положения рабочей точки ВАХ. Величина пульсаций пропорциональна величине изменения нагрузки. Таким образом, принятый для рассмотрения режим работы ИБС характеризуется наибольшими пульсациями.

В основу РР положена работа двух компараторов с гистерезисом на нижнем уровне (НУ) и верхнем уровне (ВУ) ограничения пульсаций. Опорным сигналом компараторов является уровень уставки тока I_{K3} , а сигналом сравнения служит сигнал обратной связи по току I_{K3} . Чтобы РР вступил в работу, должны выполняться следующие условия:

$$\text{НУ: } U_{\text{ст.}}(I_{K3}) - OC(I_{K3}) \geq \Delta(I_{K3});$$

$$\text{ВУ: } OC(I_{K3}) - U_{\text{ст.}}(I_{K3}) \geq \Delta(I_{K3}).$$

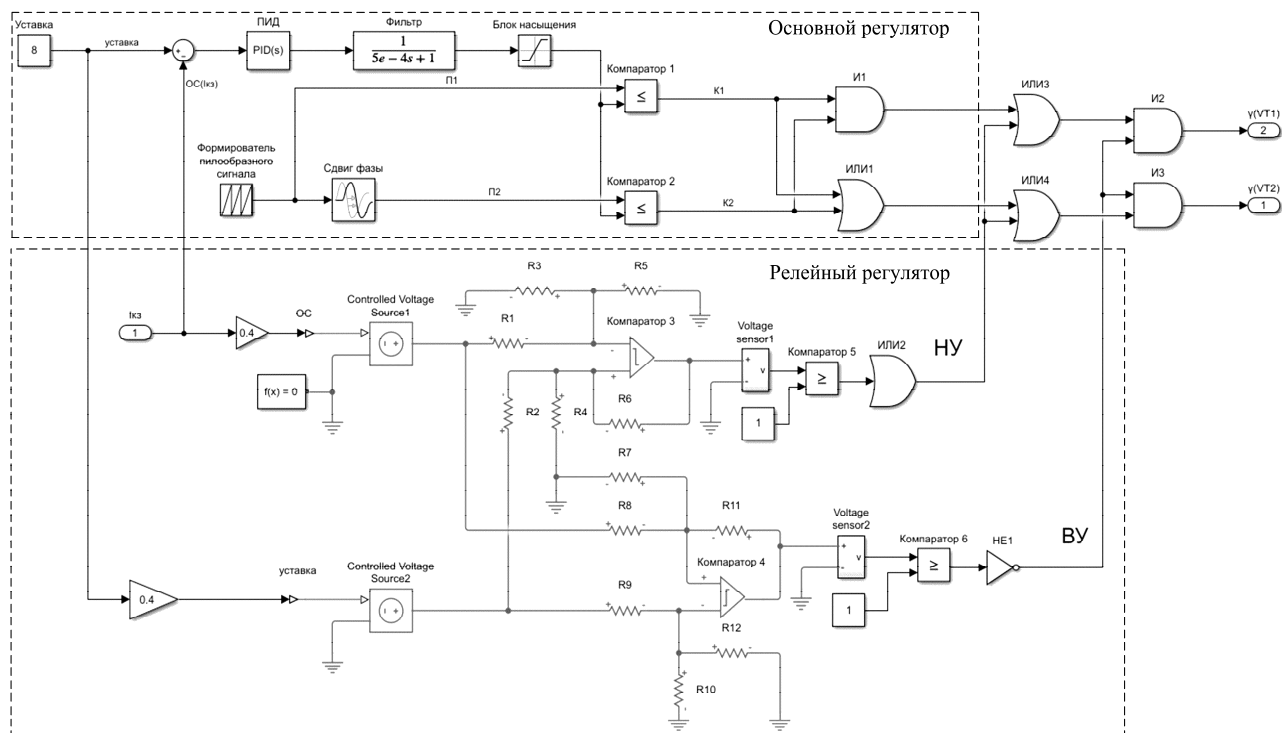


Рисунок 3.3 – Принципиальная схема СУ с модификацией по принципу РР в среде MatLab/Simulink

Так как МСТ выполнен по топологии понижающего преобразователя, его коэффициент заполнения ШИМ определяется отношением выходного напряжения ко входному: $D = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$. В соответствии с ВАХ ИБС можно определить следующую зависимость. При увеличении сопротивления нагрузки возрастает значение управляющего воздействия u ПИД-регулятора, при этом увеличиваются коэффициенты заполнения ШИМ $D1$ (ключа $VT1$) при открытом ключе $VT2$ для участка напряжения и $D2$ (ключа $VT2$) при закрытом ключе $VT1$ для участка тока. Также увеличивается напряжение выхода $U_{\text{вых}}$ при постоянном значении входного напряжения $U_{\text{вх}}$. Очевидно, справедлива и обратная зависимость. В моменты перехода рабочей точки с участков ВАХ при относительно низком сопротивлении нагрузки (когда коэффициент заполнения ШИМ $D2$ должен иметь небольшое значение при $D1 = 0$) на участки ВАХ с относительно более высоким сопротивлением нагрузки (когда коэффициент заполнения ШИМ $D1$ должен увеличиться при $D2 = 1$), в связи упомянутой инерционностью ОР, коэффициенты заполнения ШИМ ключей не могут измениться достаточно быстро, вследствие этого величина тока $I_{\text{кз}}$ уменьшается. В этом случае становится возможным выполнение условия работы НУ РР, когда ток $I_{\text{кз}}$ меньше заданного значения на определенную величину $\Delta(I_{\text{кз}})$. Аналогичным образом, только в обратной последовательности, выполнению условия работы ВУ РР соответствует переход рабочей точки с участков ВАХ при относительно высоком сопротивлении нагрузки (когда коэффициент заполнения ШИМ $D1$ должен иметь высокое значение при $D2 = 1$) на участки ВАХ с относительно более низким сопротивлением нагрузки (когда коэффициент ШИМ $D2$ должен уменьшиться при $D1 = 0$). В данных условиях величина тока $I_{\text{кз}}$ становится выше заданной на величину $\Delta(I_{\text{кз}})$. Примерами выполнения условия работы НУ РР может служить переход из рабочей точки участка тока ВАХ в рабочую точку участка напряжения ВАХ при значительном изменении сопротивления нагрузки. Обратный переход рабочей точки ВАХ с участка

напряжения на участок тока при том же изменении сопротивления нагрузки может привести к выполнению условия работы ВУ РР.

Для компаратора ВУ с гистерезисом сигнал сравнения сдвинут вверх на некоторую величину относительно опорного. Для компаратора НУ сигнал сравнения аналогичным образом сдвинут вниз относительно опорного. Поэтому для резисторов компараторов, задающих уровни сравнения, можно выделить следующие условия:

для ВУ: $R7 = R9 = N_1$; $R8 = R10 = N_2$; $N_2 > N_1$;

для НУ: $R1 = R4 = N_3$; $R2 = R3 = N_4$; $N_4 > N_3$.

Пары резисторов $R5/R6$ и $R11/R12$ служат для задания гистерезиса соответственно для ВУ и НУ РР.

Принцип работы РР при переходе рабочей точки из положений, соответствующих режимам КЗ и ХХ, поясняют временные диаграммы тока $I_{КЗ}$, показанные соответственно на рисунке 3.4.

Когда ИБС работает в режиме ХХ, ключ $VT2$ открыт постоянно, коэффициент заполнения ШИМ ключа $VT1$ имеет максимальное значение. При скачкообразной смене положения рабочей точки, соответствующей работе ИБС в режиме КЗ, ключ $VT1$ должен полностью закрыться, а коэффициент заполнения ШИМ ключа $VT2$ иметь минимальное значение. Но коэффициенты заполнения ШИМ ключей не могут мгновенно поменяться соответственно изменившейся величине нагрузки, что в итоге выражается в перерегулировании стабилизируемой величины тока $I_{КЗ}$. При достижении током $I_{КЗ}$ верхней границы гистерезиса ВУ2 по сигналу компаратора ВУ ключи $VT1$ и $VT2$ принудительно запираются, ограничивая таким образом дальнейшее нарастание тока. По окончании аппаратной задержки отключения ток $I_{КЗ}$ в дросселе начинает спадать, и по достижению им границы нижнего уровня гистерезиса ВУ1 сигнал команды компаратора ВУ на запираение ключей $VT1$ и $VT2$ снимается, а управление автоматически осуществляет ОР. В силу инерционности ОР данный процесс может повторяться несколько раз на некотором промежутке времени, пока ПИД-

алгоритм ОР не выдаст адекватную величину управляющего воздействия и ОР не установит соответствующую ей величину коэффициентов заполнения ШИМ ключей $VT1$ и $VT2$.

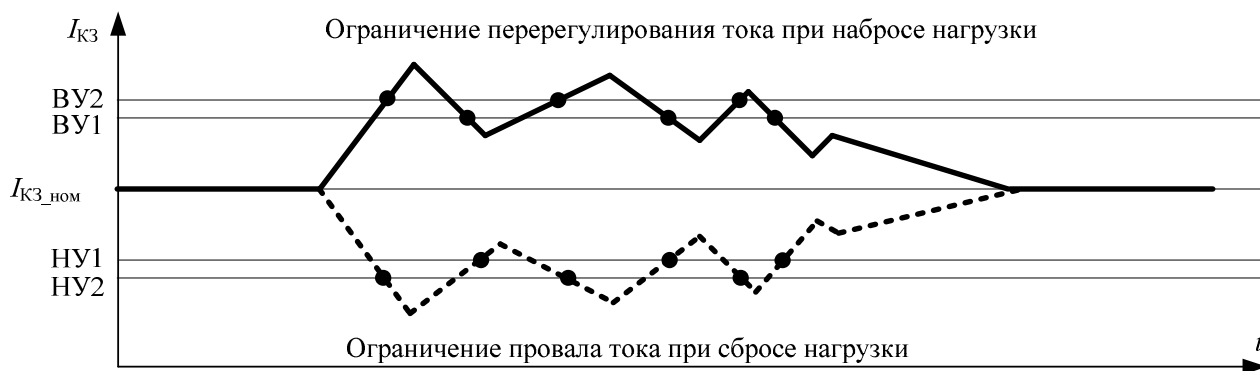


Рисунок 3.4 – Временные диаграммы ограничения пульсаций тока I_{K3} релейным регулятором при набросе и сбросе нагрузки

При переходе ИБС из режима работы КЗ в режим ХХ процесс повторяется зеркальным образом (штриховая линия). С учетом описанного выше состояния ключей, характерного для режимов работы КЗ и ХХ под управлением ОР, при достижении током I_{K3} нижней границы гистерезиса НУ2 сигналом компаратора НУ ключи $VT1$ и $VT2$ принудительно открываются. По окончании аппаратной задержки отключения ток начинает увеличиваться и по достижению им границы нижнего уровня гистерезиса НУ1 снимается команда компаратора НУ на принудительное открытие ключей и управление автоматически осуществляет ОР. Данный процесс также может повторяться неоднократно, прежде чем управление полностью перейдет к ОР.

Для сравнения на рисунке 3.5 представлены осциллограммы тока I_{K3} модели среды MatLab/Simulink в режиме работы ИБС на динамическую нагрузку при работе только ОР и совместной работе ОР и РР соответственно. Параметры ВАХ приняты следующими: $I_{K3} = 4$ А и $U_{ХХ} = 60$ В.

В результате сравнения осциллограмм становится очевидным влияние РР на уменьшение амплитуды пульсаций. Конкретно для выбранных параметров ВАХ и

нагрузки размах пульсаций тока I_{K3} уменьшился на 190 мА (с 340 мА до 150 мА), что составляет 55,9 %.

В то же время необходимо отметить, что результаты моделирования в среде MatLab/Simulink носят условный характер. Представленная модель ИБС достаточно точно показывает принцип работы, при этом конкретная реализация на натурном образце может оказаться существенно сложнее.

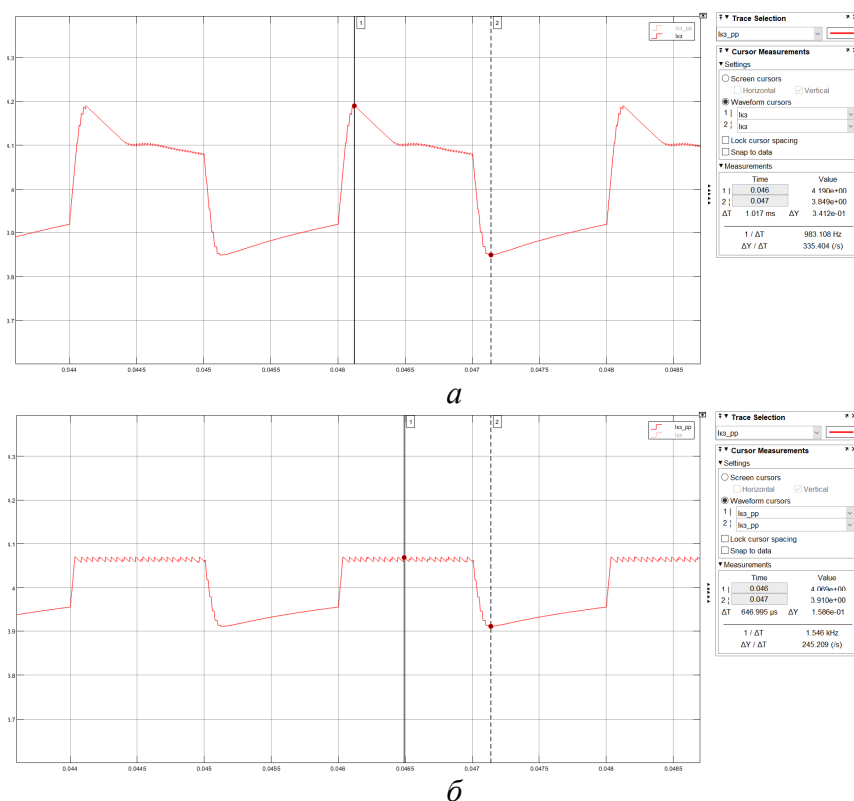


Рисунок 3.5 – Осциллограммы тока I_{K3} модели MatLab/Simulink ИБС при работе на динамическую нагрузку: *a* – под управлением только ОР;

б – под совместным управлением ОР и РР

Натурный образец ИБС, взятый для исследования, соответствует структурной схеме рисунка 1.21, а параметры его ВАХ – модели в среде MatLab/Simulink. На рисунке 3.6 изображена структурная схема СУ натурального образца, реализующая принцип работы в соответствии с моделью среды MatLab/Simulink.

В основе СУ лежит аналоговый ПИД-регулятор, выполненный на операционном усилителе, сигнал управляющего воздействия которого ($U_a(I_{кз})$) оцифровывается АЦП ($U_d(I_{кз})$) и передается в формирователь ШИМ-сигнала, реализованного на ПЛИС. Данная цепь представляет собой основной регулятор. На компараторах 1/2 (НУ и ВУ) и логических элементах ПЛИС реализован алгоритм работы РР.

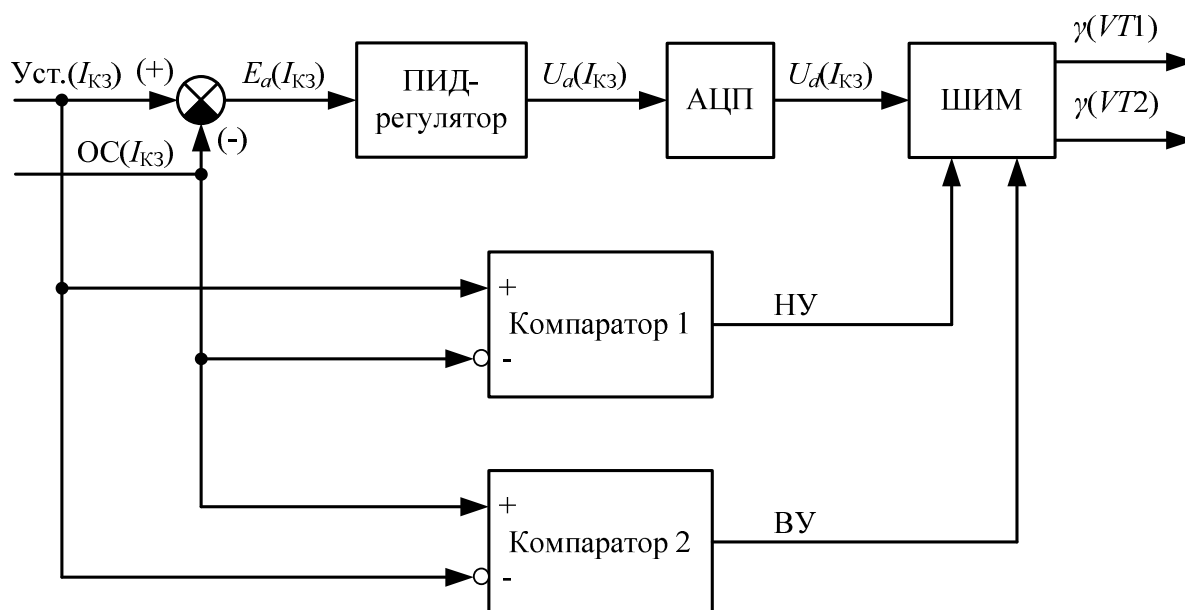


Рисунок 3.6 – Структурная схема СУ с модификацией РР натурального образца ИБС

При работе в условиях значительной помеховой обстановки, когда соотношение величины сигнал/шум невелико для сигналов $ОС(I_{кз})$ и $Уст.(I_{кз})$, возможно возникновение условий, провоцирующих неадекватную работу устройства. В этом случае выполнение каждого из условий работы для нижнего и верхнего уровней величины тока становится возможным как при переходе рабочей точки из положения, соответствующего большей величине сопротивления нагрузки, в положение с меньшей величиной сопротивления нагрузки, так и наоборот.

Неадекватная работа устройства приводит к провалам и скачкам тока при несвоевременном появлении условий для ВУ и НУ, что выражается в увеличении пульсаций.

Наглядным примером неадекватной работы для упомянутых условий может служить переход рабочей точки ВАХ из положения, соответствующего режиму работы КЗ, в положение, соответствующее режиму работы ХХ. Когда ИБС работает в точке, соответствующей режиму КЗ, СУ может начать несвоевременно работать по сигналу НУ, а когда рабочая точка переходит в положение, соответствующее режиму ХХ, СУ может начать несвоевременно работать по сигналу ВУ. Таким образом, когда коэффициент ШИМ ключа $VT2$ при работе в режиме КЗ должен быть минимальным, регулятор принудительно открывает ключи, что приводит к скачкам тока на этом участке. Аналогично, когда ИБС работает в точке, соответствующей режиму ХХ, ключ $VT2$ должен быть открыт, а ключ $VT1$ находится в режиме ШИМ с некоторым коэффициентом заполнения. В этот момент оба ключа принудительно запираются и происходит провал тока $I_{КЗ}$.

Для того чтобы устранить или нивелировать данное явление до допустимых пределов, необходимо ввести условия ограниченного диапазона работы по сигналам компараторов НУ и ВУ в зависимости от управляющего воздействия ПИД-регулятора с цифровым диапазоном $U_d(I_{КЗ}) = 0 \div 4092$. Таким образом, сначала необходимо задать поддиапазоны управляющего воздействия ($\Delta ВУ$ -блок и $\Delta НУ$ -блок). Затем определить положение рабочей точки на ВАХ имитатора через значение управляющего воздействия цифровой формы $U_d(I_{КЗ})$. При величине $U_d(I_{КЗ})$, входящей в поддиапазон $\Delta НУ$ -блок, блокировать возможный сигнал НУ на открытие обоих ключей ($VT1$ и $VT2$), а при величине $U_d(I_{КЗ})$, входящей в поддиапазон $\Delta ВУ$ -блок, блокировать возможный сигнал ВУ на запираение упомянутых ключей. Алгоритм работы СУ показан на рисунке 3.7.

Алгоритм условно состоит из двух частей – работы релейного регулятора (в приоритете) с учетом условия устранения помех и основного регулятора. П1 и П2 – цифровые пилы для сравнения с сигналом управляющего воздействия в цифровой форме. К1 и К2 – цифровые компараторы, выходы которых принимают логические значения, определенные сочетания которых формируют коэффициенты заполнения ключей $VT1$ и $VT2$.

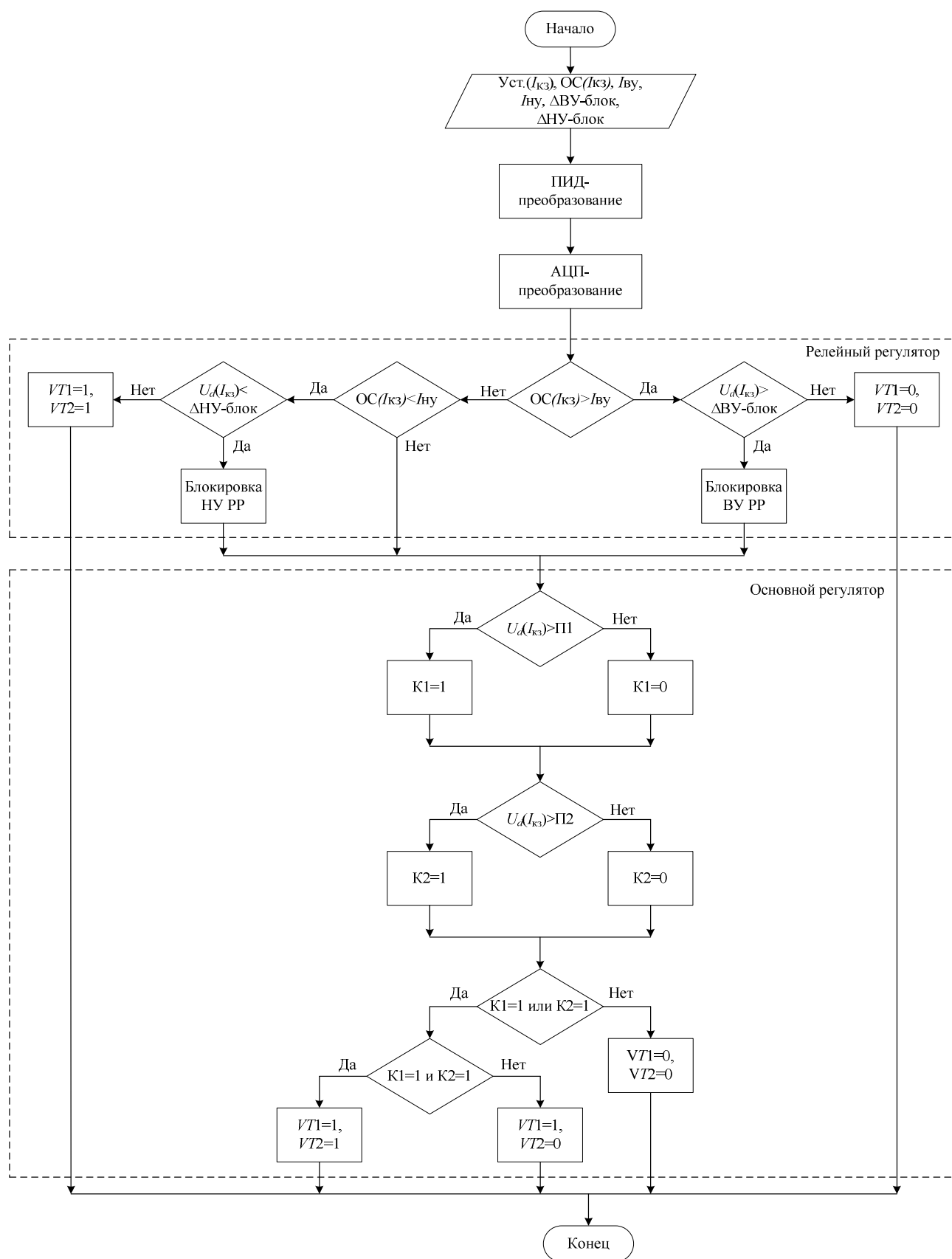


Рисунок 3.7 – Алгоритм работы СУ с учетом условия устранения влияния помех на работу РР

В соответствии с приведенным алгоритмом на рисунке 3.8 показана структурная схема устройства, модифицированного для устранения влияния помех. В основе схемы лежит структура модели MatLab/Simulink (см. рисунок 3.2).

Принцип работы ОР аналогичен приведенному выше. Формирователь пилообразного сигнала (ФПС) при наличии тактовых частот f_{c1}/f_{c2} , сдвинутых по фазе на 180 электрических градусов импульсами сброса, формирует на первых входах цифровых компараторов, соответственно К1 и К2, линейно нарастающие пилообразные коды, сдвинутые по фазе на 180 электрических градусов. АЦП преобразует сигнал ПИД-регулятора $U_a(I_{кз})$ в код $U_d(I_{кз})$, поступающий на вторые входы К1 и К2 для сравнения с соответствующим пилообразным кодом. Таким образом сформированы два контура ШИМ управления ключами VT1 и VT2. На компараторах К3/К4 организованы схемы сравнения величины управляющего воздействия ПИД-регулятора с величинами порогов ΔВУ-блок и ΔНУ-блок задатчика уровней ЗУ. В случае если величина управляющего воздействия превышает величину порога ΔВУ-блок, сигнал логической 1 с выхода компаратора К3 через логический элемент ИЛИ2 блокирует активный уровень сигнала (логического 0), приходящего от компаратора К5 на второй вход логического элемента ИЛИ2. Если величина управляющего воздействия меньше величины порога ΔНУ-блок, сигнал логического 0 с выхода компаратора К4 через логический элемент И2 блокирует сигнал активного уровня (логической 1), приходящего от компаратора К6 на второй вход логического элемента И2. Таким образом, когда положение рабочей точки на ВАХ (сигнал $U_d(I_{кз})$) пропорционально диапазону ошибки ΔНУ-блок, ложные срабатывания компаратора К6(НУ) не приводят к открытию ключей. И аналогично, когда положение рабочей точки на ВАХ (сигнал $U_d(I_{кз})$) пропорционально диапазону ошибки ΔВУ-блок, ложные срабатывания компаратора ВУ не приводят к закрытию ключей.

Следовательно, происходит устранение влияния ложных сигналов НУ и ВУ РР, идентификация которых происходит логически, путем определения соответствия данных сигналов определенным участкам ВАХ.

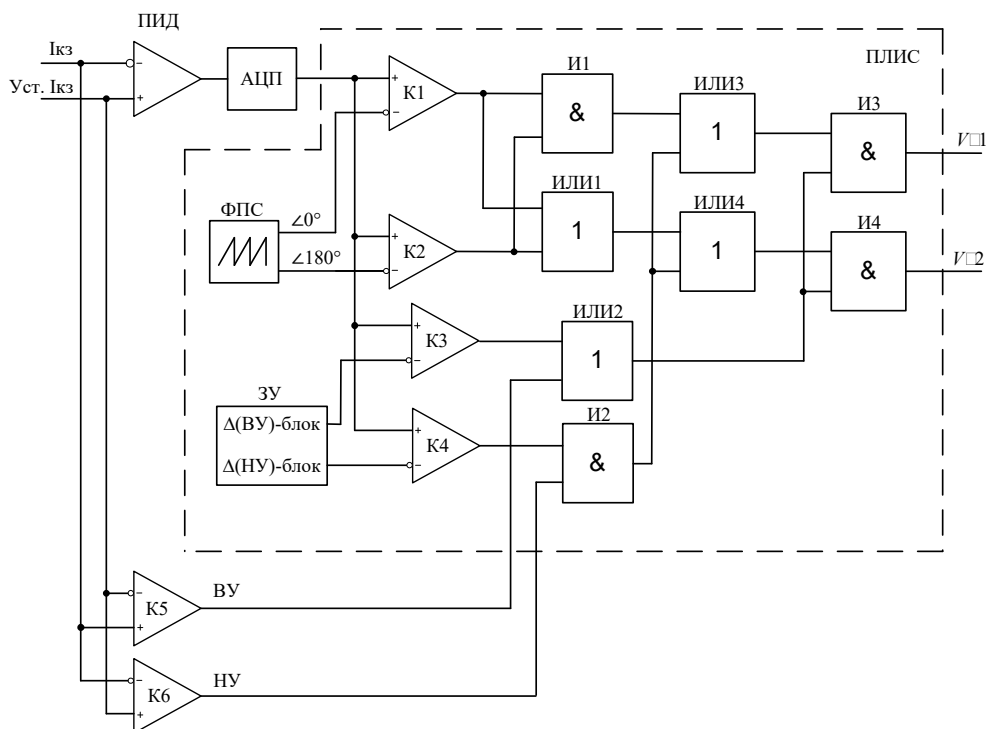


Рисунок 3.8 – Структурная схема устранения влияния помех РР

На рисунке 3.9 представлены временные диаграммы сигналов, наглядно демонстрирующие работу РР в зависимости от положения рабочей точки на участке ВАХ с учетом нерабочих зон. Цифрами 1, 2 и 3, 4 обозначены импульсы синхронизации и соответствующие им цифровые пила (с амплитудой, например, 4092 единицы). Цифрами 5, 6 обозначены сигналы выхода цифровых компараторов К1 и К2. Данные сигналы показаны в соответствии с принципом формирования основным регулятором коэффициентов заполнения ШИМ ключей $VT1$ и $VT2$. На участке тока величина управляющего воздействия $U_d(I_{кз})$ (7) в пересчете в цифровую форму не превышает значения Δ НУ-блок (900 ед.), поэтому сигнал НУ РР (8) на протяжении представленного отрезка игнорируется формирователем ШИМ на ПЛИС. Приоритетным является сигнал ВУ РР (9), по команде которого закрываются ключи $VT1$ и $VT2$. Когда рабочая точка находится

на участке тока (такт 1), сигнал $OC(I_{K3})$ (10) значительно превышает сигнал $Уст.(I_{K3})$ (11) (такты 1–5), сигналом ВУ РР (9) подается команда на запираание обоих ключей. Штриховыми линиями выделены сигналы ШИМ (12), которые могли быть сформированы ОР, но с учетом приоритета сигнала ВУ РР становятся неактивными. Сплошной линией показаны фактические сигналы ШИМ (13). Во время работы на тактах 5–6 сигнал $OC(I_{K3})$ уже не столь значительно превышает сигнал $Уст. (I_{K3})$, поэтому сигналы компаратора ВУ на этих участках кратковременны, тем не менее еще присутствует корректировка коэффициента заполнения ШИМ. На тактах работы 7–8 величина тока I_{K3} становится сравнимой с заданной величиной, поэтому РР не включается в работу и стабилизация тока I_{K3} определяется работой ОР.

На участке напряжения игнорируется сигнал ВУ РР, так как величина управляющего воздействия $U_d(I_{K3})$ (7) в пересчете в цифровую форму превышает значение $\Delta ВУ$ -блок (2500 ед.) и приоритетным становится сигнал НУ РР, по команде которого происходит корректировка коэффициента заполнения. На тактах 9–12 без влияния сигналов НУ РР коэффициент заполнения ключа $VT1$ (14) (отмечен штриховой линией) был бы много меньше. На протяжении работы тактов 13–16 стабилизация тока I_{K3} осуществляется ОР (фактические сигналы ШИМ (15)) [76, 77].

На рисунке 3.10 представлены осциллограммы работы ИБС под управлением только ОР и совместного действия ОР и РР для параметров ВАХ и динамического режима работы, аналогичных при моделировании в среде MatLab/Simulink.

С учетом масштаба тока (0,2 В/А) и масштаба осциллографа по вертикали (20 мВ/деление) размах по амплитуде пульсаций тока для рисунка 3.6а и рисунка 3.6б соответствует величинам 350 мА и 150 мА соответственно, что эквивалентно уменьшению пульсаций тока на 57,14 %. Разница величин токов с имитационной моделью не превышает 10 %.

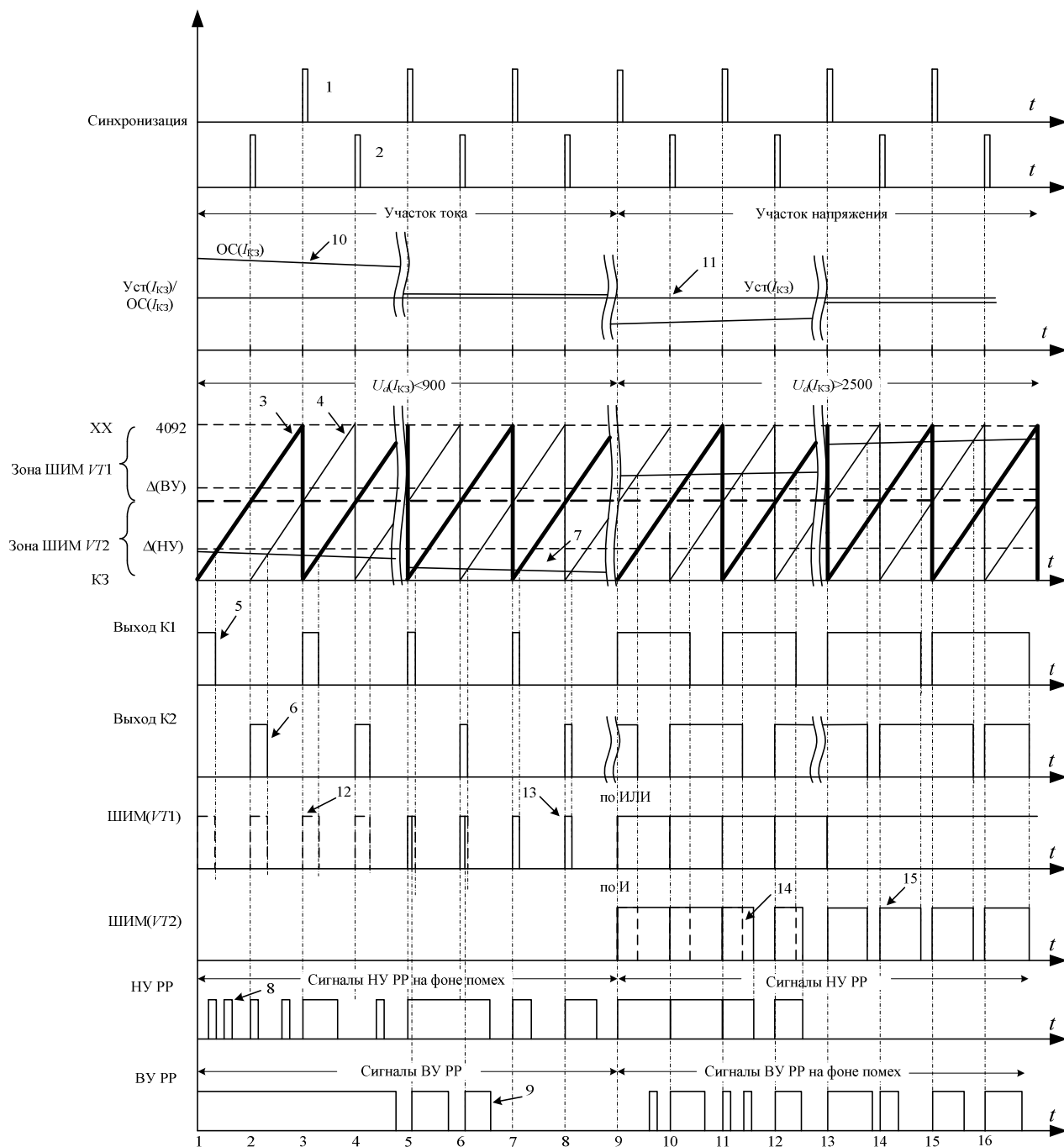


Рисунок 3.9 – Эпюры работы РР с учетом схемы устранения влияния помех

Анализ осциллограмм тока $I_{КЗ}$ ИБС при динамическом режиме работы для различных переходов рабочих точек показал, что самым эффективным образом РР проявляет себя при переходах рабочей точки в крайние положения КЗ и ХХ ВАХ. При этом наибольший эффект уменьшения пульсаций достигается в начале диапазона уставок тока на низких частотах динамической нагрузки. С увеличением уставок тока и частоты динамической нагрузки влияние РР на

уменьшение пульсаций уменьшается пропорционально. Исследования показали, что для тока $I_{КЗ} = 1$ А при частоте динамической нагрузки 50 Гц размах пульсаций уменьшился от 380 мА до 50 мА, что для величины 1 А эквивалентно уменьшению пульсаций от 38 % до 5 %, или на 33 %. Для тока уставки $I_{КЗ} = 8$ А при той же частоте размах пульсаций уменьшился от 500 мА до 360 мА, что эквивалентно для величины 8 А уменьшению пульсаций от 6,25 % до 4,5 %, или на 1,75 %. Для частоты динамической нагрузки 500 Гц пульсации для уставок тока 1 А и 8 А уменьшились соответственно на 26 % и 1,3 %.

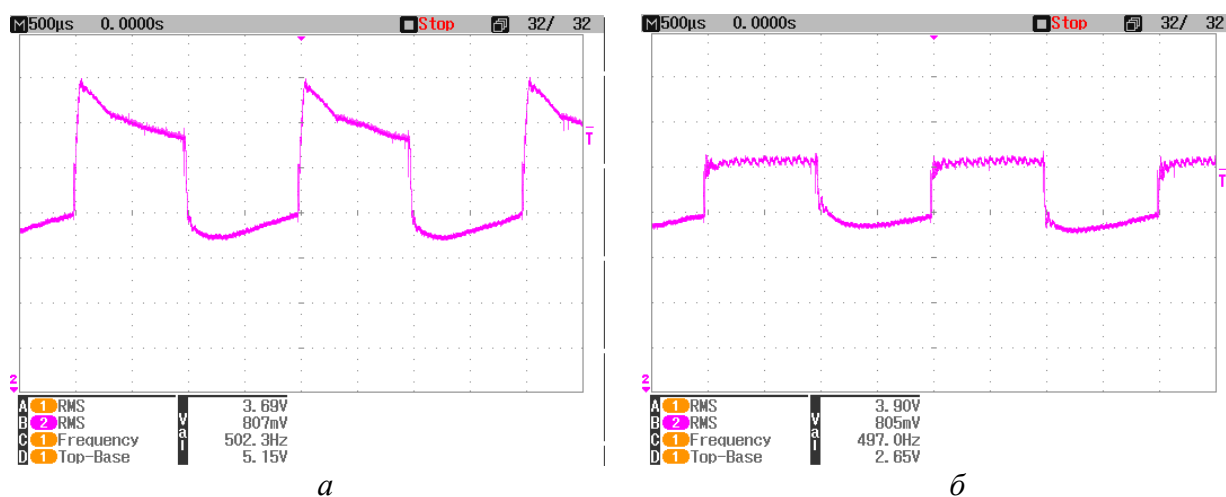


Рисунок 3.10 – Осциллограммы тока $I_{КЗ}$ натурального образца ИБС при работе на динамическую нагрузку: *а* – под управлением только ОР; *б* – под совместным управлением ОР и РР

На предприятии заказчика были проведены автономные испытания по проверке выходных параметров ИБС. Исследовались формы напряжения и тока выхода ИБС при динамическом изменении нагрузки. Для ИБС предыдущего поколения (см. рисунок 1.20) были засняты осциллограммы напряжения и тока выхода (рисунок 3.11*а*), когда нагрузка меняется на участке тока между условными режимами работы КЗ ($R1$) и ОРТ ($R2$), что соответствует положениям РТ А и В на ВАХ (рисунок 3.11*б*) для ряда частот (10 Гц, 100 Гц, 400 Гц, 1 кГц, 2 кГц). Напряжение холостого хода $U_{ХХ}$ для ВАХ ИБС предыдущего поколения равнялось 110 В. Для сравнения: аналогичные испытания были проведены для

ИБС с модификацией СУ по принципу РР. Для исследуемого ИБС значение данного напряжения ограничено уровнем 60 В. Ток короткого замыкания $I_{кз}$ обоих ИБС составляет 4 А. Параметры точек ВАХ по напряжению и току:

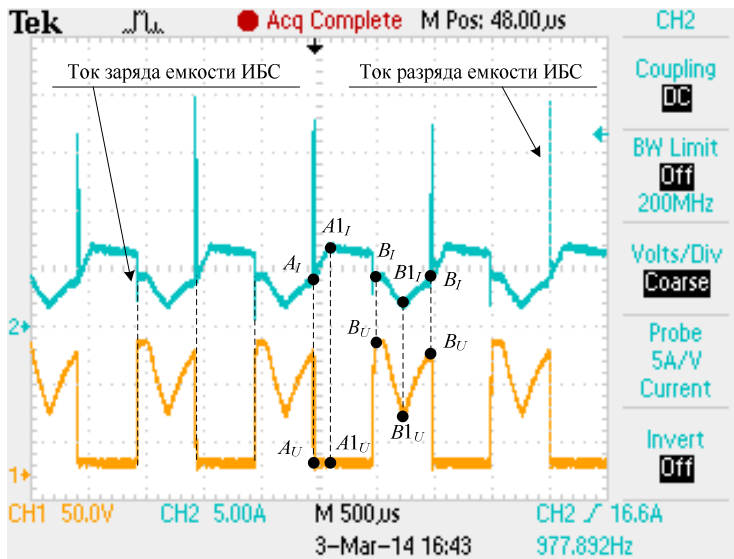
- для ИБС предыдущего поколения: A (3 В, 4 А); B (103 В, 4 А);
- ИБС с модификацией СУ по принципу РР: A (2,5 В, 4 А); B (60 В, 4 А).

В отчете по автономным испытаниям ИБС предыдущего поколения указано, что, начиная с частоты 900 Гц, форма тока нагрузки начинает существенно искажаться, а это влечет искажение формы напряжения нагрузки. На рисунке 3.11 показаны осциллограммы токов и напряжений нагрузки ИБС и ВАХ с характеристиками нагрузки для ИБС предыдущего поколения и исследуемого при работе на динамическую нагрузку с частотой 1 кГц. Осциллограммы тока и напряжения получены для отличающихся диапазонов и в разных масштабах в связи с использованием разнотипного измерительного оборудования: для рисунка 3.11а – 50 В/деление и 5 А/деление, а для рисунка 3.11в соответствующие масштабы – 10 В/деление и 5 А/деление. Осциллограмма тока рисунка 3.11а – голубого цвета, осциллограмма тока рисунка 3.11в – красного цвета, осциллограммы напряжений в обоих случаях выделены желтым цветом. На рисунках 3.11б и 3.11г показаны ВАХ с нагрузочными характеристиками и рабочими точками соответствующих ИБС, на которых визуально можно наблюдать разницу в стабилизации положений рабочих точек. Более жирным точкам соответствуют установившиеся значения положений РТ, меньшим размерам точек соответствуют максимальные отклонения во время переходных процессов. Изменение положений рабочей точки показано пунктирными стрелками.

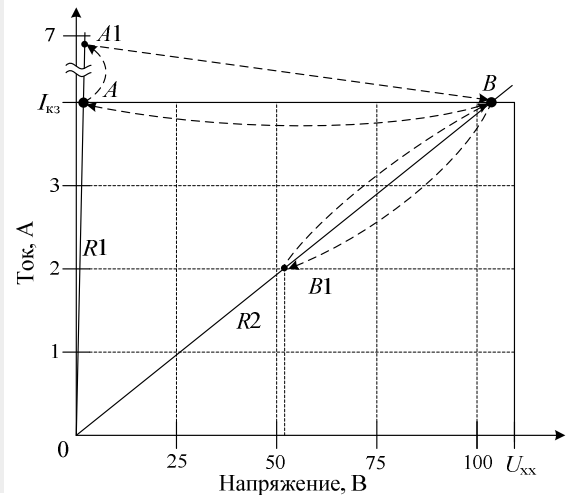
Далее в таком же стиле выполнены рисунки для других режимов работы ИБС.

На осциллограммах рисунков 3.11а и 3.11в точками с соответствующими буквенными обозначениями и индексами показаны составляющие для тока и напряжения рабочих точек ВАХ ИБС. При сравнении не рассматриваются

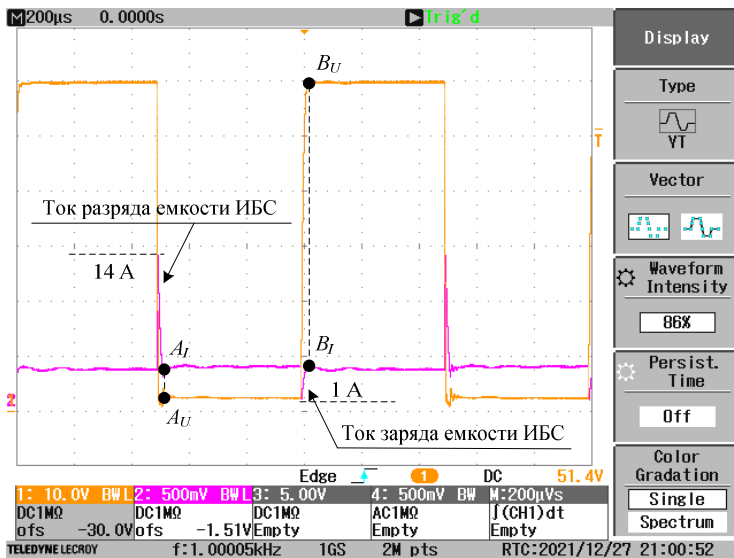
выбросы тока и напряжения при заряде и разряде емкости выхода ИБС, не имеющие отношения к скорости работы регулятора. Эти выбросы тока и напряжения рассматриваются отдельно в контексте требований к формированию ВАХ и должны соответствовать имитируемой паразитной емкости СБ.



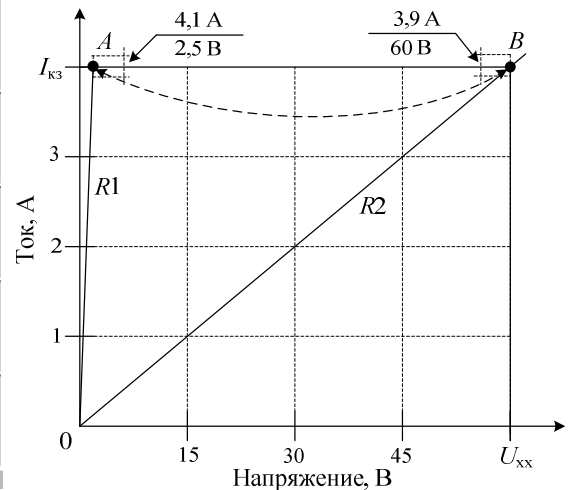
а



б



в



г

Рисунок 3.11 – Осциллограммы выходных тока и напряжения при работе на динамическую нагрузку частотой 1 кГц при переходе РТ на участке тока ВАХ: ИБС предыдущего поколения – а, исследуемого ИБС – в. ВАХ и нагрузочные характеристики: ИБС предыдущего поколения – б, исследуемого ИБС – г

Анализ осциллограмм тока и напряжения ИБС предыдущего поколения показал, что для режима работы ИБС в точке *A* отклонение по току от стабилизируемого значения 4 А соответствует диапазону 4÷6,8 А, или размаху по амплитуде 2,8 А, что составляет 70 %. Отклонение напряжения незначительно. Для режима работы ИБС в точке *B* отклонение по току от стабилизируемого значения 4 А соответствует диапазону 2÷4 А, или размаху по амплитуде 2 А, что составляет 50 %. Отклонение напряжения для значения 103 В соответствует диапазону 53÷103 В, или размаху по амплитуде 50 В, что составляет 50 %.

Для исследуемого ИБС отклонения рабочих точек по току незначительны и составляют для точек *A* и *B* ±0,1 А (или 2,5 %). Отклонения по напряжению данных точек можно считать незначительными.

Можно определенно сказать, что исследуемый ИБС значительно точнее формирует ВАХ для динамического режима работы.

На рисунках 3.12*a* и 3.12*б* представлены соответственно осциллограммы тока (красный цвет) и напряжения (желтый цвет) математической модели исследуемого ИБС, а также ВАХ с нагрузочными характеристиками и рабочими точками, аналогичными натурному образцу. Разница значений между имитационной моделью и натурным образцом: для точки *A* значения тока одинаковы, отклонение по напряжению составляет 0,1 В (или 4 %). Для точки *B* отклонение по току составляет 0,1 А (или 2,5 %), отклонение по напряжению равно 0,5 В (или 0,8 %).

Для сравнения с ИБС иностранного производства был выбран имитатор, разработанный китайскими учеными Харбинского технологического института. Структура этого ИБС соответствует приведенной на рисунке 1.14 [40]. Параметры ВАХ данного ИБС: ток короткого замыкания $I_{кз} = 8,3$ А, напряжение холостого хода $U_{хх} = 60$ В. В качестве режима работы выбран самый жесткий, соответствующий переходу рабочей точки ВАХ при изменении нагрузки от КЗ до ХХ с частотой 1 кГц. На рисунках 3.13*a* и 3.13*б* представлены соответственно осциллограммы тока (зеленый цвет) и напряжения (желтый цвет) иностранного

ИБС, а также его ВАХ с нагрузочными характеристиками и рабочими точками. Режимы КЗ и ХХ условны. Для иностранного ИБС принят режим ХХ, когда ток нагрузки составляет 0,6 А. Видимо, это обусловлено определенными трудностями в работе ИБС при разрыве цепи нагрузки, что отмечается в [40]. Для исследуемого ИБС режим КЗ соответствовал величине нагрузки 0,5 Ом.

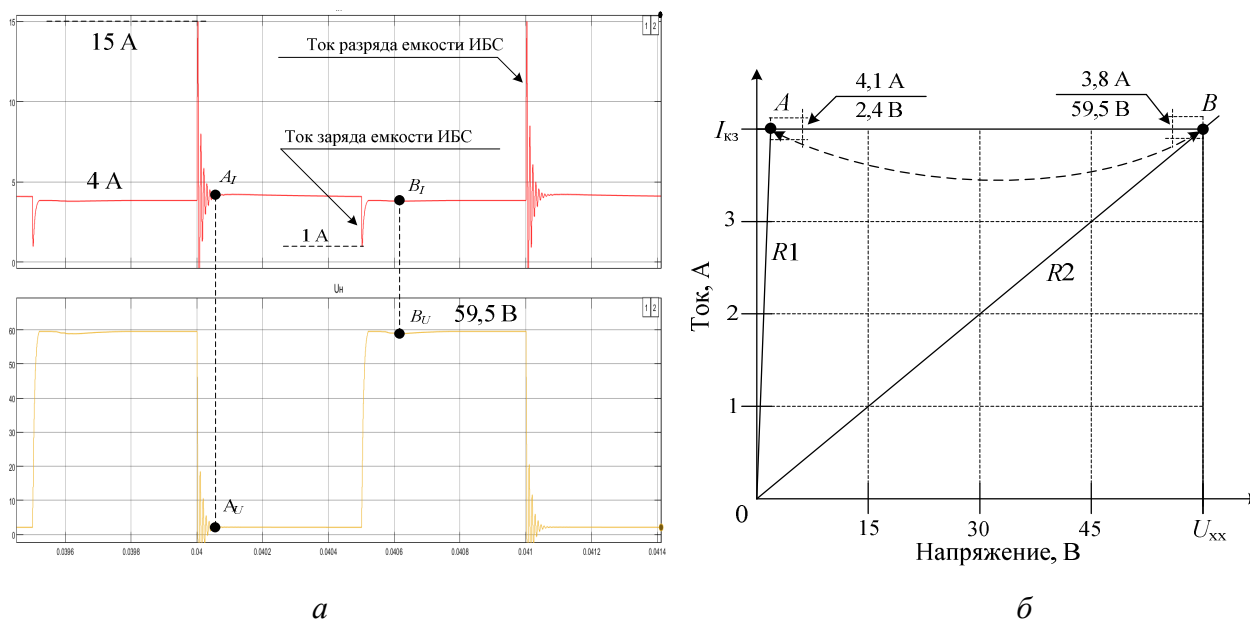


Рисунок 3.12 – Осциллограммы выходных тока и напряжения при работе на динамическую нагрузку частотой 1 кГц при переходе РТ на участке тока ВАХ: математической модели исследуемого ИБС – *а*. ВАХ и нагрузочные характеристики математической модели исследуемого ИБС – *б*

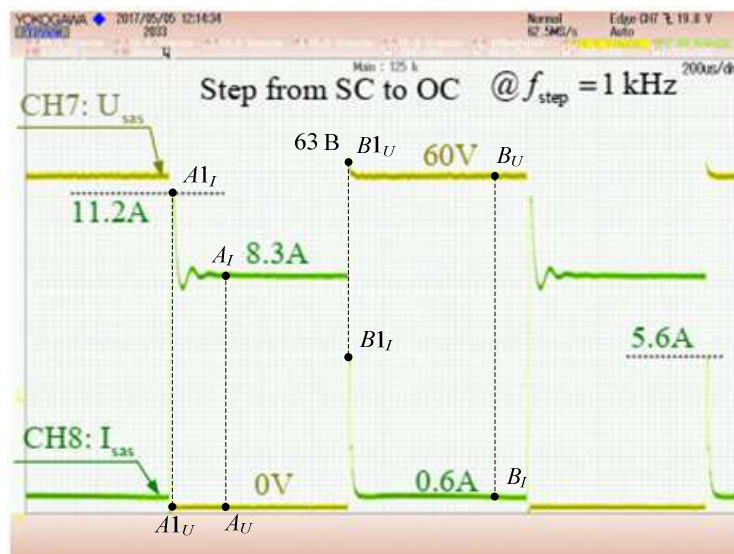
На рисунках 3.13в и 3.13г представлены соответственно осциллограммы тока (красный цвет) и напряжения (желтый цвет) исследуемого ИБС и его ВАХ с нагрузочными характеристиками и рабочими точками. Параметры ВАХ исследуемого ИБС: ток короткого замыкания $I_{КЗ} = 8$ А, напряжение холостого хода $U_{ХХ} = 60$ В, что практически полностью соответствует ВАХ иностранного имитатора батареи.

Для иностранного ИБС при переходе рабочей точки из положения, соответствующего ХХ, в положение, соответствующее КЗ, наблюдается скачок тока до 11,2 А относительно уровня 8,3 А, что превышает уровень стабилизации

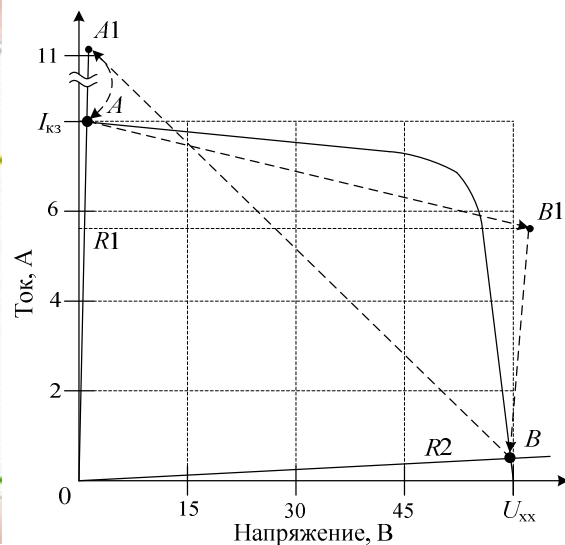
на 35 %. Для исследуемого ИБС при аналогичном переходе рабочей точки ВАХ скачок тока соответствует значению 16,25 А относительно уровня 8 А, но данный скачок следует считать как требуемый в соответствии току разряда заявленной имитируемой паразитной емкости СБ для исследуемого ИБС. Стоит отметить, что для иностранных ИБС не приводится возможность имитировать паразитную емкость СБ. Скачки тока при переходе из режима работы ХХ в режим КЗ для иностранного ИБС вызваны в том числе емкостью самого ИБС, которая не соответствует емкости имитируемой реальной СБ. Соответствие реальной емкости исследуемого ИБС от требуемого значения определяется в параграфе 4.2. Настоящие осциллограммы снимались до того, как было определено реальное значение емкости выхода ИБС, которое показало, что это значение превышает заявленную величину (0,31 мкФ) на 41,4 % (см. раздел 4 таблицу 4.2). В данном случае следует считать за отклонение по точности именно данное значение. Добиться более точной величины скачка тока можно простой корректировкой номинала емкости выхода ИБС.

Погрешность стабилизируемой величины тока (после импульса тока разряда емкости), определяемая работой СУ, составляет 0,15 А (1,88 %).

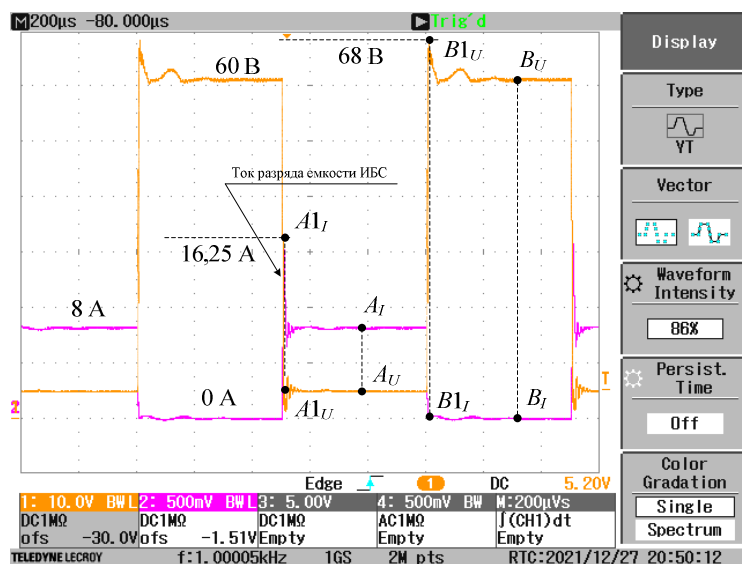
При переходе РТ ВАХ из положения, соответствующего режиму работы КЗ, в положение, соответствующее режиму работы ХХ, у иностранного ИБС наблюдается скачок тока до 5,6 А относительно уровня 0,6 А, что превышает уровень стабилизации на 833 %. Скачок напряжения в данной точке составляет 63 В относительно стабилизируемого уровня 60 В, что превышает уровень стабилизации на 5 %. Для исследуемого ИБС скачка тока нет, но присутствует скачок напряжения до уровня 68 В, что превышает уровень стабилизации на 13 %. Данное перенапряжение вызвано ЭДС самоиндукции паразитной индуктивности монтажа выхода ИБС при естественной коммутации тока дросселя $L1$ (см. рисунок 1.21) в обводной канал ИБС и разрыве цепи протекания тока через нагрузку.



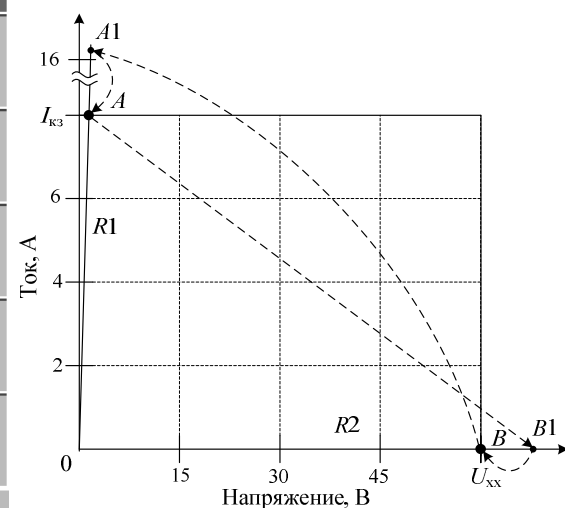
а



б



в



г

Рисунок 3.13 – Осциллограммы выходных тока и напряжения при работе на динамическую нагрузку частотой 1 кГц при переходе РТ из положений на ВАХ соответствующих режимам КЗ и ХХ: иностранного ИБС – а, исследуемого ИБС – в. ВАХ и нагрузочные характеристики: иностранного ИБС – б, исследуемого ИБС – г

Скачки тока для иностранного имитатора солнечной батареи вызваны итерационным принципом работы СУ, что несет в себе инерционность. При переходе из режимов работы КЗ в ХХ система управления работает с перерегулированием, так как в режиме работы КЗ заряда емкости нет, потому что

уровень напряжения выхода ИБС в данном случае соответствует нулевому значению, следовательно, скачок тока не может быть вызван разрядом емкости.

В целом можно сказать, что исследуемый ИБС точнее формирует ВАХ по сравнению с ИБС иностранного производства. Потенциально данный показатель можно улучшить с помощью снижения значения выходной емкости.

На рисунке 3.14 представлены соответственно осциллограммы тока (красный цвет) и напряжения (желтый цвет) математической модели исследуемого ИБС, а также его ВАХ с нагрузочными характеристиками и рабочими точками, аналогичными натурному образцу. Значения рабочих точек A и B ВАХ имитационной модели совпадают с соответствующими точками ВАХ натурального образца. Точка $A1$ имеет значение 18,1 А по току, что превышает соответствующее значение точки для натурального образца на 11,4 %. На имитационной модели не удалось получить переходный процесс перенапряжения, соответствующий точке $B1$ натурального образца. В амплитудном значении данная погрешность составляет 11,8 %. Погрешность стабилизируемой величины тока (после импульса тока разряда емкости), определяемая работой СУ, составляет 0,2 А (2,5 %).

В качестве преимущества исследуемого ИБС можно выделить возможность формирования многообразных форм ВАХ, в том числе и изменяемых во времени, путем задания, например, тока короткого замыкания $I_{кз}$ от 0 до 8 А с дискретностью установки 0,05 А и напряжения холостого хода $U_{хх}$ от 10 до 60 В с дискретностью установки 0,1 В. С учетом максимально возможных границ для тока короткого замыкания $N_I = 160$ и напряжения холостого хода $N_U = 500$ допустимое количество ВАХ равно их произведению и составляет величину $N_{ВАХ} = 80000$. В [78] приведены данные с параметрами ИБС иностранного производства, где допустимое количество ВАХ не превышает значения 512 (таблица 3.1). Такое преимущество исследуемого ИБС проявляется в значительно большем диапазоне возможного задания ВАХ при работе от циклограмм в составе СЭС КА.

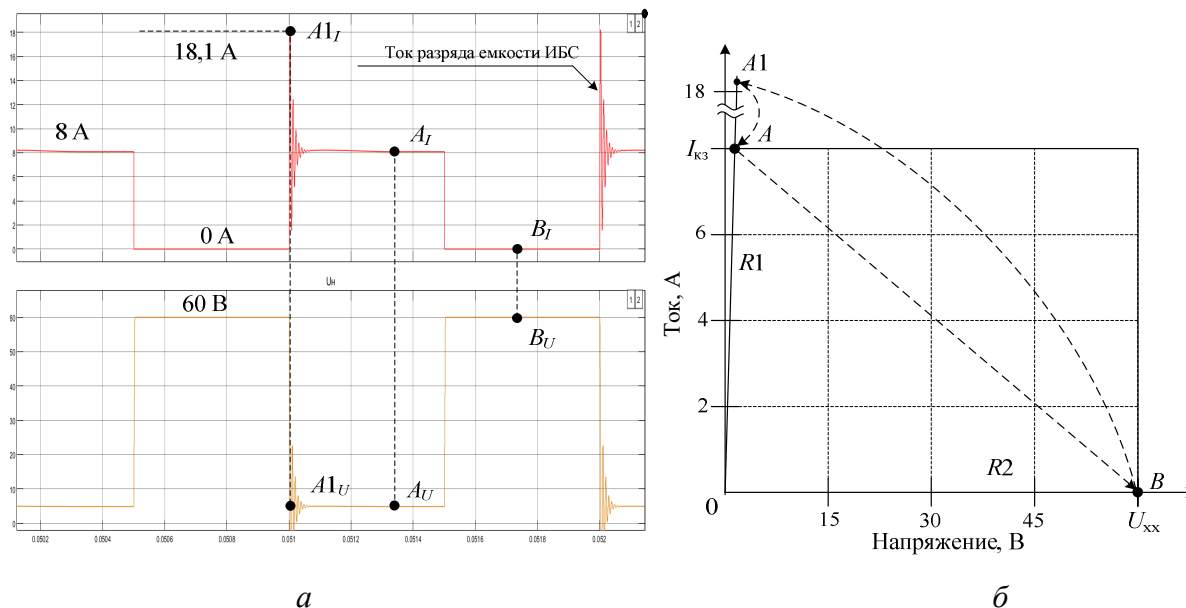


Рисунок 3.14 – Осциллограммы выходных тока и напряжения при работе на динамическую нагрузку частотой 1 кГц при переходе РТ из положений на ВАХ, соответствующих режимам КЗ и ХХ: математической модели исследуемого ИБС – а. ВАХ и нагрузочные характеристики математической модели исследуемого ИБС – б

Таблица 3.1

Параметры ИБС иностранного производства

Модель	U_{XX} , В	I_{K3} , А	P , Вт	$N_{ВАХ}$
Keysight E4361A	65	8,5	510	512
Chroma 62020H-150S	150	40	2000	100
Aplab SAS12010	121	10.5	1200	50

3.2 Исследование влияния модифицированной системы управления с введением дополнительной ОС на точность формирования ВАХ ИБС

На рисунке 3.15 показана модель ИБС в среде MatLab/Simulink и СУ с введением дополнительной ОС, которая позволяет улучшить ее частотные характеристики. Данная модель построена на элементах библиотеки Power Electronics и формирует ВАХ с параметрами, аналогичными предыдущим моделям.

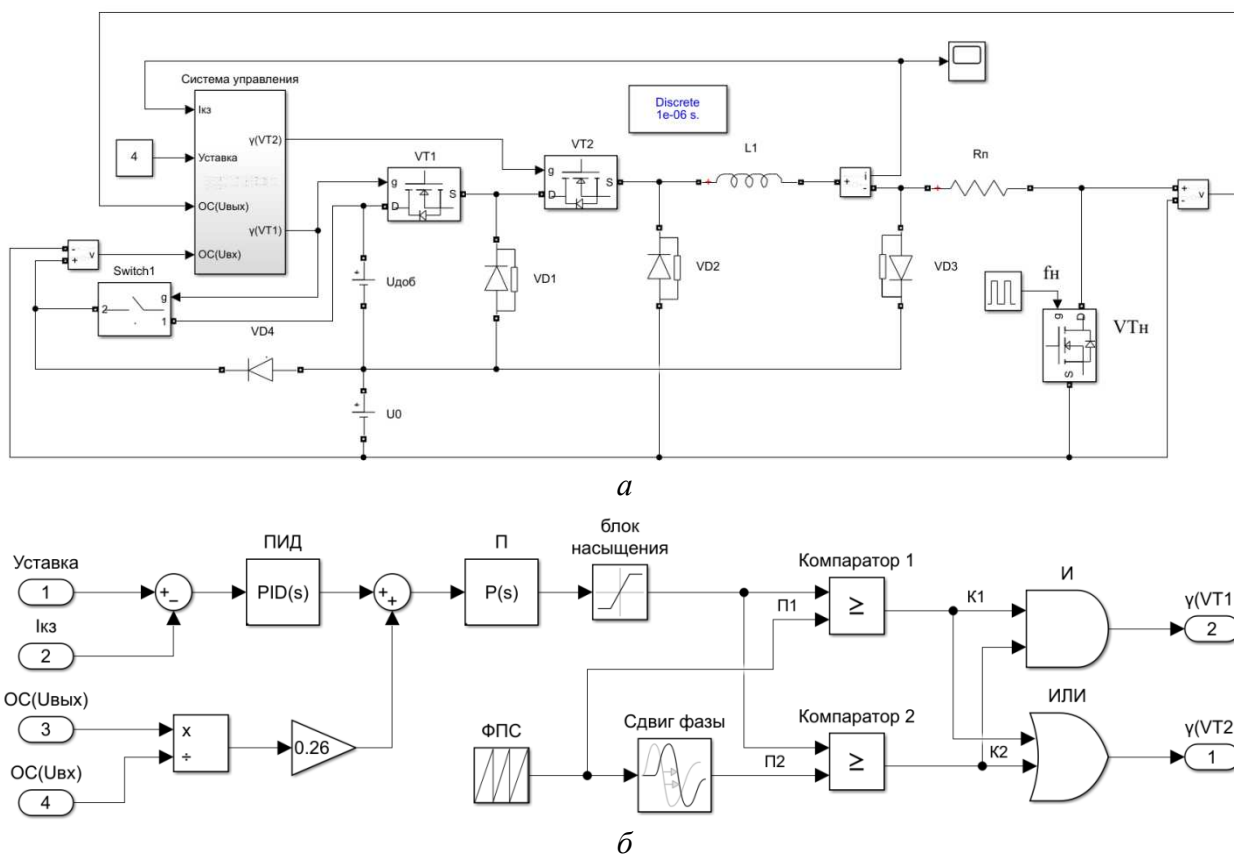


Рисунок 3.15 – Модель ИБС с модифицированной СУ (а); модифицированная СУ (б)

Особенностью выходного силового модуля ИБС является его малая инерционность ввиду того, что емкость на выходе имеет малое значение, соответствующее паразитному параметру СБ. При скачкообразном изменении величины нагрузки практически мгновенно изменяется напряжение выхода. Таким образом, используя в качестве сигнала ОС напряжение выхода, можно увеличить быстродействие СУ [79 – 81]. Аналогичные рассуждения применимы и к сигналу входного напряжения. В приведенной схеме сигнал $OC(U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}})$, формируемый блоком деления, заведен непосредственно на задающий вход П-регулятора в обход ПИД-регулятора, для того чтобы минимизировать время задержки образуемого RC-цепями тракта выхода ПИД-регулятора. Дополнительное введение звена П-регулятора необходимо для корректной работы СУ, в то же время П-звено с единичным коэффициентом усиления практически является малоинерционным. Учитывая, что при положении РТ на участке тока ВАХ $U_{\text{ВХ}} = U_0$, а при положении РТ на участке напряжения ВАХ $U_{\text{ВХ}} = U_0 + U_{\text{доб}}$,

в цепи ОС($U_{\text{вх}}$) предусмотрена соответствующая возможность изменения данного уровня напряжения. Ключевой элемент Switch1 по сигналу ШИМ $\gamma(VT1)$ осуществляет коммутацию в цепи ОС($U_{\text{вх}}$) синхронно с изменением уровня напряжения $U_{\text{вх}}$ силовой части ИБС. Развязывающий диод VD4 служит для защиты от короткого замыкания источника $U_{\text{доб}}$ силовой цепи.

Для ИБС в данной схеме принят самый жесткий режим работы, аналогичный предыдущим моделям при изменении нагрузки от КЗ до ХХ с частотой коммутации нагрузки $f_{\text{H}} = 50$ Гц.

Исследуемая модификация СУ сравнивалась со стандартной СУ на основе только ПИД-регулятора. Силовая часть ИБС соответствует рисунку 3.2 и отличается меньшей величиной индуктивности дросселя: $L1 = 8$ мГн.

Результаты работы ИБС для обеих СУ представлены на рисунке 3.16. Принятые параметры ВАХ: $I_{\text{КЗ}} = 4$ А и $U_{\text{ХХ}} = 60$ В, частота динамического воздействия – 50 Гц. Для ИБС со стандартной СУ значение пульсаций тока в размахе составляет 800 мА. Для ИБС с модифицированной СУ значение пульсаций тока в размахе равно 550 мА. Таким образом, введение ОС($U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$) в СУ позволяет увеличить скорость реакции системы на динамическое воздействие, что в данном случае приводит к уменьшению размаха пульсаций тока на 250 мА (31,25 %).

На рисунке 3.17 показана структурная схема данной модификации СУ. Параметры схемы натурального образца ИБС и его ВАХ также соответствуют представленной математической модели.

Для модификации данной СУ в схему ПИД-регулятора дополнительно вводится пропорциональное звено на операционном усилителе с единичным коэффициентом усиления, на вход которого в качестве положительной ОС приходит сигнал $U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$.

Гальваническая развязка выполнена на микросхеме высоколинейного аналогового оптрона HCNR200 [82], предназначенной для использования в цепях ОС. Блок делителя выполнен на микросхеме перемножителя AD734 [83].

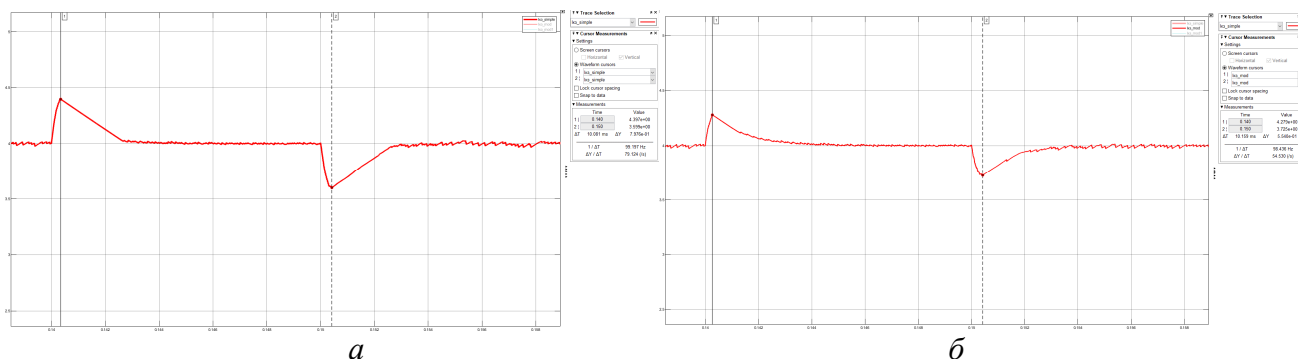


Рисунок 3.16 – Осциллограмма тока I_{K3} модели MatLab/Simulink ИБС при работе на динамическую нагрузку: *а* – со стандартной СУ; *б* – с модифицированной СУ введением $OC(U_{ВЫХ}/U_{ВХ})$

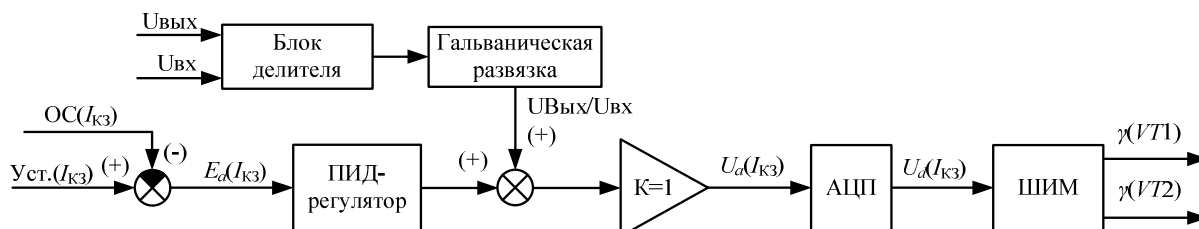


Рисунок 3.17 – Структурная схема СУ с модификацией дополнительной $OC(U_{ВЫХ}/U_{ВХ})$ натурального образца ИБС

Осциллограммы, снятые для натурального образца, с параметрами, аналогичными моделям в среде MatLab/Simulink, показаны на рисунке 3.18.

В данном случае уменьшение размаха пульсаций тока от 850 мА до 600 мА эквивалентно уменьшению на 29,4 %. Максимальная разница величины пульсации тока I_{K3} с имитационной моделью составляет 8,3 %. Помимо снижения размаха пульсаций, обращает на себя внимание уменьшение среднеквадратичного значения пульсаций от 130 мА до 78 мА, что эквивалентно 40 %.

Анализ осциллограмм тока ИБС для СУ с модификацией введением дополнительной $OC(U_{ВЫХ}/U_{ВХ})$ при динамическом режиме работы для различных переходов рабочих точек показал, что данная модификация СУ также наиболее эффективно проявляет себя при переходах рабочей точки ВАХ от положения КЗ до ХХ и наоборот. Различия в эффективности уменьшения пульсаций могут наблюдаться в зависимости от уровня напряжения $U_{ХХ}$, которое является

напряжением выхода ($U_{\text{ВЫХ}}$), что выглядит логичным, учитывая, что ОС формируется как отношение данного сигнала к $U_{\text{ВХ}}$.

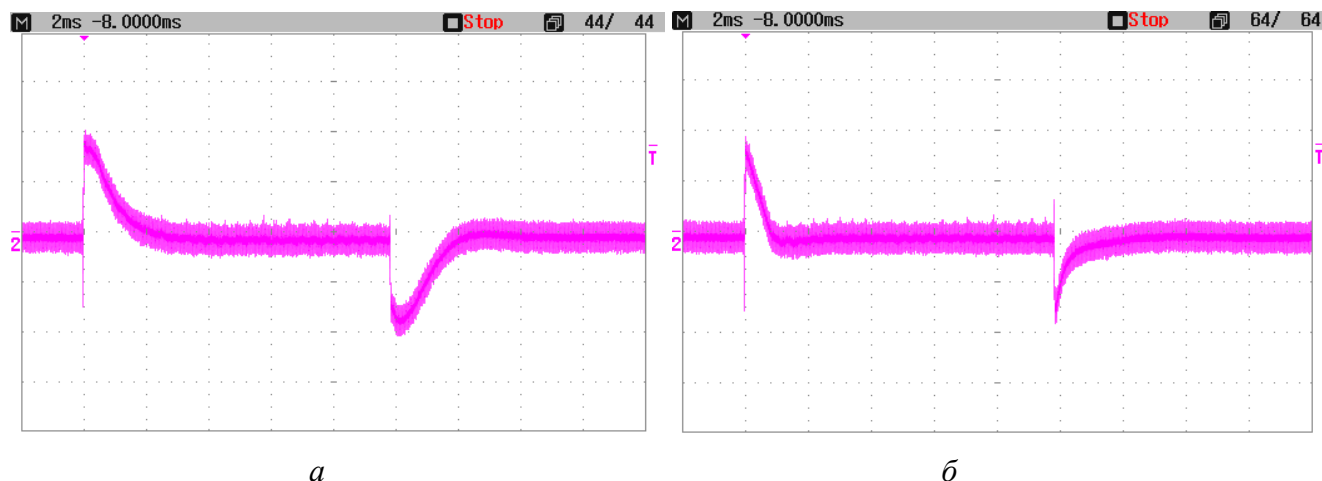
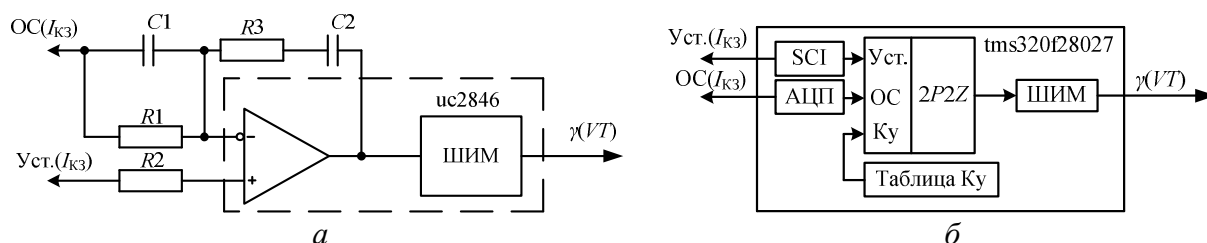


Рисунок 3.18 – Осциллограммы тока $I_{\text{КЗ}}$ натурального образца ИБС при работе на динамическую нагрузку: *а* – со стандартной СУ; *б* – с модифицированной СУ введением ОС($U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}}$)

3.3 Исследование цифровой СУ

Задачей исследования является анализ функциональных возможностей и производительности цифрового регулятора в сравнении с аналоговым при проектировании ИБС, где требуется высокая скорость реакции на возмущающее воздействие.

Структурные схемы аналогового и цифрового регуляторов представлены на рисунке 3.19.



Рисунке 3.19 – Структурные схемы: аналогового регулятора (*а*);
цифрового регулятора (*б*)

Аналоговый регулятор представляет собой ПИД-регулятор, выполненный на ШИМ-контроллере uc2846 (фирма Texas Instruments (TI)) [84].

Цифровой регулятор использует алгоритм компенсации 2P2Z [85], реализованный на микроконтроллере TMS320F28027 [86] (фирма TI).

Для решения задачи была собрана схема, структура которой изображена на рисунке 3.20. Величина индуктивности дросселя $L1 = 1$ мГн. Силовой блок понижающего преобразователя с цифровым или аналоговым регулятором (обозначенный как МСТ) должен стабилизировать заданный ток по выходу (обозначен $I_{кз}$) с минимальным отклонением. Задание возмущающего воздействия (изменение нагрузки от значений $R_H = 6$ Ом до КЗ с частотой около 500 Гц) производится коммутацией ключа $VT2$.

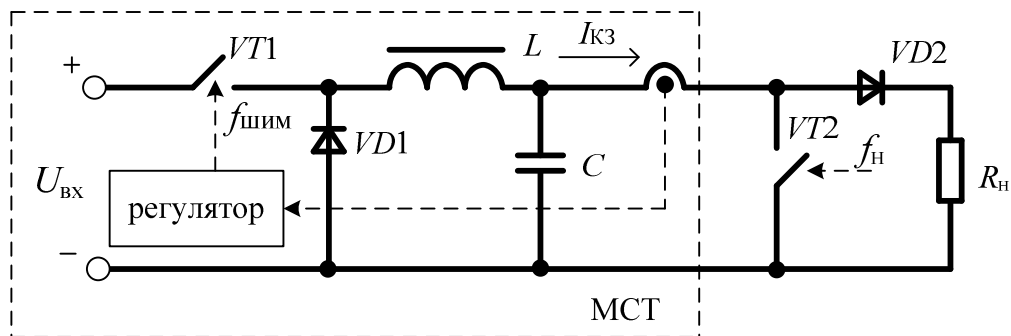


Рисунок 3.20 – Структурная схема СМ для исследования динамических режимов работы регуляторов

Данный модуль позволяет воспроизводить работу ИБС на участке тока ВАХ. Величина тока короткого замыкания в исследуемой модели $I_{кз} = 10$ А.

На рисунке 3.21 приведены осциллограммы тока (переходные процессы) для работы ИБС под управлением аналогового регулятора. Данные осциллограммы наглядно показывают работу регулятора и наилучшим образом говорят о его быстродействии. Верхний луч фиксирует изменение тока, нижний – коэффициент заполнения ШИМ, формирующей заданное значение тока. По характеру изменения коэффициента заполнения можно судить об адекватности работы регулятора в моменты изменения нагрузки. При скачкообразном

увеличении нагрузки (режим КЗ) ток резко возрастает, коэффициент заполнения импульсов ШИМ уменьшается, вплоть до того пока значение тока не станет равным значению стабилизации. Далее коэффициент заполнения будет поддерживаться минимальным в соответствии с режимом КЗ.

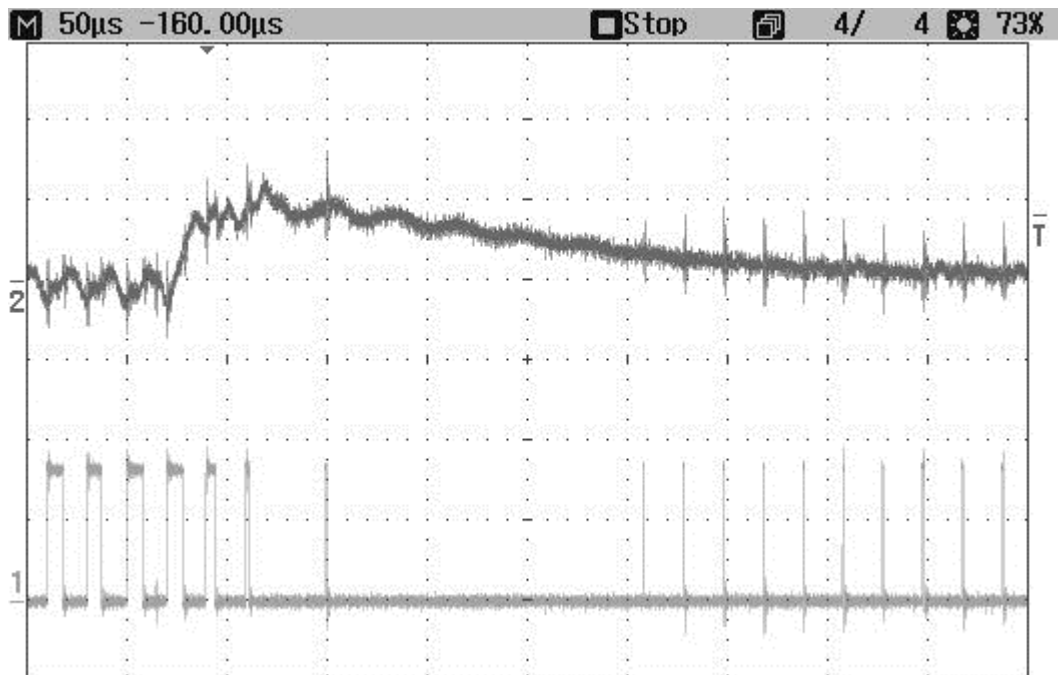


Рисунок 3.21 – Осциллограммы тока и соответствующего сигнала ШИМ

Аналогичные опыты проведены для модели с цифровым регулятором.

В соответствии со структурной схемой цифрового регулятора (см. рисунок 3.19б) сигнал задания уставки передается в цифровой форме по интерфейсу RS-485 через модуль SCI (Serial Communication Interface). Сигнал $OC(I_{КЗ})$ заведен на модуль АЦП. Модуль таблицы коэффициентов усиления (K_u) позволяет задавать величину K_u в зависимости от выбранного диапазона регулирования по току, таким образом коэффициент может быть представлен как функция $K_u = f(U_{ст.}, I_{КЗ})$.

Математическое представление передаточной функции $2P2Z$ цифрового регулятора описывается уравнением

$$\frac{U(z)}{E(z)} = \frac{b_0 + b_1 \cdot z^{-1} + b_2 \cdot z^{-2}}{1 + a_1 \cdot z^{-1} + a_2 \cdot z^{-2}} = \frac{b_0 \cdot z^2 + b_1 \cdot z + b_2}{z^2 + a_1 \cdot z + a_2}, \quad (3.1)$$

где b_2, b_1, b_0, a_2, a_1 – коэффициенты, которые рассчитываются с помощью коэффициентов настройки K_{Π} (пропорционального), $K_{\text{И}}$ (интегрального), $K_{\text{Д}}$ (дифференциального) в следующей форме:

$$\begin{aligned} b_2 &= K_{\text{Д}} \cdot K_{\text{вн}}, \\ b_1 &= (K_{\text{И}} - K_{\Pi} - 2 \cdot K_{\text{Д}}) \cdot K_{\text{вн}}, \\ b_0 &= (K_{\Pi} - K_{\text{И}} - K_{\text{Д}}) \cdot K_{\text{вн}}; \end{aligned}$$

$K_{\text{вн}} = 67108$ – коэффициент внутренней численной системы микроконтроллера.

При $a_2 = 0, a_1 = -1$ выражение (3.1) приобретает вид уравнения

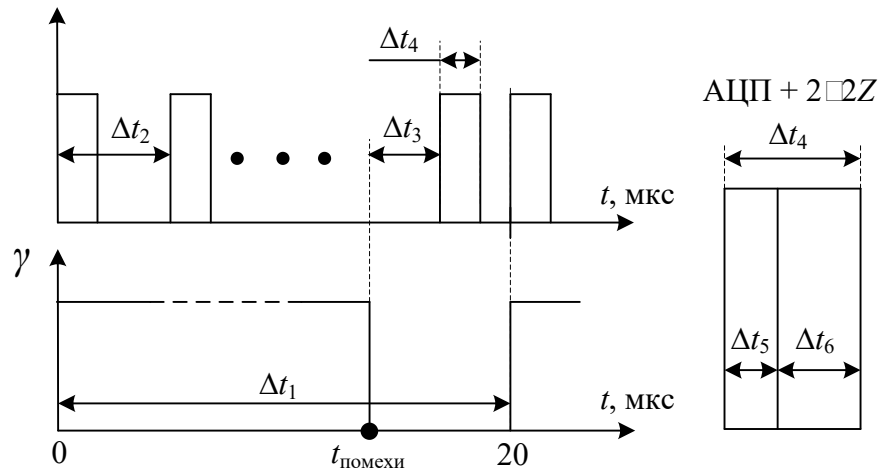
$$\frac{U(z)}{E(z)} = \frac{b_0 + b_1 \cdot z^{-1} + b_2 \cdot z^{-2}}{1 - z^{-1}} = \frac{b_0 \cdot z^2 + b_1 \cdot z + b_2}{z^2 - z},$$

являющегося передаточной функцией ПИД-регулятора, которая в свою очередь является частным случаем $2P2Z$ цифрового регулятора.

Для увеличения скорости работы цифрового регулятора был предложен алгоритм, принцип которого поясняет временная диаграмма, представленная на рисунке 3.22 [87].

Во временном отрезке периода ШИМ (Δt_1) необходимо разместить как можно большее количество тактов обработки ошибки регулирования (Δt_4), состоящей из времени АЦП-преобразования сигнала обратной связи (Δt_5) и времени $2P2Z$ -преобразования (Δt_6). Количество данных тактов за период ШИМ тем больше, чем меньше период квантования (Δt_2), который в свою очередь зависит обратно пропорционально от тактовой частоты работы микроконтроллера (с увеличением тактовой частоты период квантования (Δt_2) уменьшается). Помимо этого, должен быть учтен момент влияния коммутационной помехи на адекватность АЦП-преобразования, которая возникает при выключении транзистора, работающего в ключевом режиме. Для этого последний такт (Δt_4) должен быть смещен от значения максимально возможного коэффициента заполнения (в конце временного интервала которой формируется коммутационная помеха) на время Δt_3 , длительность которого определяется током

коммутации транзистора $VT1$. Значение данного периода проще и эффективнее всего определить опытным путем при настройке силового блока.



Δt_1 – период ШИМ

Δt_2 – период квантования

Δt_3 – выдержка времени от начала коммутационной помехи

Δt_4 – время обработки ошибки регулирования

Δt_5 – время АЦП преобразования

Δt_6 – время $2 \square 2Z$ преобразования

$t_{\text{помехи}}$ – момент времени появления коммутационной помехи

Рисунок 3.22 – Временная диаграмма работы цифрового регулятора за период ШИМ

В результате проведения опытных исследований выяснилось, что в статическом режиме работы (при неизменной нагрузке, когда $VT2$ разомкнут) оба регулятора стабилизировали заданный ток с погрешностью, не превышающей 2% во всем диапазоне регулирования с несущественной разницей друг относительно друга. При воспроизведении динамической нагрузки отклонение значения тока $I_{кз}$ от заданного отличалось для двух регуляторов и определялось скоростью реакции системы управления.

По представленным на рисунке 3.23 осциллограммам динамического режима работы МСТ под управлением аналогового и цифрового регуляторов видно, что аналоговый регулятор существенно быстрее обрабатывает возмущающее воздействие: это выражается в два раза меньшей амплитуде

пульсаций тока. Для аналогового и цифрового регуляторов размах амплитуды тока составляет соответственно 1,1 А и 2,2 А. Тем не менее использование цифрового регулятора также возможно при менее жестких требованиях к отклонениям тока от стабилизируемого значения. Скорость реакции цифрового регулятора связана с ограниченной частотой квантования (около 222 кГц). Данное утверждение было подтверждено опытами с изменением интервала квантования ($4,5 \div 20$ мкс), согласно которым увеличение данного интервала приводило к замедлению реакции на возмущающее воздействие. В свою очередь, частота квантования зависит от тактовой частоты микроконтроллера. Используемый в исследовании микроконтроллер обладает относительно слабой вычислительной мощностью в линейке семейства C2000 TI, но достаточно функционален для исследования принципиальных возможностей цифрового регулятора. Аппаратные возможности данного микроконтроллера и всей линейки в целом позволяют реализовать надежную систему с функцией shut-down и максимальной защиты по току. Модуль HRPWM данного семейства микроконтроллеров способен реализовать ширину импульса ШИМ, равную 180 пкс, что говорит о возможности создания прецизионных систем.

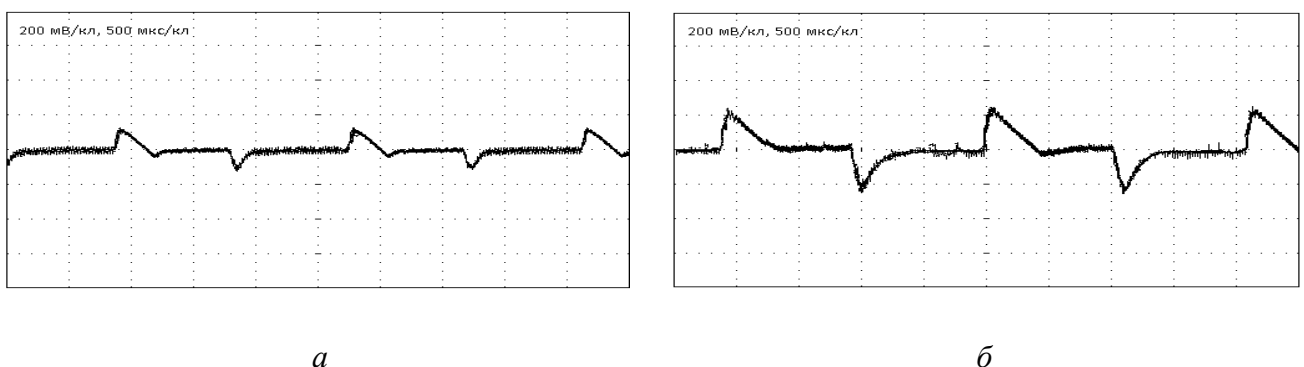


Рисунок 3.23 – Осциллограммы тока $I_{кз}$ МСТ в динамическом режиме работы:
 под управлением аналогового регулятора (а); цифрового регулятора (б);
 масштаб для тока – 1А/кл

В перспективе использование более производительного микроконтроллера позволит создать цифровой регулятор со скоростью реакции на возмущение,

сопоставимой или превышающей скорость реакции аналогового регулятора. Функциональные возможности цифрового регулятора позволяют реализовать одно из главных преимуществ, заключающееся в гибкости системы. Так, в данном конкретном исследовании была реализована возможность изменять коэффициент усиления (K_u) системы в зависимости от диапазона регулирования по току или от изменения нагрузки. Таким образом, K_u может быть представлен как функция $K_u=f(U_{ст.}, I_{кз})$. В дальнейшем это условие может меняться. В аналоговой системе управления K_u остается неизменным, т.е. представляет собой константу. Неоспоримым достоинством аналогового регулятора на текущий момент является невысокая стоимость и скорость отработки ошибки измерения [88].

Выводы по главе 3

Представлена модификация СУ на основе введения алгоритм-схемы жесткого ограничения пульсаций тока. Разработана соответствующая модель в среде MatLab/Simulink. Проведены испытания на натурном образце. Данная алгоритм-схема выступает в качестве альтернативного решения основному регулятору СУ в функции уменьшения пульсаций.

Предложена модификация основного регулятора СУ путем введения дополнительной ОС, позволяющей увеличить его быстродействие, что также приводит к уменьшению пульсаций.

Исследована возможность применения цифровой СУ для топологии ИБС, позволяющей формировать ВАХ на участке тока. Полученные результаты позволяют говорить о перспективности данной системы.

ГЛАВА 4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ИМИТАТОРА БАТАРЕИ СОЛНЕЧНОЙ

ИБС, входящий в состав контрольно-испытательного комплекса системы электроснабжения космического аппарата, по своим свойствам в идеале должен соответствовать реальной солнечной батарее. Он должен обладать определенным импедансом, временными характеристиками (переходными процессами), формировать с требуемой точностью заданную ВАХ [89]. В данном разделе исследуется модификация ИБС, описанная в параграфе 3.1.

4.1 Определение модуля импеданса ИБС

В соответствии с тем что ВАХ ИБС состоит из участков тока и напряжения (рисунок 4.1), ИБС должен представлять собой источник тока или напряжения в зависимости от положения РТ ($A - F$), определяемого пересечением ВАХ с нагрузочной характеристикой ($R_{н1} - R_{н6}$).

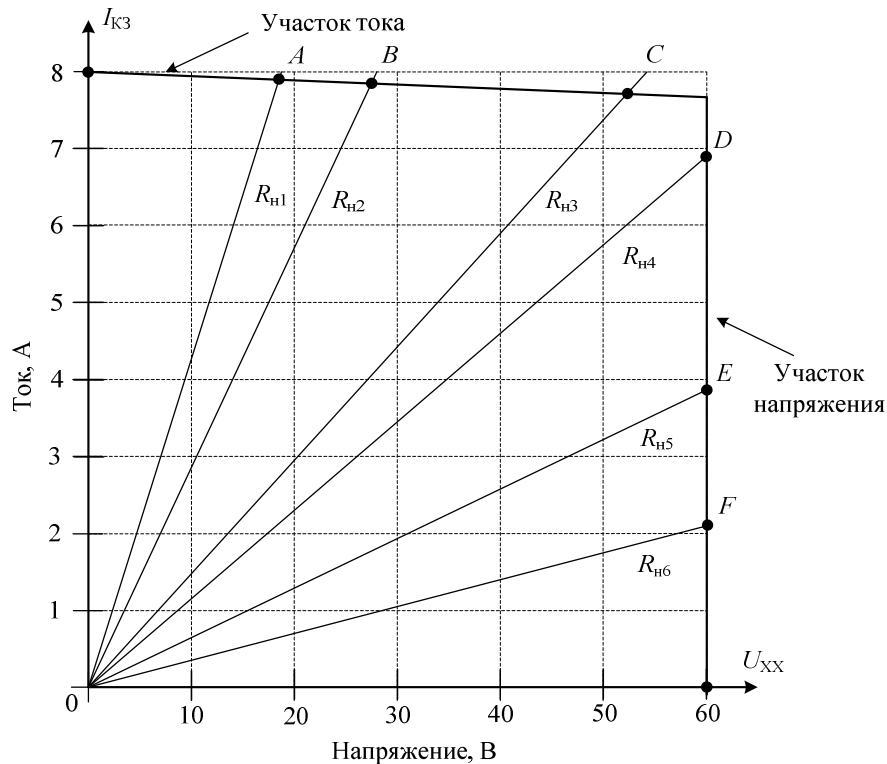


Рисунок 4.1 – ВАХ ИБС и нагрузочные характеристики

Как известно, в идеальном источнике тока внутреннее сопротивление равно бесконечности, в то время как в идеальном источнике напряжения внутреннее сопротивление равно нулю. Следовательно, чем больше внутреннее сопротивление реального источника тока и меньше внутреннее сопротивление реального источника напряжения, тем они ближе к идеальным моделям.

Шунтирующее сопротивление $R_{Ш}$ и выходная емкость $C_{ВЫХ}$ структурной схемы ИБС (см. рисунок 1.21) представляют собой эквиваленты соответствующего сопротивления и емкости СБ. В свою очередь, в структуре СБ сопротивление $R_{Ш}$ вызвано токами утечки через p - n -переход, а емкость $C_{ВЫХ}$ составляют барьерная и диффузионная емкости [90–93].

При проектировании ИБС величины $R_{Ш}$ и $C_{ВЫХ}$ выбираются с учетом приведенных в техническом задании.

ВАХ ИБС должна быть монотонной на участках тока и напряжения, а это значит, что импеданс ИБС при его работе в различных точках данных участков должен быть одинаковым.

Измерение модуля импеданса (МИ) помогает определить, насколько ИБС соответствует предъявляемым к нему требованиям как формирователю ВАХ имитируемой СБ на участках тока и напряжения, что может служить одним из критериев оценки его качества.

Кроме того, важность определения МИ заключается в том, что это может позволить спрогнозировать поведение ИБС в составе системы энергопреобразующей аппаратуры (ЭПА) при различных режимах работы (с условием, что известны МИ других составных частей системы), а следовательно, предотвратить нежелательные явления, такие как резонансные [94].

Приборы и методы, рассматриваемые для измерения импеданса пассивных элементов [95–97], не предназначены для измерения импеданса ЭПА.

Существуют методы, предназначенные для измерения импеданса ЭПА, работающей на переменном токе. В [98] описан так называемый инвазивный метод определения импеданса: рассматривается инъекция тока в систему

передачи энергии на определенных гармониках и последующее измерение токов и напряжений реакции системы, на основе которых происходит расчет импеданса. В свою очередь в [99] представлен неинвазивный метод определения импеданса, основанный на наблюдении изменений гармоник напряжения и тока, вызванных естественным изменением нагрузки, последующим анализом на основе алгоритма фильтрации ложных данных и расчетом импеданса по полученным данным. Методика измерения выходного сопротивления источников гармонических сигналов описана в [100].

Так как ИБС работает на постоянном токе, то необходимо применять методы для определения импеданса ЭПА, работающей на постоянном токе. В [101–106] описаны соответствующие методы измерения МИ, объединенные общим принципом реализации. На рисунке 4.2 показаны структурная схема комплекса измерения МИ ИБС и его фотография в составе рабочего места. Выходной каскад одного канала исследуемого ИБС (см. рисунок 2.1) содержит шунтирующее сопротивление $R_{ш}$, выходную емкость $C_{вых}$ и дифференциальное сопротивление выходного диода R_{VD4} . Параллельно статической нагрузке Z_H к ИБС в качестве гармонической нагрузки подключен измерительный комплекс нагрузки высокочастотной (НВЧ) через устройство коммутации и сопряжения, с которого на осциллограф заводятся измерительные сигналы $U_{изм}$ и $I_{изм}$. Генератором задается частота синусоидальной нагрузки НВЧ. Статическая нагрузка Z_H определяет положение рабочей точки на ВАХ ИБС, вблизи которой с учетом небольшого отклонения положения, вызванного работой НВЧ, происходит измерение МИ. Возможность использовать различную нагрузку Z_H позволяет адаптировать комплекс для измерения МИ ЭПА СЭС КА различной мощности.

В таблице 4.1 приведены основные параметры блоков измерительной схемы [107].

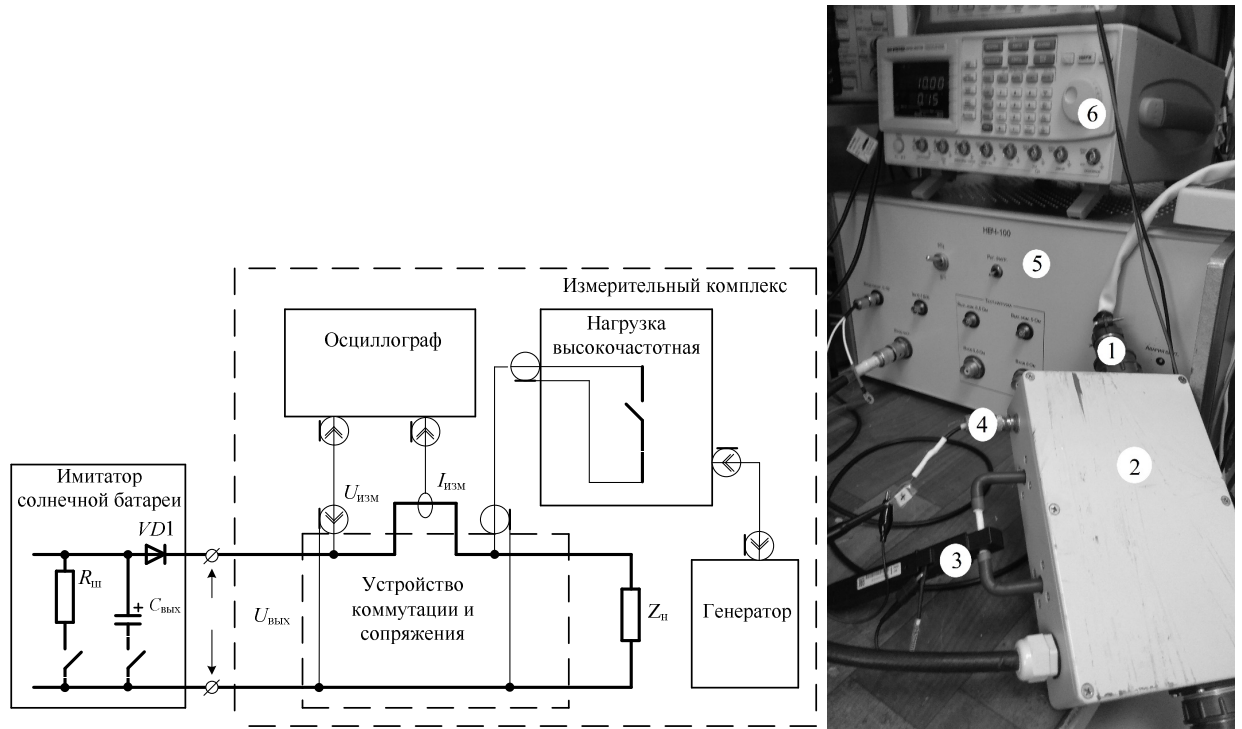


Рисунок 4.2 – Комплекс измерения МИ ИБС: *а* – структурная схема; *б* – фотография комплекса для определения МИ (б): 1 – кабель выходной силовой шины ИБС; 2 – устройство контроля и сопряжения; 3 – токовый пробник для снятия сигнала тока; 4 – щуп для снятия сигнала напряжения; 5 – блок гармонической нагрузки; 6 – задающий генератор частоты синусоидальной нагрузки

Для определения МИ ИБС ($Z_{\text{ИБС}}$) достаточно знать только переменные составляющие напряжения ($U_{\text{вых_пер}}$) и тока ($I_{\text{вых_пер}}$):

$$Z_{\text{ИБС}} = \frac{U_{\text{вых_пер}}}{I_{\text{вых_пер}}}.$$

Измерения на каждом участке ВАХ проводились для трех положений РТ, чтобы подтвердить ее монотонность. Диапазон частот был взят равным $10 \div 2 \cdot 10^6$ Гц, где предельная граница выбрана исходя из кратности максимальным рабочим частотам, равным 2 кГц или 20 кГц.

Для участка тока комплексное сопротивление выхода ИБС с подключенным шунтирующим активным сопротивлением $R_{\text{ш}}$ определяется формулой

$$Z_i = R_{\text{VD4}} + \frac{R_{\text{ш}} \cdot X_{\text{Свых}}}{R_{\text{ш}} + X_{\text{Свых}}}, \quad (4.1)$$

где $X_{C_{\text{ВЫХ}}}$ – комплексное сопротивление выходной емкости $C_{\text{ВЫХ}}$:

$$X_{C_{\text{ВЫХ}}} = \frac{1}{i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{\text{н}} \cdot C_{\text{ВЫХ}}}; \quad (4.2)$$

$f_{\text{н}}$ – частота изменения нагрузки.

Таблица 4.1

Основные параметры блоков схемы измерения импеданса

Наименование	Основные параметры
Имитатор батареи солнечной	Напряжение холостого хода $U_{\text{хх}} = 60 \text{ В}$; ток короткого замыкания $I_{\text{кз}} = 8 \text{ А}$; $1/R_{\text{ш}} = 0 \text{ А/В}$ или $0,015 \text{ А/В}$; $C_{\text{ВЫХ}} = 0,31 \div 3,61 \text{ мкФ}$
Нагрузка высокочастотная	Напряжение нагрузки $0 \div 105 \text{ В}$, максимальный ток нагрузки (размах) $0 \div 12,5 \text{ А}$ в диапазоне $10 \text{ Гц} \div 70 \text{ кГц}$, линейное снижение до 10 А в диапазоне $70 \div 100 \text{ кГц}$; снижение с наклоном не более 20 дБ/дек в диапазоне $100 \text{ кГц} \div 10 \text{ МГц}$
Нагрузка $Z_{\text{н}}$	Набор резисторов с малой индуктивностью типа UALN
Осциллограф: LeCroy HDO4024AR	Полоса пропускания 200 МГц , частота дискретизации $2,5 \text{ ГГц}$
Система измерения тока, включающая в себя щуп для измерения тока (Tektronix TCR312A) и усилитель измеренного сигнала тока (Tektronix TCPA300)	Полоса пропускания 100 МГц ; максимальный ток 30 А
Генератор: GW INSTEK GFG-3015	Синусоидальный сигнал; частотный диапазон $10 \text{ мГц} \div 100 \text{ МГц}$; выходной уровень $0,01 \div 10 \text{ В}$

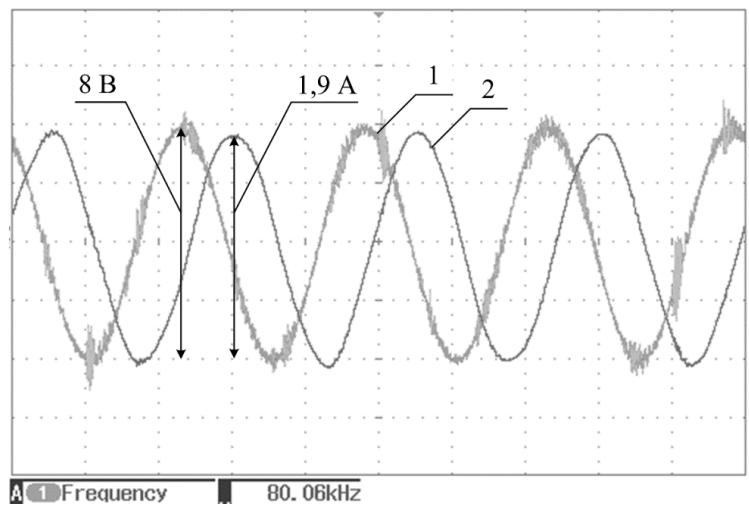
На рисунке 4.3 представлены осциллограммы выходных тока и напряжения для одной из РТ участка тока ВАХ при частоте синусоидальной нагрузки 80 кГц .

Для определения МИ ИБС необходимо разделить амплитудное значение напряжения на амплитудное значение тока. С учетом масштабов напряжения (2 В/кл) и тока ($0,5 \text{ А/кл}$) МИ равен $4,2 \text{ Ом}$.

На рисунке 4.4 представлены расчетный и измеренные МИ ИБС для разных положений РТ на участке тока в логарифмическом масштабе частоты.

С увеличением частоты изменения нагрузки (когда увеличивается доля реактивной составляющей импеданса) расчетное и измеренное значения МИ ИБС уменьшаются, что закономерно вытекает из уравнения, получившегося при подстановке формулы (4.2) в (4.1):

$$Z_i = R_{VD4} + \frac{R_{III}}{R_{III} \cdot i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_H \cdot C_{ВЫХ}}.$$



a

Рисунок 4.3 – Осциллограммы для РТ участка тока ВАХ: 1 – переменная составляющая напряжения выхода ИБС; 2 – переменная составляющая тока выхода ИБС

Расчет процентного отношения максимальных отклонений измеренных значений МИ на участке тока показал, что минимальное из них отклонение составляет 3,03 % на частоте 5 кГц, максимальное отклонение – 21% на частоте 180 кГц. Во всем диапазоне частот это отклонение составляет в среднем 8,6 %. Данное отличие можно считать несущественным, что также можно наблюдать визуально. В связи с этим допускается говорить о монотонности ВАХ на участке тока.

В то же время можно наблюдать достаточно заметную разницу измеренных значений относительно расчетного значения МИ, что можно объяснить отличием расчетных данных (принятых по документации номиналов) от фактических (включающих не учтенные при расчете паразитные параметры элементов схемы,

трудно определяемые параметры монтажных соединений элементов, проводов в блоках и проводников печатных плат).

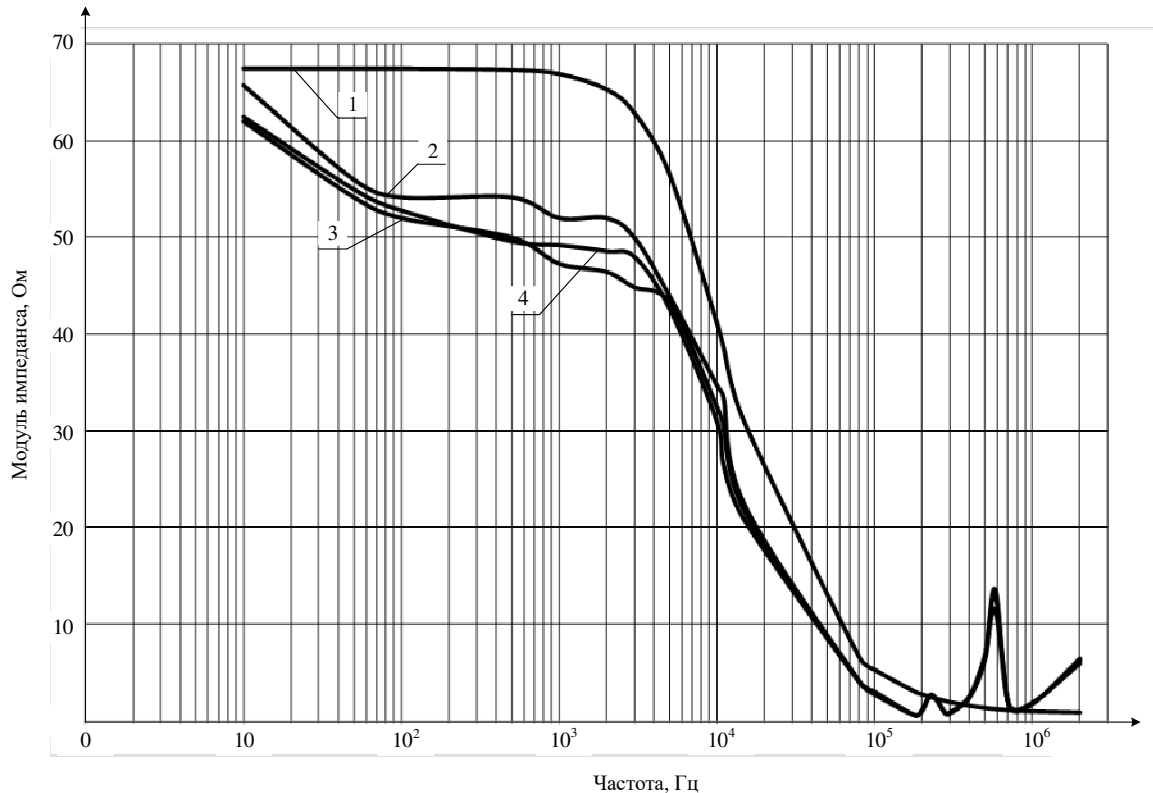


Рисунок 4.4 – Модули импедансов ИБС для участка тока: 1 – расчетный; 2 – для $R_{н1} = 6,81$ Ом; 3 – для $R_{н2} = 3,48$ Ом; 4 – для $R_{н3} = 2,37$ Ом

В процентном отношении усредненное значение трех точек измерений МИ отличается от его расчетного значения в диапазоне частот до 180 кГц (после которого начинаются резонансные процессы) в среднем на 25,01%.

Расчетное значение МИ ИБС участка тока практически неизменно вплоть до частоты 1 кГц, по достижении которой оно начинает уменьшаться и на частоте около 60 кГц и выше становится сопоставимым по величине с сопротивлением нагрузки.

С увеличением частоты нагрузки характер изменения кривых измеренного МИ ИБС участка тока, учитывая упомянутую выше разницу в параметрах, практически повторяет характер расчетной кривой МИ, за исключением диапазона частот 0,18 ÷ 2 МГц. На данном участке происходит повторяющееся волнообразное увеличение МИ. Данное явление можно объяснить резонансом

параллельных контуров, возникающим на высоких частотах, вследствие наличия распределенных параметров импеданса ИБС (емкостей и индуктивностей различных фильтров) [108]. Поэтому для данного диапазона частот не имеет смысла рассчитывать процентное отношение усредненного значения трех точек измерений МИ и его расчетного значения, потому как в расчете не учитывается явление резонанса. Разница в отношении может достигать сотен процентов.

Комплексное сопротивление для участка напряжения с подключенным шунтирующим активным сопротивлением $R_{Ш}$ определяется выражением

$$Z_u = R_{VD4} + \frac{1}{\frac{1}{R_{Ш}} - \frac{1}{X_{СВЫХ}} - \frac{1}{R_{VD3}}}, \quad (4.3)$$

где R_{VD3} – дифференциальное сопротивление отсекающего диода.

На рисунке 4.5 представлены расчетный и измеренные МИ ИБС для разных положений РТ на участке напряжения в логарифмическом масштабе частоты.

Измеренные значения МИ ИБС для разных положений РТ на ВАХ имеют несущественное отличие, что подтверждает монотонность ВАХ участка напряжения.

Расчетный и измеренные МИ ИБС практически одинаковы вплоть до частоты 10 кГц, по достижении которой характер поведения кривой измеренного МИ становится аналогичен описанному для участка тока под влиянием резонанса параллельных контуров.

Расчетное значение МИ увеличивается по мере роста реактивной составляющей с ростом частоты изменения нагрузки, что закономерно вытекает из выражения, получившегося при подстановке формулы (4.2) в (4.3):

$$Z_u = R_{VD4} - \frac{R_{Ш} \cdot R_{VD3}}{i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_H \cdot C_{ВЫХ} \cdot R_{Ш} \cdot R_{VD3} + R_{Ш} - R_{VD3}}.$$

Полученные результаты измерения МИ ИБС для участков тока и напряжения ВАХ сопоставимы с расчетными, что позволяет считать применяемую методику адекватной. В то же время фактические данные, полученные путем измерения, дают более полное представление об импедансе

ИБС с учетом влияния распределенных параметров импеданса, приводящих к появлению резонансов. Для участка тока усредненные для трех точек статической нагрузки измеренные значения МИ отличаются от расчетного его значения в рабочем диапазоне частот до 2 кГц.

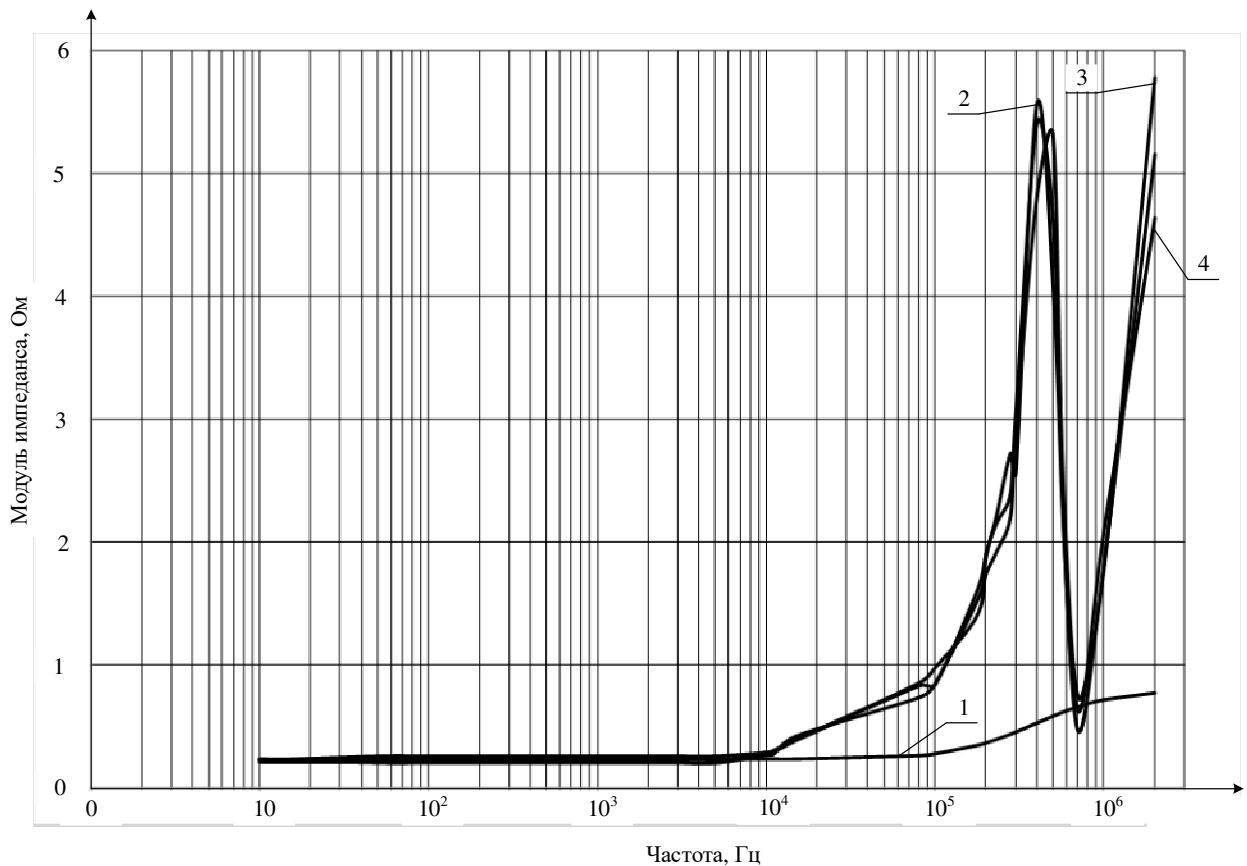


Рисунок 4.5 – Модули импедансов ИБС для участка напряжения: 1 – расчетный; 2 – для $R_{н1} = 10,15$ Ом; 3 – для $R_{н2} = 15,5$ Ом; 4 – для $R_{н3} = 28,7$ Ом

После исследования отклонений крайних значений МИ в процентном отношении можно сделать вывод, что участки тока и напряжения ВАХ ИБС монотонны и отвечают свойствам характеристик источников тока и напряжения до определенной частоты изменения нагрузки, когда на поведение кривой изменения МИ начинает оказывать влияние реактивная составляющая. Тем не менее, учитывая фактические значения частоты изменения нагрузки (зачастую не превышающей 5 кГц) при испытаниях СЭС КА, в составе которых предназначено работать ИБС, можно заключить, что ИБС пригоден

для наземных испытаний. Данное утверждение также подтверждается многолетним применением аналогичных ИБС на предприятиях космической отрасли [109].

4.2 Определение выходной емкости ИБС

Задача снижения массогабаритных характеристиках КА потребовала использования высокоскоростных импульсных регуляторов напряжения СЭП [110]. Хотя СБ является источником постоянного тока, при работе с импульсными регуляторами СЭС КА следует учитывать динамические параметры СБ. В особенности это касается ее емкости. В частности, данный параметр СБ необходимо учитывать при работе на СЭС КА, построенной по топологии ШС. С учетом импульсного принципа работы данной топологии должно предусматриваться влияние разрядных токов емкости СБ, что влияет на расчет максимальных токов и мощности рассеивания силовых элементов СЭС КА. Также необходимо учитывать время задержки при заряде емкости СБ в процессе передачи энергии от последней к СЭС КА [111, 112]. В первом случае разряд емкости СБ будет происходить при переходе рабочей точки СБ из положения на участке напряжения в положение на участке тока. Для заряда емкости характерен противоположный данному переход РТ на участках ВАХ. Выходная емкость СБ состоит из барьерной и диффузионной емкостей, подробное описание природы которых и физика работы на ШС описана в [111]. Экспериментальные результаты показывают, что емкость солнечного элемента увеличивается при повышении интенсивности солнечного излучения и температуры. В зависимости от ориентации СБ по отношению к направлению солнечных лучей интенсивность излучения в космосе может меняться от крайне малых значений, условно принимаемых нулевыми, до 1367 Вт/м^2 [113]. Диапазон изменения температур может варьироваться от $-100 \text{ }^\circ\text{C}$ до $+100 \text{ }^\circ\text{C}$. [110, 114]. Увеличение бортовой мощности КА приводит к использованию более эффективных СБ на основе

арсенида галлия. Однако эти СБ обладают заметно более высокой емкостью, чем их предшественники на основе кремния [115]. Учитывая данные факторы, для обеспечения имитации ряда СБ при различных внешних воздействиях должна быть реализована возможность изменять значение выходной емкости ИБС.

Для ИБС, участвующего в испытаниях СЭС КА, в одном из пунктов технического задания представлены требования к вариативной выходной емкости, включающие в себя диапазон емкости и шаг задания. В соответствии с этим на стадии разработки ИБС определяются номиналы конденсаторов выходной цепи имитатора с возможными вариантами переключения между ними. Следует учитывать тот факт, что ИБС представляет собой сложный электротехнический комплекс, состоящий из множества элементов, имеющих паразитные параметры, в том числе и емкостные, которые при работе также вносят свой вклад в итоговое значение выходной емкости. Учесть данные параметры на стадии разработки практически не представляется возможным. В итоге реальные значения ряда емкостей выхода могут отличаться от требуемых. Для определения данного расхождения с целью оценки качества ИБС и возможной корректировки необходимо измерить фактическую выходную емкость ИБС. Способ определения емкости приборами, позволяющими измерять емкость пассивных элементов, не может быть использован в данном случае, хотя бы потому, что во время работы ИБС происходят коммутационные процессы, не позволяющие учесть емкости отдельных элементов указанными приборами.

Для определения емкости СБ существуют различные методы, наиболее точным из которых является метод импедансной спектроскопии [116, 117]. Однако данный метод предназначен для исследования электрохимических систем или твердых тел, а потому не может быть применен для измерения емкости ИБС. Метод измерения емкости СБ, основанный на применении RLC резонансного контура [114], отличается высокой трудоемкостью и предполагает наличие точных значений других параметров (R , L) резонансного контура, значения которых также складываются из внутренних параметров ИБС. Определение

данных параметров в сложной энергопреобразующей аппаратуре представляет собой отдельную задачу. Исходя из этого, использование данного метода для измерения емкости выхода ИБС представляется сомнительным. Также существуют методы измерения емкости СБ, основанные на изменении частоты напряжения, прикладываемого к СБ определенным образом, от внешнего источника переменного тока [112, 118, 119]. Но данные методы трудно адаптировать для измерения емкости ИБС в связи с разной физической природой данных источников тока и их конструктивными особенностями.

В [121] представлен метод определения емкости выхода силового преобразователя постоянного тока, основанный на инъекции переменного напряжения в выходную цепь. Расчет емкости происходит по значениям частоты, измеренным току и напряжению конденсатора. Недостаток данного метода заключается в необходимости вмешательства в структуру энергопреобразующей аппаратуры.

Универсальный метод, позволяющий определить емкость объекта исследования независимо от его физической природы, основан на законе Ома для участка цепи переменного тока с конденсатором. Емкость в цепи переменного тока можно найти по формуле

$$C = I \cdot \frac{dt}{dU}, \quad (4.4)$$

где I – ток через емкость; dt – время, за которое изменяется напряжение dU емкости.

Для измерения емкости СБ используют так называемый метод короткого замыкания [122], где в основе расчета емкости лежит формула (4.4). На рисунке 4.6 представлена структурная схема измерения емкости объекта исследования, в качестве которого может выступать как СБ, так и ИБС. В рассматриваемом случае к выходу ИБС подключается блок динамической нагрузки, который позволяет перемещать рабочую точку на ВАХ ИБС из крайних положений, соответствующих работе ИБС в режимах холостого хода и короткого замыкания. Режимам ХХ и КЗ отвечают разомкнутое и замкнутое состояния

транзисторного ключа $VT1$ соответственно. Переключение транзистора осуществляется сигналом определенной частоты в форме меандра от генератора. При смене режимов работы ИБС происходит заряд (режим ХХ) и разряд (режим КЗ) его емкости выхода во время переходных процессов. Динамическая нагрузка обеспечивается применением совокупности устройств, описанных в [107, 123].

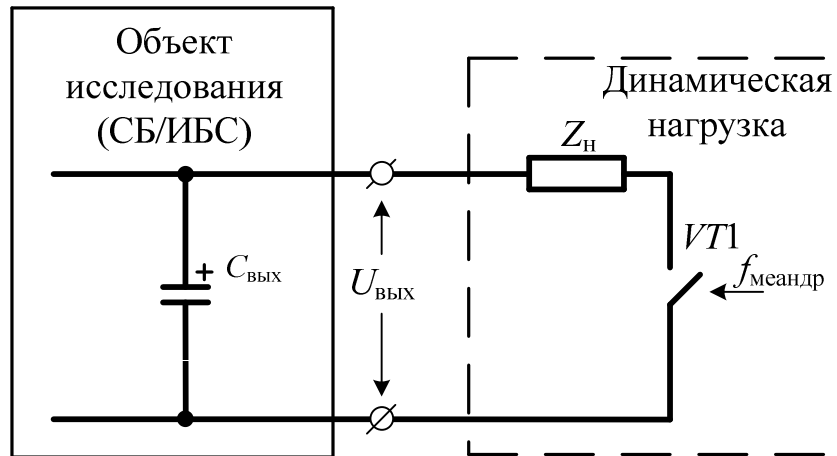


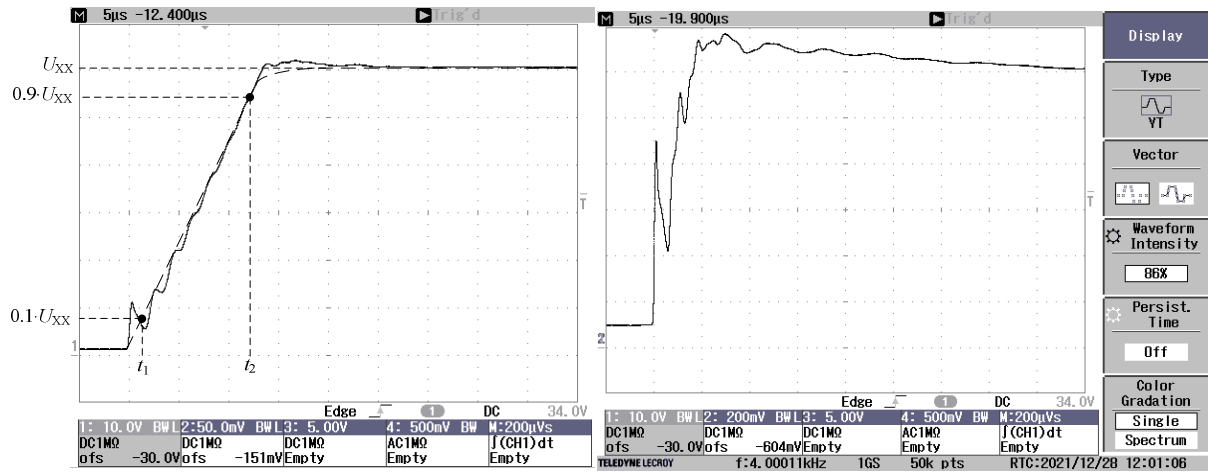
Рисунок 4.6 – Структурная схема измерения емкости объекта исследования

Особое внимание следует уделить уменьшению индуктивной составляющей импеданса блока динамической нагрузки $Z_н$, которая порождает колебания во время переходных процессов, что затрудняет определение необходимых расчетных данных. Индуктивная составляющая определяется, главным образом, длинами проводников силовой шины внутри ИБС и проводниками от ИБС до блока динамической нагрузки. Для уменьшения индуктивности и влияния вызванных ею эффектов на измеряемые параметры необходимо размещать силовые шины, оптимальным образом уменьшая их длину, и при объемном монтаже применять витые пары, а также по возможности использовать коаксиальные кабели.

По кривой переходного процесса заряда емкости выхода ИБС (рисунок 4.7) определяются необходимые данные для расчета по модификации формулы (4.4):

$$C_{\text{ИБС}} = I_{\text{КЗ}} \cdot \frac{t_2 - t_1}{0.9 \cdot U_{\text{XX}} - 0.1 \cdot U_{\text{XX}}}, \quad (4.5)$$

где $I_{\text{КЗ}}$ – ток короткого замыкания ИБС; U_{XX} – напряжение холостого хода ИБС; t_1 и t_2 – время, за которое изменяется напряжение емкости до соотношений 10 % и 90 % соответственно от максимального значения U_{XX} .



а

б

Рисунок 4.7 – Осциллограммы переходного процесса заряда емкости выхода ИБС величиной 0,31 мкФ до напряжения 60 В при частоте коммутации $f_{\text{меандр}} = 2000$ Гц:

$$I_{\text{КЗ}} = 2 \text{ А (а)}; I_{\text{КЗ}} = 8 \text{ А (б)}$$

При переходе из режима КЗ в режим ХХ во время работы ИБС ток выхода имитатора батареи меняет свое значение от величины, равной току $I_{\text{КЗ}}$, который протекал через открытый ключ $VT1$, до минимального значения тока заряда паразитных емкостей цепи блока динамической нагрузки на время переходного процесса. При таком интервале заряда практически вся величина тока $I_{\text{КЗ}}$ в это время протекает в цепь емкости выхода ИБС, заряжая ее до значения напряжения U_{XX} . В связи с постоянством тока $I_{\text{КЗ}}$ изменение напряжения в идеале должно быть линейным. На практике на участках интервала переходного процесса, близких к моментам коммутации, под влиянием эквивалентной паразитной индуктивности возникают эффекты резонанса, фиксируемые в виде высокочастотных колебаний. Предлагается интерполировать кривую между

крайними точками начала и конца процесса резонанса и при определении расчетных данных следует ориентироваться на эти участки.

В результате проведенных исследований было выявлено, что фактические значения емкости выхода ИБС, взятого для изучения, отличаются от номиналов установленных имитирующих конденсаторов. Существенные отклонения в относительном выражении были получены для минимального значения задания емкости, что объясняется влиянием суммарной составляющей неучтенных при проектировании величин паразитных емкостей силовых элементов цепи выхода. Соответственно с каждым шагом увеличения задания емкости выхода относительный вклад ее неучтенной составляющей уменьшается.

Анализ осциллограмм показал, что более достоверные данные получаются при меньшем токе заряда $I_{кз}$ емкости выхода $C_{ИБС}$ (рисунок 4.7а). Это можно объяснить следующим образом. В первый момент времени заряда емкости наблюдается явление резонанса параллельного контура, образованного емкостью ИБС и индуктивностью проводов. Следствием этого является искажение формы напряжения заряда емкости. При большей величине тока заряда время заряда емкости уменьшается и увеличивается амплитуда колебаний напряжения во время резонанса. Время колебательного процесса резонанса в относительном выражении увеличивается по сравнению с периодом всего времени заряда, что снижает достоверность расчетных данных кривой интерполяции напряжения заряда при возможной интерполяции (рисунок 4.7б) и, следовательно, достоверность расчетов. Также данное утверждение теоретически следует из формулы (4.4), если выразить изменение напряжения со временем:

$$\frac{dU}{dt} = \frac{I}{C},$$

откуда видно, что напряжение и время заряда соответственно прямо и обратно пропорциональны току заряда.

Поэтому для определения емкости был проведен анализ осциллограмм для тока $I_{кз} = 2$ А (максимально возможный 8 А) при различных частотах работы

ключа $VT1$ ($f_{\text{меандр}}$). Для повышения достоверности результатов определения $C_{\text{ИБС}}$ проведено усреднение полученной выборки.

Для примера в таблице 4.2 приведены результаты измерения емкости $C_{\text{ИБС}}$ для начального (0,31 мкФ) и конечного (3,61 мкФ) значений задания емкости на разных частотах. При частоте коммутации ключа $VT1$ $f_{\text{меандр}} = 20000$ Гц емкость величиной 3,61 мкФ не успевает зарядиться, так как для заряда требуется время около 110 мкс, а период данной частоты составляет 50 мкс.

Таблица 4.2

Измеренные значения емкости ИБС при различной частоте работы динамической нагрузки

$f_{\text{меандр}}$, Гц	Ток $I_{\text{КЗ}}$, А	Измеренные значения для уставок			
		$C_{0,31 \text{ зад}}$		$C_{3,61 \text{ зад}}$	
–	–	Измерение, мкФ	Δ , %	Измерение, мкФ	Δ , %
50	2	0,437	41,13	3,792	5,03
500		0,433	39,79	3,833	6,19
1000		0,431	39,11	3,875	7,34
2000		0,446	43,82	3,792	5,03
20000		0,444	43,15	–	
–		Среднеквадратичное значение			
–	–	$C_{0,31 \text{ ср}}$	$C_{0,31 \%}$	$C_{3,61 \text{ ср}}$	$C_{3,61 \%}$
–	–	0,44	41,4	3,82	5,9

Аномалий в соотношении расчетных значений емкости $C_{\text{ИБС}}$ для заданных частот $f_{\text{меандр}}$ выявлено не было, если считать приемлемой разницу, не превышающую 5 %, между минимальным (39,11 %) и максимальным (43,82 %) отклонением.

Значение неучтенной емкости при проектировании можно получить из разности среднеквадратичного измеренного значения и заданного:

$$C_{\text{ну}} = C_{0,31 \text{ ср}} - C_{0,31 \text{ зад}} = 0,13 \text{ мкФ.}$$

Данная величина составляет 3,55 % от емкости 3,61 мкФ. Учитывая, что допускаемые отклонения емкости ($C_{\text{доп}}$) используемых конденсаторов составляют

$\pm 5 \%$, или $\pm 0,18$ мкФ, то допустимо считать, что измеренные значения для емкости 3,61 мкФ могут входить в диапазон $3,56 \div 3,92$ мкФ. Полученные результаты измерений для уставки такого номинала емкости не противоречат данным ограничениям. Повторяемость полученных результатов указывает на их достоверность.

Предложенная методика расчета емкости выхода объекта исследования была реализована в среде разработки MatLab/Simulink. На рисунке 4.8 представлены математические модели СБ и ИБС с параметрами ($I_{кз}$, U_{xx} , $C_{вых}$), аналогичными физической модели исследуемого ИБС при работе на динамическую нагрузку.

Модель СБ реализована в виде параллельного соединения ячейки солнечного элемента и конденсатора. В составе динамической нагрузки, помимо транзистора, работающего в ключевом режиме, присутствует последовательное соединение паразитных активного и индуктивного сопротивлений, значения которых могут быть найдены *RLC*-метром.

На рисунке 4.9 представлены осциллограммы напряжения заряда емкости математических моделей СБ и ИБС. Величина емкости выхода моделей задана 0,44 мкФ, что эквивалентно начальному шагу задания для физической модели ИБС.

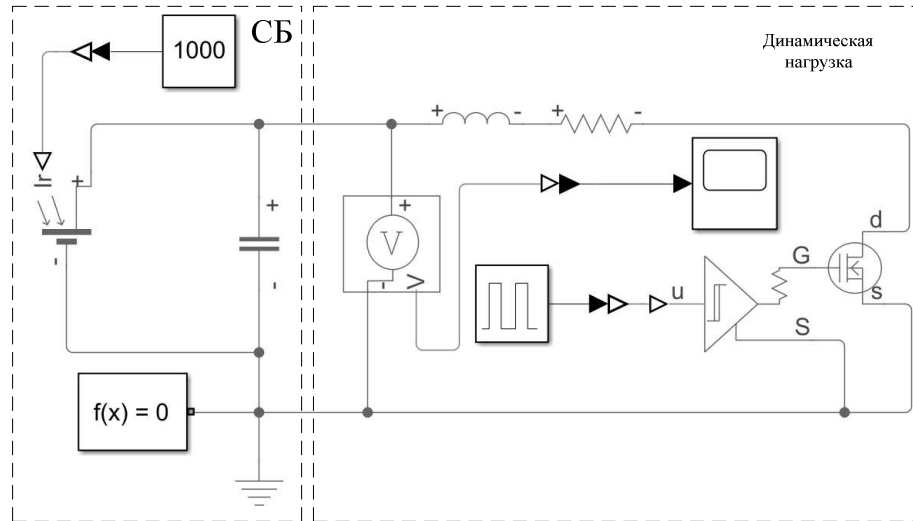
Эталонное значение времени заряда для заданной емкости, выраженное из формулы (4.5):

$$\Delta t = t_2 - t_1 = C_{ИБС} \cdot \frac{0,9U_{xx} - 0,1U_{xx}}{I_{кз}} = 10,56 \text{ мкс.}$$

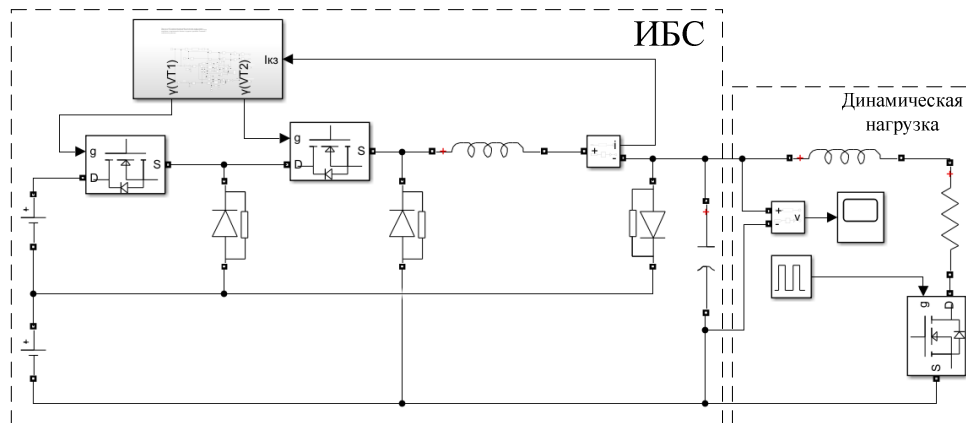
Получившееся значение времени математических моделей $\Delta t = 10,67$ мкс. Погрешность математических моделей 1,04 % говорит о высокой точности рассматриваемой методики расчета емкости выхода объекта исследования.

Осциллограммы напряжения заряда емкостей математических моделей имеют идеальную форму без видимых эффектов резонанса. Отличие форм осциллограмм для рисунков 4.7 и 4.9 объясняется тем, что физическая и

математическая модели ИБС представляют собой соответственно цепи с распределенными и сосредоточенными параметрами индуктивности, емкости и активного сопротивления.



a



б

Рисунок 4.8 – Математические модели для измерения емкости в среде разработки

MatLab/Simulink: СБ (а); ИБС (б)

Достоверность рассматриваемой методики определения емкости выхода ИБС, в основе которой лежит теория электрических цепей, а также подтвержденная методом математического моделирования позволяет в дальнейшем корректировать величину $C_{ИБС}$ на стадии настройки параметров перед вводом ИБС в эксплуатацию. Сопоставимые результаты при определении емкостей выхода математических моделей СБ и ИБС позволяют рассматривать

ИБС в качестве адекватной замены СБ на стадии испытаний СЭС КА [124]. В настоящее время в техническом задании на ИБС не регламентируется погрешность емкости выхода ИБС. Предложенная методика опробована впервые и в дальнейшем может быть использована в качестве дополнительного подтверждения точности параметров ВАХ при согласовании технического задания.

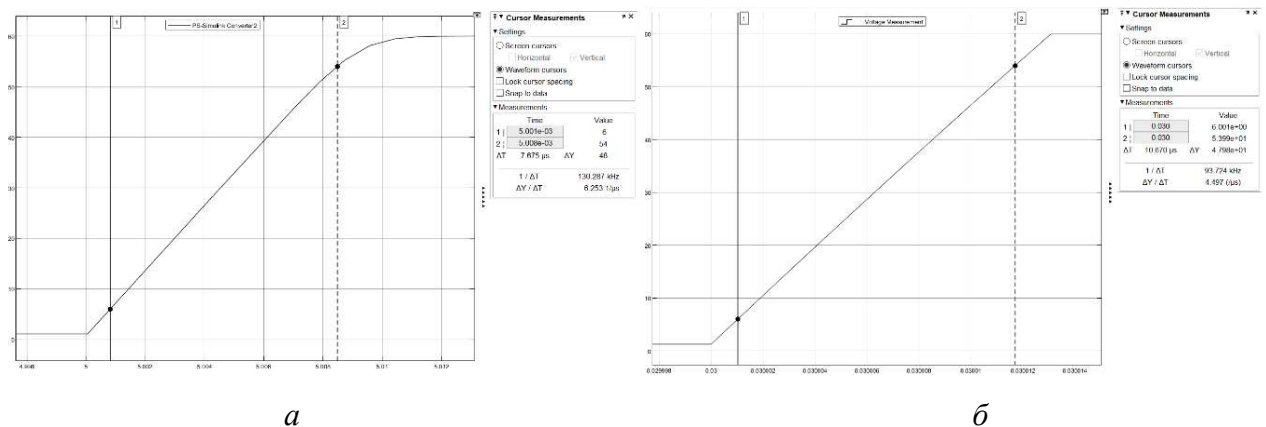


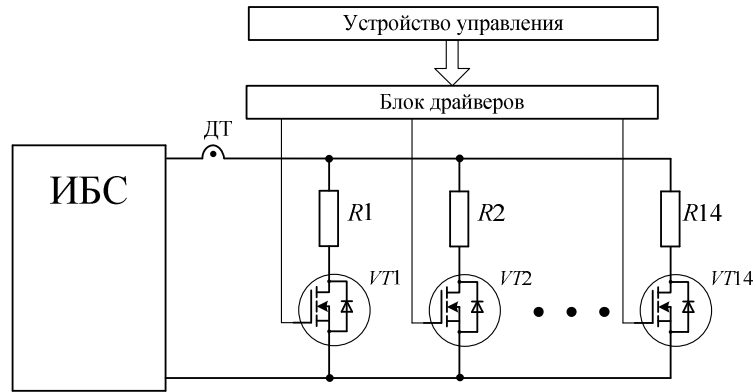
Рисунок 4.9 – Осциллограмма напряжения заряда емкости выхода: СБ – а; ИБС – б

4.3 Характериографические исследования ИБС и оценка точности формирования ВАХ

Характериографические исследования позволяют исследовать различные переходные процессы ИБС и оценить точность формирования ВАХ. На рисунке 4.10 представлена структурная схема устройства характернографа и фото в составе рабочего места ИБС. Характернограф содержит 14 управляемых каналов омической нагрузки с номиналами от 0,39 Ом и кратно степени двойки до 3270 Ом. В качестве нагрузки используются резисторы с малой индуктивностью. Устройство управления определенной комбинацией сигналов через блок драйверов транзисторными ключами включает соответствующие ветви нагрузки.

С помощью характернографа были исследованы различные режимы работы ИБС при переходах рабочей точки на ВАХ. На рисунке 4.11 в качестве примера

представлены осциллограммы перехода РТ на ВАХ ИБС из положений, соответствующих работе в режимах КЗ и ХХ с частотой 500 Гц.



a



б

Рисунок 4.10 – Структурная схема устройства характериографа (*a*);
характериограф в составе рабочего места ИБС (*б*)

Фигуры Лиссажу, полученные с помощью двухкоординатного XY-режима осциллографа, показывают путь прохождения РТ на ВАХ при динамическом

изменении нагрузки безотносительно времени. Аналогично можно получить осциллограммы переходов РТ из практически любых положений на ВАХ с заданной частотой.

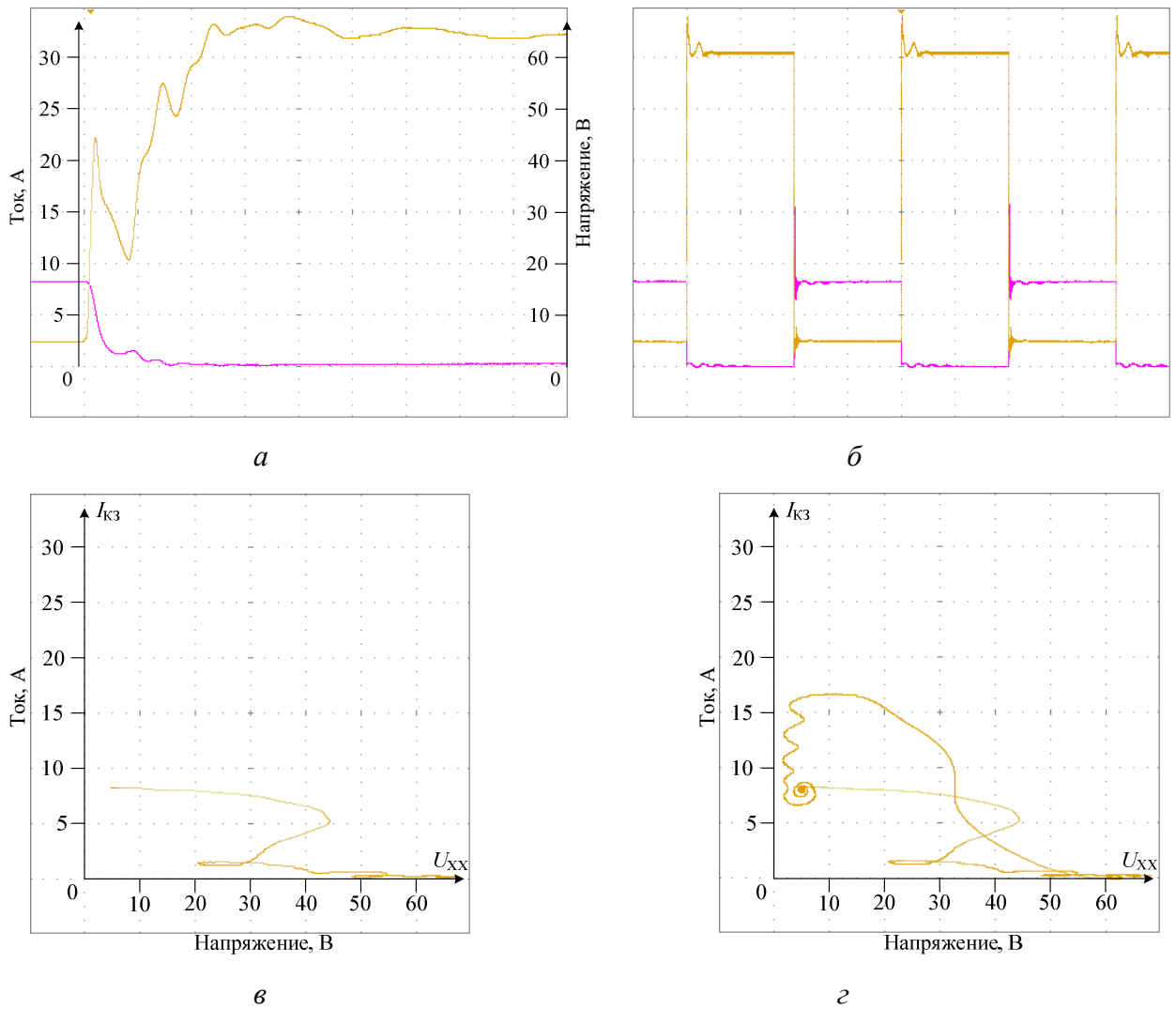


Рисунок 4.11 – Осциллограммы выходных тока и напряжения ИБС во временной области при скачкообразном изменении нагрузки, соответствующей изменению режимов работы:

от КЗ до ХХ (а); при взаимном переходе между режимами КЗ и ХХ (б).

Фигура Лиссажу выходных тока и напряжения ИБС: при изменении режима работы

от КЗ до ХХ (в); при взаимном изменении режимов работы от КЗ до ХХ (з)

На рисунке 4.12 изображены построенные с помощью характериографа осциллограммы ВАХ ИБС для параметров $I_{K3} = 8$ А и $U_{XX} = 60$ В.

На рисунках 4.12*а,в* изображены осциллограммы тока и напряжения во временной области для ВАХ без наклона на участке тока. На рисунках 4.12*б,г* представлены ВАХ ИБС, построенные осциллографом в двухкоординатном XY-режиме, соответственно для участков тока без наклона и с наклоном. На ВАХ указаны рабочие точки, а на временных осциллограммах – соответствующие им точки в координатах тока и напряжения. Полученные таким образом данные позволяют увидеть возможную неадекватную работу ИБС.

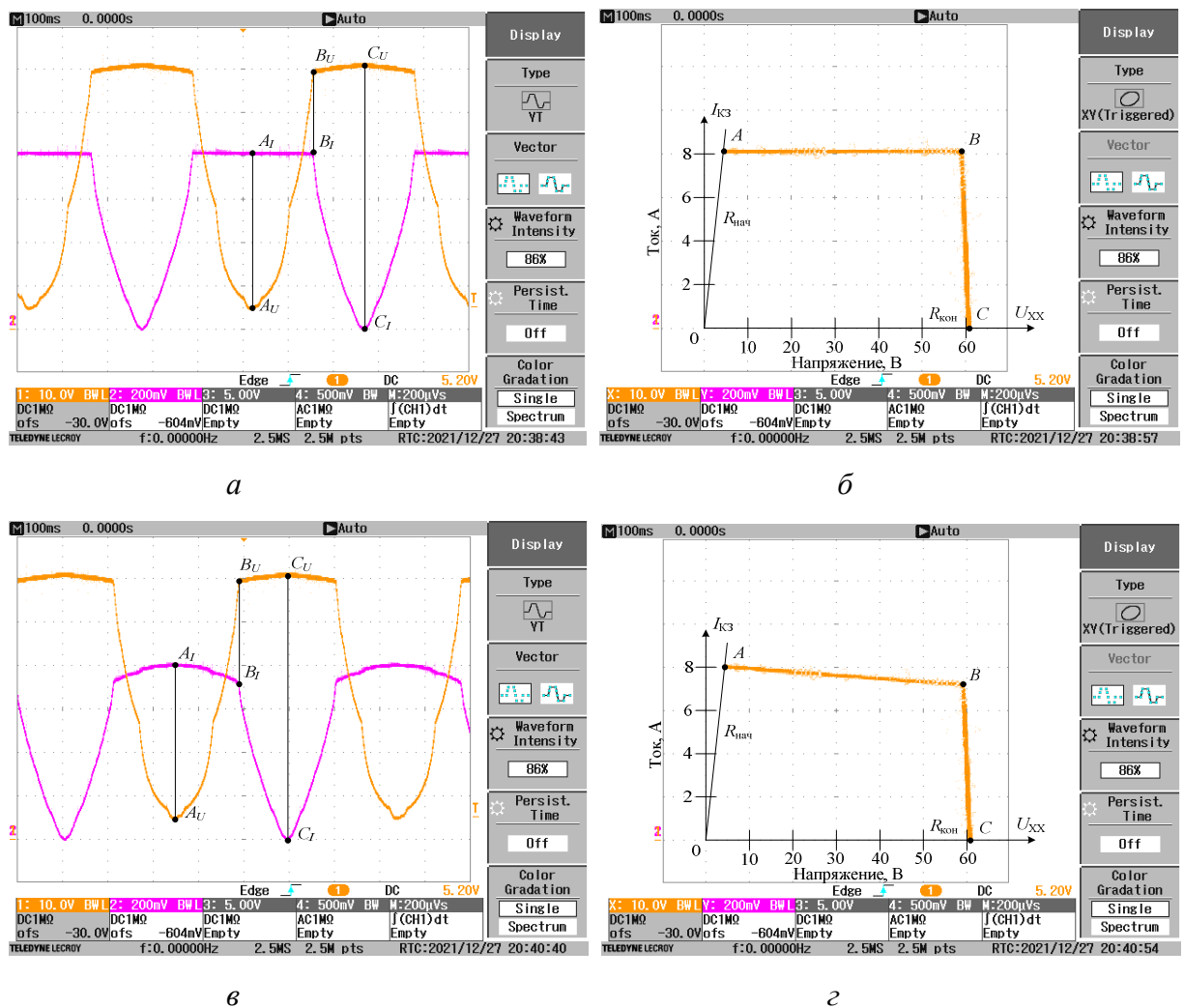


Рисунок 4.12 – Осциллограммы выходных тока и напряжения для ВАХ ИБС без наклона на участке тока (*а*); ВАХ ИБС без наклона на участке тока (*б*); осциллограммы выходных тока и напряжения для ВАХ ИБС с наклоном на участке тока (*в*); ВАХ ИБС с наклоном на участке тока (*г*)

Характернографические исследования показали адекватность работы ИБС и соответствие его параметров заданным.

На рисунке 4.13 изображены построенные в среде MatLab ВАХ СБ и соответствующие ВАХ ИБС без нелинейного участка и с возможностью формировать наклон на участке тока.

Точное представление об отклонениях между ВАХ модели ИБС в среде MatLab и ВАХ ИБС натурального образца можно получить из таблицы 4.3.

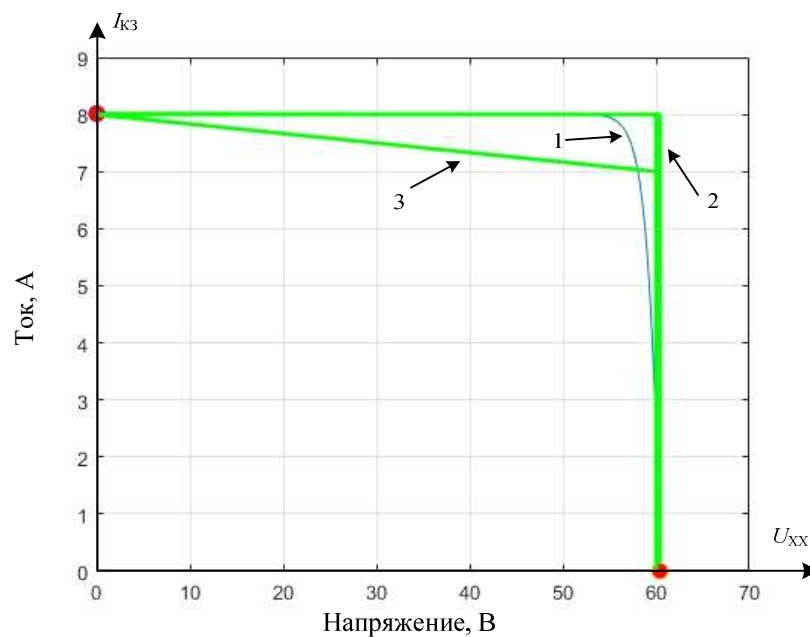


Рисунок 4.13 – ВАХ: 1 – СБ; 2 – ИБС без наклона на участке тока;
3 – ИБС с наклоном на участке тока

С учетом приведенных значений можно сказать, что максимальное отклонение измеренных значений положений рабочих точек внутренними приборами относительно внешних не превышает 5 %, что соответствующим образом характеризует точность измерительных приборов ИБС. При этом стоит учесть, что в техническом задании погрешность воспроизведения $U_{кк}$ ниже 30 В не регламентируется.

Полученная ВАХ ИБС монотонна и имеет по одному экстремуму максимума и минимума на участках тока и напряжения [125].

Значения рабочих точек ВАХ ИБС

ВАХ без наклона на участке тока								
Значения величин								
R _н	Идеализированная модель MatLab		Измеренные внешними приборами		Измеренные внутренними приборами		% погрешности относительно внешних приборов	
	I _{вых}	U _{вых}	I _{вых}	U _{вых}	I _{вых}	U _{вых}	I _{вых}	U _{вых}
Участок напряжения								
∞	0	60	0	60,45	0,03	60,48	-	-0,05
60	1	60	1,01	60,21	1,00	60,27	-1,00	-0,11
30	2	60	1,98	59,99	2,01	60,15	1,51	0,27
20	3	60	2,96	59,85	2,99	60,06	1,01	0,35
15	4	60	3,98	59,70	4,01	59,97	0,75	0,46
12	5	60	4,98	59,54	5,02	59,87	0,80	0,55
10	6	60	5,90	59,39	5,93	59,78	0,51	0,65
8,57	7	60	6,92	59,22	6,96	59,67	0,58	0,76
Оптимальная рабочая точка								
7,5	8	59	7,90	58,96	7,94	59,47	0,51	0,86
Участок тока								
6,25	8	50	7,99	49,80	8,03	50,31	0,50	1,02
5,625	8	45	7,99	44,47	8,03	44,99	0,5	1,16
5	8	40	7,99	39,48	8,03	40	0,5	1,30
3,75	8	30	8,00	29,57	8,04	30,1	0,5	1,77
2,5	8	20	8,01	19,34	8,04	19,87	0,37	2,74
1,875	8	15	8,01	14,58	8,04	15,11	0,37	3,52
1,25	8	10	8,01	9,59	8,04	10,09	0,37	4,92
0	8	0	8,02	0,14	8,04	0,09	0,25	-
ВАХ с наклоном на участке тока								
Участок напряжения								
∞	0	60	0	60,41	0,04	60,43	-	0,03
30	2	60	1,98	59,94	2,01	60,08	1,51	0,23
15	4	60	3,96	59,63	4	59,89	1,01	0,43
10	6	60	5,89	59,31	5,93	59,69	0,68	0,63
8,6	6,98	60	6,96	59,04	6,99	59,48	0,43	0,74
8,51	7,05	60	7,10	55,78	7,13	56,23	0,42	0,81
Оптимальная рабочая точка								
7,5	7,1	59	7,16	53,54	7,2	54	0,56	0,85
Участок тока								
5,625	7,33	45	7,36	40,91	7,39	41,39	0,41	1,16
3,75	7,55	30	7,56	27,91	7,6	28,41	0,53	1,76
2	7,77	15	7,76	15,13	7,79	15,66	0,39	3,37
0	8	0	8,00	0,14	8,02	0,69	0,25	-

Выводы по главе 4

Определены модули импедансов ИБС на участках тока и напряжения ВАХ, в результате можно сделать вывод, что ИБС в необходимой степени по своим свойствам соответствует источнику тока и напряжения в зависимости от нахождения РТ на ВАХ.

Предложена методика нахождения выходной емкости ИБС, которая позволяет оценивать его по этому параметру и в случае необходимости производить корректировку на этапе настройки.

Проведены характерографические исследования различных режимов работы ИБС и подтверждено, что ИБС формирует ВАХ с необходимой точностью.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Диссертация посвящена исследованию способа формирования вольт-амперной характеристики имитатора батареи солнечной для испытания систем электроснабжения космических аппаратов. Результаты исследования носят прикладной характер и заключаются в следующем.

1. Предложенная структура ИБС КА представляет имитатор как малоинерционный источник тока с новой системой управления, что обеспечивает повышение точности ВАХ, а также позволяет имитировать паразитную емкость СБ в отличие от иностранных ИБС. Потенциальным преимуществом новой структуры является увеличение предела мощности ИБС. На текущий момент имеется серийный ИБС с мощностью 3,6 кВт на один канал выхода.

2. Предложена математическая модель ИБС, предоставляющая возможность исследовать статические и динамические режимы его работы с погрешностью не более 12 %.

3. Разработана СУ с модификацией алгоритм-схемы жесткого ограничения пульсаций тока, что позволило уменьшить пульсацию тока короткого замыкания при динамическом изменении нагрузки на величину 33%.

4. Введена положительная обратная связь дополнительного сигнала в контур ПИД-регулятора, допускающая уменьшить пульсацию тока короткого замыкания при динамическом изменении нагрузки на величину 29 %.

5. Проработан переход на полностью цифровую СУ с присущими ей достоинствами (гибкость и простота изменения алгоритмов управления), что в свою очередь уменьшит время настройки, а следовательно, трудозатраты.

6. Проведенные экспериментальные исследования на макетном образце ИБС показывают, что его характеристики как формирователя ВАХ отвечают требованиям наземных испытаний СЭС КА, а созданные математические модели применимы для исследования и разработки.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

- АБ – аккумуляторная батарея
- АЦП – аналого-цифровой преобразователь
- БМПН – блок многоуровневого переключения напряжений
- ВАХ – вольт-амперная характеристика
- ВВАХ – вольт-ваттная характеристика
- ВУ – верхний уровень
- ЗУ – задающее устройство
- ИБС – имитатор батареи солнечной
- КА – космические аппараты
- КЗ – короткое замыкание
- КИС – контрольно-испытательная система
- КПД – коэффициент полезного действия
- ЛБ – линейный блок
- МИ – модуль импеданса
- МКС – модуль конвертора сброса
- МПП – модуль повышающего преобразователя
- МСТ – модуль стабилизатора тока
- НУ – нижний уровень
- ОР – основной регулятор
- ОРТ – оптимальная рабочая точка
- ОС – обратная связь
- ОТММ – отслеживание точки максимальной мощности
- ОУ – операционный усилитель
- П – пропорциональный
- ПАК – программно-аппаратный комплекс
- ПИ – пропорционально-интегральный
- ПИД – пропорционально-интегрально-дифференциальный

ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема

РН – регулятор напряжения

РР – релейный регулятор

РТ – рабочая точка

САУ – система автоматического управления

СБ – солнечная батарея

СМ – силовой модуль

СУ – система управления

СЭ – солнечный элемент

СЭС – система электроснабжения

УЗ – устройство заряда

УР – устройство разряда

ФПС – формирователь пилообразного сигнала

ХХ – холостой ход

ЦСУ – цифровая система управления

ШИМ – широтно-импульсная модуляция

ШС – шунтовой стабилизатор

ЭПА – энергопреобразующая аппаратура

ЭСБ – элемент солнечной батареи

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гуцин В.Н. Основы устройства космических аппаратов: учебное издание. – М.: Машиностроение, 2003. – 272 с.
2. Белоус А.И. Космическая электроника: в 2-х книгах, книга 1 /А.И. Белоус, В.А. Солодуха, С.В. Шведов. – Москва: Техносфера, 2015. – 696 с.
3. Шурыгин Ю.А. Аппаратно-программный комплекс автоматизации процессов предстартовых испытаний систем энергообеспечения космических аппаратов / Ю.А. Шурыгин, В.Н. Мишин, Ю.А. Кремзуков // Доклады ТУСУР. – 2011. – № 4 (24), часть 1 – С. 305–309.
4. Кремзуков Ю.А. Автоматизированная система контроля энергопреобразующей аппаратуры систем электропитания космических аппаратов / Ю.А. Кремзуков, В.М. Рулевский, Ю.А. Шиняков, М.Н. Цветков // Доклады ТУСУР. – 2010. – № 2 (22), часть 2. – С. 274–280.
5. Пат. 206140 Российская Федерация, МПК Н 01 L 31/00. Электронный имитатор аккумуляторной батареи / Бубнов О. В., Царев А. А., Юдинцев А. Г.; заявитель и патентообладатель Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. № 2014117895/28; заявл. 16.04.2021; опубл. 24.08.21.
6. Пат. 181029 Российская Федерация, МПК Н 01 L 31/00. Электронный имитатор аккумуляторной батареи для испытаний систем электроснабжения / Юдинцев А. Г., Ткаченко А. А.; заявитель и патентообладатель Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. № 2014117895/28; заявл. 29.03.2018; опубл. 03.07.18.
7. Пат. 77695 Российская Федерация, МПК G 05 F 1/59. Устройство имитации вольт-амперной характеристики солнечной батареи / Мишин В. Н., Пчельников В. А., Бубнов О. В., Кремзуков Ю. А., Кайсанов С. А.; заявитель и патентообладатель Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. № 2008119974/22; заявл. 20.05.2008; опубл. 27.10.2008.

8. Пат. 525225 Российская Федерация, МПК Н 01 L 31/042. Устройство имитации вольт-амперной характеристики солнечной батареи / Мишин В. Н., Кремзуков Ю. А.; заявитель и патентообладатель Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. № 2005132743/22; заявл. 24.10.2005; опубл. 27.03.2006.

9. Пат. 192946 Российская Федерация, МПК G 01 R 31/40. Электронный многофункциональный имитатор для испытаний систем электроснабжения космических аппаратов / Бубнов О. В., Игнатенко В. В., Рекутов О. Г.; заявитель и патентообладатель Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. № 2019122531; заявл. 15.07.2019; опубл. 08.10.2019.

10. Пат. 174833 Российская Федерация, МПК G 01 R 31/40. Имитатор синусоидального тока нагрузки для испытаний систем электроснабжения космических аппаратов / Юдинцев А. Г., Ткаченко А. А.; заявитель и патентообладатель Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. № 2017115076; заявл. 27.04.2017; опубл. 03.11.2017.

11. Keysight Technologies. Решение проблем имитации солнечных батарей. Помощь в выборе оптимального источника питания для наземных испытаний спутников [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://docplayer.ru/68230076-Keysight-technologies-reshenie-problem-imitacii-solnechnyh-batarey.html> (дата обращения 28.02.2020).

12. M. R. Patel. Spacecraft power systems. / M. R. Patel. – CRC Press, 2005. – 691 с.

13. W. J. Larson. Space mission analysis and design. Third edition. / W. J. Larson, J. R. Wertz. – Microcosm press, 2005. – 976 с.

14. Раушенбах Г. Справочник по проектированию солнечных батарей: Пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 360 с.

15. Antonio De Luca (2011). Architectural Design Criteria for Spacecraft Solar Arrays, Solar Cells - Thin-Film Technologies, Prof. Leonid A. Kosyachenko (Ed.),

InTech, [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.intechopen.com/chapters/22805> (дата обращения 12.12.2021).

16. M. D. Griffin. Space vehicle design. Second edition. / M. D. Griffin, J. R. French. – AIAA Education series, 2004. – 665 с.

17. Keng C. Wu. Transistor Circuits for Spacecraft Power System. / Keng C. Wu. – Springer, Boston, MA, 2003. – 218 с.

18. Keysight Technologies. Sequential Shunt Regulation. Regulating Satellite Bus Voltages. Application Note. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.keysight.com/ru/ru/assets/7018-01949/application-notes/5989-9791.pdf> (дата обращения 28.02.2020).

19. Аникин А.С. Электропитание космических аппаратов: учебное пособие. – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2014. – 177 с.

20. Gonzalez-Llorente, J. Comparison of Maximum Power Point Tracking Techniques in Electrical Power Systems of Cubesats. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://digitalcommons.usu.edu/cgi/viewcontent.cgi?article=2873&context=smallsat> (дата обращения 12.12.2021).

21. Черная М.М. Исследование и разработка энергопреобразующей аппаратуры высоковольтных систем электропитания космических аппаратов: дис... канд. техн. наук. 05.09.12 / Черная Мария Михайловна. Томск, 2017.

22. Kumar, Ajay, Nitin Gupta and Vikas Gupta. "A Comprehensive Review on Grid-Tied Solar Photovoltaic System." Journal of green engineering 7 (2017): P. 213-254.

23. W. J. A. Teulings, J. C. Marpinard, A. Capel and D. O'Sullivan, "A new maximum power point tracking system," Proceedings of IEEE Power Electronics Specialist Conference - PESC '93, 1993, P. 833-838, doi: 10.1109/PESC.1993.472018.

24. N. El-Gohary, M. El-Koosy, T. El-Shater, A. Deyaa El-Koshairy and A. El-Monem Abbas, "Maximum power point tracking technique for microsatellite power

supply system," 2008 National Radio Science Conference, 2008, P. 1-8, doi: 10.1109/NRSC.2008.4542374.

25. Rojas, J.J.; Takashi, Y.; Cho, M. A Lean Satellite Electrical Power System with Direct Energy Transfer and Bus Voltage Regulation Based on a Bi-Directional Buck Converter. *Aerospace* 2020, 7, 94. <https://doi.org/10.3390/aerospace7070094>

26. Magalhães RO; Moreira HJP (2020) Space Power Topology Selection and its System Level Modeling and Control. *J Aerosp Technol Manag*, 12: e2720. <https://doi.org/10.5028/jatm.v12.1158>

27. Рекутов О.Г. Анализ способов построения имитаторов солнечных батарей для физического моделирования систем электроснабжения космических аппаратов / О.Г. Рекутов, А.Г. Юдинцев // Доклады ТУСУР. – 2020. – Т. 23, № 2. – С. 108–115.

28. Khouzam K., Cuong Ly, Chen Khoon Koh, Poo Yong Ng. Simulation and real-time modelling of space photovoltaic systems, *IEEE Trans.*, 1994, Proceedings of 1994 IEEE 1st World Conference on Photovoltaic Energy Conversion – WCPEC (A Joint Conference of PVSC, PVSEC and PSEC) (5-9 Dec. 1994).

29. E. Koutroulis, K. Kalaitzakis and V. Tzitzilonis, "Development of an FPGA-based System for Real-Time Simulation of Photovoltaic Modules," Seventeenth IEEE International Workshop on Rapid System Prototyping (RSP'06), 2006, P. 200-208, doi: 10.1109/RSP.2006.14.

30. Y. Li, T. Lee, F. Z. Peng and D. Liu, "A Hybrid Control Strategy for Photovoltaic Simulator," 2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009, P. 899-903, doi: 10.1109/APEC.2009.4802769.

31. Z. G. Piao, Shu Juan Gong, Y. H. An and Geum Bae Cho, "A study on the PV simulator using equivalent circuit model and look-up table hybrid method," 2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2013, P. 2128-2131, doi: 10.1109/ICEMS.2013.6713209.

32. Левшина Е.С. Электрические измерения физических величин: (Измерительные преобразователи). Учеб. Пособие для вузов / Е.С. Левшина, П.В. Новицкий. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. Отд-ние, 1983. – 320 с.
33. Макита Й. Датчики тока с дополнительными интеллектуальными функциями / Й. Макита, С. Ролье // Силовая электроника. – 2014. - № 1. – С. 40-43.
34. HCNR200 and HCNR201. High-Linearity Analog Optocouplers. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.tme.eu/Document/d59cee60e692aab7be1f385d26d8b88/HCNR200-300E.pdf> (дата обращения 15.11.2021).
35. Пескин А. Обзор современных изолированных драйверов / А. Пескин // Силовая электроника. – 2019. - № 1. – С. 10-20.
36. Кремзуков Ю.А., Пчельников В.А., Рекутов О.Г., Бубнов О.В., Рулевский В.М., Юдинцев А.Г. Методы проектирования модульных имитаторов солнечных батарей для физического моделирования систем электроснабжения космических аппаратов: монография. – Томск: Томский университет, 2021. – 116 с.
37. Yuan Li, Taewon Lee, Fang. Z. Peng, Dichen Liu. A hybrid control strategy for photovoltaic simulator // IEEE Trans. – 2009. – 2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4802769> (дата обращения 28.02.2020).
38. Копаев В. Логарифмические усилители / В. Копаев // Электронные компоненты. – 2019. - № 5. – С. 58-61.
39. J. Ollila, "A medium power PV-array simulator with a robust control strategy," Proceedings of International Conference on Control Applications, 1995, P. 40-45, doi: 10.1109/CCA.1995.555638.
40. Shanshan Jin, Donglai Zhang, Chao Wang, Yu Gu. Optimized design of space solar array simulator with novel three-port linear power composite transistor

based on multiple cascaded SiC-JFETs // IEEE Trans. – 2018. Vol. MTT-65, no. 6. – P. 4691-4701.

41. Shanshan Jin, Donglai Zhang, Zhiyun Bao, Xinjun Liu. High performance solar array simulator based on a SiC MOSFET linear power stage // IEEE Trans. – 2018. Vol. MTT-33, no. 2. – P. 1682-1695.

42. O. Midtgard, "A simple photovoltaic simulator for testing of power electronics," 2007 European Conference on Power Electronics and Applications, 2007, P. 1-10, doi: 10.1109/EPE.2007.4417450.

43. Shanshan Jin, Donglai Zhang, Lu Qu, Mingyu Liu, Xiaofeng Zhang, Yu Gu. High-power high-dynamic-performance space solar array simulator using step-wave tracking output voltage approach // IEEE Trans. – 2018. Vol. MTT-33, no. 5. – P. 4102-4114.

44. Shanshan Jin, Donglai Zhang, Chao Wang. UI-RI hybrid lookup table method with high linearity and high-speed convergence performance for FPGA-based space solar array simulator // IEEE Trans. – 2018. Vol. MTT-33, no. 8. – P. 7178-7192.

45. Qian Jin, Xinbo Ruan, Xiaoyong Ren, Huan Xi. High-efficiency switch-linear hybrid envelope-tracking power supply with step-wave approach. IEEE Trans., 2015, vol. MTT-62, no. 9, P. 5411–5421.

46. Кремзуков Ю.А. Исследование динамических характеристик имитатора солнечной батареи ИБС-300/25 // Известия Томского политехнического университета. 2008. № 4. С. 131–135.

47. Пат. 144248 Российская Федерация, МПК Н 01 L 31/00. Электрический имитатор солнечной батареи / Мишин В. Н., Пчельников В. А., Бубнов О. В., Кремзуков Ю. А.; заявитель и патентообладатель Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. № 2014117895/28; заявл. 30.04.2014; опубл. 20.08.14.

48. Кремзуков Ю.А. Имитатор батареи солнечной для наземной отработки и испытаний систем электропитания космических аппаратов на основе

импульсных преобразователей: дис... канд. техн. наук. 05.09.12 / Кремзуков Юрий Александрович. Томск, 2011.

49. Рекутов О.Г. Метод формирования вольт-амперной характеристики имитатора батареи солнечной для испытания систем электропитания космических аппаратов / О.Г. Рекутов, А.Г. Юдинцев // Электротехнические системы и комплексы. – 2020. – № 2(47). – С. 26–32.

50. Рекутов О.Г., Способы формирования вольт-амперной характеристики имитатора солнечной батареи // Электронные и электромеханические системы и устройства: тез. докл. XX науч.-техн. конф. (Томск, 16-17 апр. 2020 г.). – Томск: АО «НПЦ «Полюс» 2020. – С.64–67.

51. Пат. 201749 Российская Федерация, МПК Н 01М 14/00. Устройство для имитации секционированной солнечной батареи / Пчельников В. А., Рекутов О. Г., Рулевский В. М., Юдинцев А. Г.; заявитель и патентообладатель Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. № 2020129126; заявл. 02.09.2020; опубл. 11.01.2021.

52. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.

53. Y. Chen, S. Vinco, D. J. Pagliari, P. Montuschi, E. Macii and M. Poncino, "Modeling and Simulation of Cyber-Physical Electrical Energy Systems With SystemC-AMS," in IEEE Transactions on Sustainable Computing, vol. 5, no. 4, P. 552-567, 1 Oct.-Dec. 2020, doi: 10.1109/TSUSC.2020.2973900.

54. Canadian Solar CS6K-270P (270W) Solar Panel. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.solardesigntool.com/components/module-panel-solar/Canadian-Solar/3514/CS6K-270P/specification-data-sheet.html> (дата обращения 01.09.2022).

55. Дмитриев, В. М. Компьютерное моделирование систем: Курс лекций [Электронный ресурс] / В. М. Дмитриев, Т. В. Ганджа, Т. Е. Григорьева. — Томск: ТУСУР, 2020. — 260 с. — Режим доступа: <https://edu.tusur.ru/publications/9294> (дата обращения 21.03.2021).

56. Tao, Z.; Qunjing, V. Application of MATLAB/SIMULINK and PSPICE simulation in teaching power electronics and electric drive system. In Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS-2005), Nanjing, China, 27–29 September 2015 .
57. Abdullah, M.F.; Ahmed, M.; Hasan, K.N.M. Feasibility Study on Hybrid Renewable Energy to Supply Unmanned Offshore Platform. In Sustainable Electrical Power Resources through Energy Optimization and Future Engineering; Sulaiman, S.A., Kannan, R., Karim, S.A.A., Nor, N.M., Eds.; Springer: Singapore, 2018; P. 65–85
58. M. G. Villalva, J. R. Gazoli and E. R. Filho, "Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 5, P. 1198-1208, May 2009, doi: 10.1109/TPEL.2009.2013862.
59. Cubas, J.; Pindado, S.; De Manuel, C. Explicit Expressions for Solar Panel Equivalent Circuit Parameters Based on Analytical Formulation and the Lambert W-Function. *Energies* 2014, 7, 4098-4115. doi: 10.3390/en7074098
60. S. Obukhov et al 2016 IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng. 132 012017
61. J. A. Gow and C. D. Manning, "Development of a model for photovoltaic arrays suitable for use in simulation studies of solar energy conversion systems," 1996 Sixth International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives (Conf. Publ. No. 429), 1996, P. 69-74, doi: 10.1049/cp:19960890.
62. Zekry, A.; Shaker, A.; Salem, M. Solar Cells and Arrays: Principles, Analysis, and Design. In Advances in Renewable Energies and Power Technologies; Yahyaoui, I., Ed.; Elsevier: Amsterdam, The Netherlands, 2018; P. 3–56.
63. Vinco, S.; Chen, Y.; Macli, E.; Poncino, M. A Diode-Aware Model of PV Modules from Datasheet Specifications. In Proceedings of the 2020 Design, Automation and Test in Europe Conference and Exhibition (DATE), Grenoble, France, 9–13 March 2020.
64. Rashid, M. Power Electronics Handbook, 4th ed.; Butterworth-Heinemann, Elsevier: Oxford, UK, 2018.

65. A. Yudintsev, A. Tkachenko and D. Lyapunov, "Adjusting the Current Controller for a Load Simulator Based on the Boost DC-DC Converter," 2021 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), 2021, P. 1-5, doi: 10.1109/SIBCON50419.2021.9438935.
66. A. Pravikova, D. Lyapunov and A. Yudintsev, "Controller Adjustment Using Symmetrical Optimum for Load Simulator Based on Boost Converter," 2021 International Conference on Electrical, Computer, Communications and Mechatronics Engineering (ICECCME), 2021, P. 1-5, doi: 10.1109/ICECCME52200.2021.9591069.
67. Rekutov, Oleg & Surkov, Mikhail & Lyapunov, Danil & Muravlev, Alexey & Pravikova, Alexandra & Yudintsev, Anton & Rulevskiy, Victor & Bubnov, Oleg & Pchel'nikov, Victor. (2022). Simulators for Designing Energy-Efficient Power Supplies Based on Solar Panels. *Energies*. 15. 2480. 10.3390/en15072480.
68. Bruce, P.; Bruce, A. *Practical Statistics for Data Scientists*; O'Reilly Media, Inc.: Sebastopol, CA, USA, 2016.
69. How to Paint a Small Non-Overlapping Area. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.stackfinder.ru/questions/66339665/in-matlab-how-to-shade-a-small-non-overlapping-area-when-two-plots-and-a-thresh> (дата обращения 19.02.2022)
70. Qin, Ling & Xie, Shaojun & Yang, Chen & Cao, Jiankun. (2013). Dynamic model and dynamic characteristics of solar cell. *Zhongguo Dianji Gongcheng Xuebao/Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering*. 33. 659-663. 10.1109/ECCE-Asia.2013.6579170.
71. Goryashin, Nikolay & Sidorov, Alexander. (2013). Comparison of Dynamic Performance of Single- and Multijunction Solar Cells. *Electron Device Letters, IEEE*. 34. 280-282. 10.1109/LED.2012.2229959.
72. Пат. 176992 Российская Федерация, МПК Н 02 М 3/00. Активный фильтр для источника постоянного тока / Бубнов О. В., Рекутов О. Г.; заявитель и патентообладатель Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. № 2017124260; заявл. 07.07.2017; опубл. 06.02.18.

73. Рекутов О.Г., Активный фильтр для сглаживания высокочастотных пульсаций имитатора батареи солнечной // Электронные средства и системы управления-2019. – Томск: В-Спектр, 2019. – Ч. 1. – С. 170–172.

74. Пат. 2742379 Российская Федерация, МПК Н 01 L 31/00. Способ управления источником тока в имитаторе солнечной батареи / Пчельников В. А., Рекутов О. Г., Бубнов О. В., Иванов В. Л., Юдинцев А. Г.; заявитель и патентообладатель Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. № 2020122795; заявл. 03.07.2020; опубл. 05.02.21.

75. Рекутов О.Г. Повышение качества формирования вольт-амперной характеристики имитатора солнечной батареи / О.Г. Рекутов, В.М. Рулевский, В. А. Пчельников, В. Л. Иванов, А.Г. Юдинцев // Практическая силовая электроника. – 2021. – № 2(82). – С. 12–17.

76. Пат. 208820 Российская Федерация, МПК Н 01L 31/00. Устройство управления ключами стабилизированного источника тока в имитаторе солнечной батареи / Рекутов О. Г., Пчельников В. А., Иванов В. Л., Юдинцев А. Г., Рулевский В. М., Бубнов О. В.; заявитель и патентообладатель Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. № 2021130566; заявл. 19.10.2021; опубл. 17.01.2022.

77. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ 2021666782 Российская Федерация. Программа управления модулем стабилизатора тока имитатора солнечной батареи / В. Л. Иванов, О. Г. Рекутов, А. Г. Юдинцев, В. М. Рулевский; заявитель и правообладатель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники». – № 2021665971; заявл. 11.10.2021; опубл 20.10.2021. – 1 с.

78. Nagy D., “3-Channel Solar Array Simulator for CubeSat Power Budget Verification”, Master’s Thesis, Technische Universität München Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Germany 2018.

79. Рекутов О.Г. Сравнительный анализ систем управления имитатора вольт-амперной характеристики солнечной батареи / О.Г. Рекутов, В.М. Рулевский, А.Г. Юдинцев, А.М. Малышенко // Доклады ТУСУР. – 2019. – Т. 22, № 4. – С. 89–95.

80. Пат. 2661900 Российская Федерация, МПК Н 02М 3/156. Способ управления импульсным понижающим преобразователем напряжения со стабилизацией тока / Бубнов О. В., Рекутов О. Г., Царев А. А., Пчельников В. А.; заявитель и патентообладатель Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. № 2017113325; заявл. 17.04.2017; опубл. 23.07.2018.

81. Пат. 218981 Российская Федерация, МПК G 01R 31/40. Устройство управления ключами стабилизированного источника тока в имитаторе солнечной батареи / Рекутов О. Г., Пчельников В. А., Бубнов О. В., Юдинцев А. Г., Карих Л. А.; заявитель и патентообладатель Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. № 2023112157; заявл. 12.05.2023; опубл. 21.06.2023.

82. HCNR200 and HCNR201 High-Linearity Analog Optocouplers [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://static.chipdip.ru/lib/159/DOC011159884.pdf> (дата обращения 01.09.2022).

83. AD734 10 MHz, 4-Quadrant Multiplier/Divider [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://static.chipdip.ru/lib/143/DOC000143680.pdf> (дата обращения 01.09.2022).

84. UCx846/7 Current Mode PWM Controller [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.ti.com/lit/gpn/uc3847> (дата обращения 01.09.2022).

85. C28x Digital Power Library. Module User`s Guide. C28x Foundation Software. Texas Instruments [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://e2e.ti.com/cfs-file/__key/communityserver-discussions-components-files/171/0410.DPLib.pdf (дата обращения 01.09.2022).

86. Piccolo F2802x Datasheet [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.ti.com/lit/gpn/tms320f28026> (дата обращения 01.09.2022).

87. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ 2019618209 Российская Федерация. Программа управления понижающим преобразователем со стабилизацией тока выхода / О. Г. Рекутов; заявитель и правообладатель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники». – № 2019616701; заявл. 10.06.2019; опубл 26.06.2019. – 1 с.

88. Рекутов О.Г., Сравнительный анализ работы цифрового и аналогового регуляторов на примере понижающего преобразователя // Научная сессия ТУСУР-2019. – Томск: В-Спектр, 2019. – Ч. 1. – С. 280–283.

89. Сидоров А.С. Экспериментальное исследование характеристик имитатора солнечных батарей с каскадным включением непрерывного и импульсного усилителей мощности / А.С. Сидоров, А.А. Мизрах // Решетневские чтения. – 209. – № 13(1). – С. 162–164.

90. Кремзуков Ю.А., Мишин В.Н., Пчельников В.А., Бубнов О.В., Рулевский В.М., Шиняков Ю.А., Шурыгин Ю.А. Проектирование модульных имитаторов солнечных батарей автоматизированной контрольно-испытательной аппаратуры систем электропитания автоматических космических аппаратов: монография. Томск: Томский университет, 2014. – 86 с.

91. Фролкова Н.О. Моделирование солнечных батарей на основе различных полупроводников: автореф. дис. ... канд. техн. наук. – Москва, 2011. – 20 с.

92. Шишкин Г. Г. Электроника / Г. Г. Шишкин, А. Г. Шишкин. – М.: Дрофа, 2009. – 703 с.

93. Редька Д.Н. Лазерная микрообработка тонкопленочных солнечных модулей: дис. ... канд. техн. наук. 05.27.06 / Редька Дмитрий Николаевич. Санкт-Петербург, 2016. – 119 с.

94. Venable industries. Distributed power. What causes these systems to oscillate? [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.venable.biz/uploads/files/19-Technical-Paper-Distributed-Power-What-Causes-These-Systems-to-Oscillate.pdf> (дата обращения: 27.10.2021).

95. Agilent Technologies. Impedance Measurement Handbook. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://svelto.faculty.polimi.it/didattica/materiale_didattico/materiale%20didattico_MRF/appnote/handbook_imp-meas.pdf (дата обращения: 27.10.2021).

96. Sheen J. Study of microwave dielectric properties measurements by various resonance techniques / J. Sheen // Measurement. – 2005. – Vol.37, no. 2. – P. 123–130.

97. Думбрава В. Система для измерения комплексного импеданса / В. Думбрава, Л. Свилайнис // Электроника и электротехника. – Каунас: Технология, 2007. – № 4(76). – С. 59–62.

98. M. Tsukamoto, S. Ogawa, Y. Natsuda, Y. Minowa and S. Nishimura, "Advanced technology to identify harmonics characteristics and results of measuring", Ninth International Conference on Harmonics and Quality of Power. Proceedings (Cat. No.00EX441), 2000, vol. 1., P. 341-346.

99. D. Borkowski, A. Wetula and A. Bień, "New method for noninvasive measurement of utility harmonic impedance," 2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting, 2012, P. 1-8.

100. Петрищев А.А. Измерение выходного сопротивления источников сигналов / А.А. Петрищев // Радіоелектроніка, інформатика, управління. – 2010. – № 1. – С. 32–34.

101. Measuring the input and output impedance of power supplies (part 1) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.venableinstruments.com/blog/measuring-input-and-output-impedance> (дата обращения: 27.10.2021).

102. Measuring impedance of power supplies – current probe and scale factor (part 2) [Электронный ресурс]. – Режим доступа:

<https://www.venableinstruments.com/blog/measuring-impedance-current-probe> (дата обращения: 27.10.2021).

103. Measuring the input and output impedance of power supplies (part 3) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.venableinstruments.com/blog/measuring-input-and-output-impedance-part3> (дата обращения: 27.10.2021).

104. Power supply impedance measurements using an AP300 frequency response analyzer [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://electronicprojectsforfun.wordpress.com/power-supply-impedance-measurements-for-various-power-supplies/power-supply-impedance-measurements-using-an-ap300-frequency-response-analyzer/> (дата обращения: 27.10.2021).

105. Output Impedance Measurements and Loop Gains [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://ridleyengineering.com/design-center-ridley-engineering/41-frequency-response/98-057-output-impedance-measurements-and-loop-gains.html> (дата обращения: 07.07.2021).

106. Hansson G., Uussalu M., “Analysis of the Output Impedance from Switched DC/DC Converters. Development of a new Measurement Method Using a Programmable Load”, Department of Energy and Environment Chalmers University of Technology, Gothenburg, Sweden 2014.

107. Rekutov, O.G., Puchkov, A.N., Pchel’nikov, V.A. et al. A Measuring System for Assessing the Quality of Power Conversion Equipment for Testing Power-Supply Systems of Spacecraft. *Instrum Exp Tech* 65, 246–250 (2022). <https://doi.org/10.1134/S0020441222020063>.

108. Усольцев А. А. Общая электротехника: учебное пособие. – СПб: СПбГУ ИТМО, 2009. – 301 с.

109. Rekutov, O. & Pchelnikov, V. & Bubnov, O. & Yudintsev, A. & Rulevskiy, V.. (2022). Determination of the Solar-Battery-Simulator Modulus of Impedance for Spacecraft Power-Supply Systems. *Russian Electrical Engineering*. 93. 34-38. [10.3103/S1068371222010059](https://doi.org/10.3103/S1068371222010059).

110. R. A. Kumar, M. S. Suresh and J. Nagaraju, “Effect of solar array capacitance on the performance of switching shunt voltage regulator,” in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 2, P. 543-548, March 2006, doi: 10.1109/TPEL.2005.869779.

111. A. Fernández, J.R., González “Modeling of the Section Capacitance to Interface with a S3R” *E3S Web Conf.* 16 13009 (2017) DOI: 10.1051/e3sconf/20171613009.

112. Electrical Characterization of Photovoltaic Materials and Solar Cells with the 4200A-SCS Parameter Analyzer [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://download.tek.com/document/1KW-60642-0_SolarCellChar_4200A-SCS_AN.pdf (дата обращения 05.05.2022).

113. S. Kalogirou. *Mcevoy's handbook of photovoltaics: Fundamentals and applications*. 3rd edition / S. Kalogirou – London: Academic Press, 2017. – 1340 с.

114. Cotfas, Petru A., Daniel T. Cotfas, Paul N. Borza, Dezso Sera, and Remus Teodorescu. 2018. "Solar Cell Capacitance Determination Based on an RLC Resonant Circuit" *Energies* 11, no. 3: 672. doi: 10.3390/en11030672

115. Rueda, Pablo, E. Fernandez Lisbona and M. Diez Herrero. “Capacitance measurements on multi-junction solar cells.” *3rd World Conference on Photovoltaic Energy Conversion, 2003. Proceedings of 1 (2003): 817-820 Vol.1.*

116. Галеева А.В. Исследование проводимости полупроводниковых структур методом импедансной спектроскопии: дис. ... канд. техн. наук. 01.04.10 / Галеева Александра Викторовна. Москва, 2010. – 111 с.

117. Импедансная спектроскопия: теория и применение: учеб. пособие / Ю. В. Емельянова, М. В. Морозова, З. А. Михайловская, Е. С. Буянова; под общ. ред. Е. С. Буяновой; М-во образования и науки Рос. Федерации, Урал. федер. ун-т. – Екатеринбург: изд-во Урал. ун-та, 2017. – 156 с. – ISBN 978-5-7996-2067-7

118. J. H. Scofield, “Effects of series resistance and inductance on solar cell admittance measurements,” in *Solar Energy Materials and Solar Cells*, vol. 37, P. 217-233, 1995, doi: 10.1016/0927-0248(95)00016-X.

119. P. Merhej, E. Dallago and D. Finarelli, "Effect of capacitance on the output characteristics of solar cells," 6th Conference on Ph.D. Research in Microelectronics & Electronics, 2010, P. 1-4.

120. Pravettoni, Mauro, Daren Poh, Jai Prakash Singh, Jian Wei Ho and Kenta Nakayashiki. "The effect of capacitance on high-efficiency photovoltaic modules: a review of testing methods and related uncertainties." *Journal of Physics D: Applied Physics* 54 (2021): n. pag.

121. Hannonen, Janne, Jari Honkanen, J. Strom, Juhamatti Korhonen, Pertti Silventoinen and Samuli Raisanen. "Capacitance measurement method using sinusoidal voltage injection in isolating phase-shifted full-bridge DC–DC converter output stage." *Iet Power Electronics* 9 (2016): 2543-2550.

122. Blok, R., E. Van Den Berg and D. Sloopweg. "Solar cell capacitance measurement." (2002).

123. Рекутов О.Г., Программно-аппаратный комплекс предварительной диагностики силовых модулей контрольно-испытательной аппаратуры систем электропитания спутников // *Электронные средства и системы управления-2019*. – Томск: В-Спектр, 2019. – Ч. 1. – С. 131–133.

124. Рекутов О.Г. Определение выходной емкости имитатора солнечной батареи / О.Г. Рекутов // *Практическая силовая электроника*. – 2022. – № 2(86). – С. 37–41.

125. Рекутов О.Г., Оценка точности формирования вольт-амперной характеристики имитатора солнечной батареи / О.Г. Рекутов, В.А. Пчельников, О.В. Бубнов, В.М. Рулевский, А.Г. Юдинцев // *Электронные средства и системы управления-2021*. – Томск: В-Спектр, 2021. – Ч. 1. – С. 203–206.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Патенты и свидетельства о государственной регистрации программы для ЭВМ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 192946

**Электронный многофункциональный имитатор для
испытаний систем электроснабжения космических
аппаратов**

Патентообладатель: *Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования "Томский
государственный университет систем управления и
радиоэлектроники" (ТУСУР) (RU)*

Авторы: *Бубнов Олег Викторович (RU), Игнащенко Влас
Владимирович (RU), Рекутов Олег Геннадьевич (RU)*

Заявка № 2019122531

Приоритет полезной модели 15 июля 2019 г.

Дата государственной регистрации в

Государственном реестре полезных

моделей Российской Федерации 08 октября 2019 г.

Срок действия исключительного права

на полезную модель истекает 15 июля 2029 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 176992

Активный фильтр для источника постоянного тока

Патентообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники" (ТУСУР) (RU)*

Авторы: *Бубнов Олег Викторович (RU),
Рекутов Олег Геннадьевич (RU)*

Заявка № 2017124260

Приоритет полезной модели 07 июля 2017 г.

Дата государственной регистрации в
Государственном реестре полезных
моделей Российской Федерации 06 февраля 2018 г.

Срок действия исключительного права
на полезную модель истекает 07 июля 2027 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ислюев Г.П. Ислюев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2661900

Способ управления импульсным понижающим преобразователем напряжения со стабилизацией тока (варианты)

Патентообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники" (ТУСУР) (RU)*

Авторы: *Бубнов Олег Викторович (RU), Рекутов Олег Геннадьевич (RU), Царев Александр Александрович (RU), Пчельников Виктор Алексеевич (RU)*

Заявка № 2017113325

Приоритет изобретения 17 апреля 2017 г.

Дата государственной регистрации в

Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 23 июля 2018 г.

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает 17 апреля 2037 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ильев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 201749

**Устройство для имитации секционированной солнечной
батареи**

Патентообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники" (ТУСУР) (RU)*

Авторы: *Пчельников Виктор Алексеевич (RU), Рекутов Олег Геннадьевич (RU), Рулевский Виктор Михайлович (RU), Юдинцев Антон Геннадьевич (RU)*

Заявка № 2020129126

Приоритет полезной модели 02 сентября 2020 г.

Дата государственной регистрации в

Государственном реестре полезных моделей Российской Федерации 11 января 2021 г.

Срок действия исключительного права на полезную модель истекает 02 сентября 2030 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 208820

**Устройство управления ключами стабилизированного
источника тока в имитаторе солнечной батареи**

Патентообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники" (ТУСУР) (RU)*

Авторы: *Рекутов Олег Геннадьевич (RU), Пчельников Виктор Алексеевич (RU), Иванов Валентин Львович (RU), Юдинцев Антон Геннадьевич (RU), Рулевский Виктор Михайлович (RU), Бубнов Олег Викторович (RU)*

Заявка № 2021130566

Приоритет полезной модели 19 октября 2021 г.

Дата государственной регистрации

в Государственном реестре полезных

моделей Российской Федерации 17 января 2022 г.

Срок действия исключительного права

на полезную модель истекает 19 октября 2031 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 218981

Устройство управления ключами стабилизированного источника тока в имитаторе солнечной батареи

Патентообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники" (ТУСУР) (RU)*

Авторы: *Рекутов Олег Геннадьевич (RU), Пчельников Виктор Алексеевич (RU), Бубнов Олег Викторович (RU), Юдинцев Антон Геннадьевич (RU), Карих Леонид Алексеевич (RU)*

Заявка № 2023112157

Приоритет полезной модели 12 мая 2023 г.

Дата государственной регистрации в Государственном реестре полезных моделей Российской Федерации 21 июня 2023 г.

Срок действия исключительного права на полезную модель истекает 12 мая 2033 г.

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

№ 03.01.01.2017
Документ подписан электронной подписью
Сертификат 429b6a89e1361766b4766f53073e4007
Владимир Зубов Юрий Сергеевич
Действителен с 11.08.2023 по 02.08.2034

Ю.С. Зубов



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2742379

СПОСОБ УПРАВЛЕНИЯ ИСТОЧНИКОМ ТОКА В
ИМИТАТОРЕ СОЛНЕЧНОЙ БАТАРЕИ

Патентообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники" (ТУСУР) (RU)*

Авторы: *Пчельников Виктор Алексеевич (RU), Рекутов Олег Геннадьевич (RU), Бубнов Олег Викторович (RU), Иванов Валентин Львович (RU), Юдинцев Антон Геннадьевич (RU)*

Заявка № 2020122795

Приоритет изобретения 03 июля 2020 г.

Дата государственной регистрации в

Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 05 февраля 2021 г.

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает 03 июля 2040 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2019618209

Программа управления понижающим преобразователем со стабилизацией тока выхода

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники» (ТУСУР) (RU)*

Автор: *Рекутов Олег Геннадьевич (RU)*

Заявка № **2019616701**

Дата поступления **10 июня 2019 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **26 июня 2019 г.**

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2021666782

Программа управления модулем стабилизатора тока имитатора солнечной батареи

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники» (ТУСУР) (RU)*

Авторы: *Иванов Валентин Львович (RU), Рекутов Олег Геннадьевич (RU), Юдинцев Антон Геннадьевич (RU), Рулевский Виктор Михайлович (RU)*

Заявка № 2021665971

Дата поступления 11 октября 2021 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 20 октября 2021 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

Акты внедрения результатов диссертационной работы



Акционерное общество
«Информационные спутниковые системы»
имени академика М.Ф. Решетнёва»

ул. Ленина, д. 52, г. Железнодорожный,
ЗАТО Железнодорожный, Краснодарский край,
Российская Федерация, 612372
ОКПО 12183039; ОГРН 1082452002290
ИНН/КПП 2452034886/78050001

тел. (3916) 79-40-02, 72-24-39
факс (3916) 72-20-35, 75-61-46
office@ao-reshetnev.ru
http://www.ao-reshetnev.ru

АКТ О ВНЕДРЕНИИ

Результатов диссертационной работы

Рекутова Олега Геннадьевича

Настоящий акт подтверждает, что результаты диссертационной работы использованы в проектно-конструкторской деятельности Научно-исследовательского института Автоматики и электромеханики ТУСУР, при разработке четырехканального электрического имитатора батареи солнечной ИБС-160/4-8 ГБНК.566111.015.

Надежность и эксплуатационные качества четырехканального электрического имитатора батареи солнечной ИБС-160/4-8 проверены при наземно-технических испытаниях систем электропитания космических аппаратов. Проверка показала, что разработанный четырехканальный электрический имитатор батареи солнечной ИБС-160/4-8 полностью соответствует техническому заданию, требованиям и условиям его работы.

Использование указанных результатов позволяет:

- повысить качество проектирования имитаторов батареи солнечной;
- обеспечить автоматизацию и энергоэффективность при проведении наземно-технических испытаний СЭП КА.

От «НИИ АЭМ ТУСУР»

Зав. лаб. Рекутов О.Г. Рекутов

От АО «РЕШЕТНЁВ»

Начальник отдела бортовых систем
электропитания М.В. Истеришин

