

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

На правах рукописи



Журавлев Иван Михайлович

**СИСТЕМА ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ
МАЛОГО КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА
НА ОСНОВЕ ВЫСОКОЭФФЕКТИВНОГО
РЕЗЕРВИРОВАННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ**

Специальность: 2.4.2 – Электротехнические комплексы и системы

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель
кандидат технических наук
Кочура С.Г.

Железногорск – 2024

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
1. Анализ систем электропитания малых космических аппаратов.....	12
1.1. Структура, режимы работы и основные схемы преобразования энергии систем электропитания малых космических аппаратов	12
1.2. Основные требования к энергопреобразующей аппаратуре малых космических аппаратов.....	23
1.3. Синтез энергоэффективной системы электропитания малого космического аппарата.....	34
1.4. Выводы по главе 1.....	44
2. Разработка алгоритма дискретно-импульсного управления резонансным бестрансформаторным преобразователем.....	45
2.1. Анализ применимости кодово-импульсного регулирования для энергопреобразующей аппаратуры малого космического аппарата	45
2.2. Выбор алгоритма смены кодовых комбинаций для дискретно-импульсного регулирования.....	50
2.3. Оценка основных энергетических характеристик резонансного бестрансформаторного преобразователя с однополярным кодово-импульсным регулированием	57
2.4. Выводы по главе 2.....	65
3. Разработка методики формирования требований к элементам резонансного бестрансформаторного преобразователя с учетом характеристик солнечной батареи.....	66
3.1. Методика расчета параметров солнечной батареи с учетом температурных воздействий и временной деградации.....	66
3.2. Методика выбора элементов силовой части резонансного бестрансформаторного преобразователя с учетом обеспечения требуемого уровня энергетических характеристик	80
3.3. Выводы по главе 3.....	89

4. Экспериментальные исследования.....	90
4.1. Исследование имитационной модели резонансного бестрансформаторного преобразователя.....	90
4.2. Исследование макетного образца резонансного бестрансформаторного преобразователя.....	100
4.3. Выводы по главе 4.....	111
Заключение	112
Список литературы	114
Приложение А (справочное) Список сокращений и условных обозначений.....	130
Приложение Б (справочное) Список иллюстративного материала	132

ПРЕДИСЛОВИЕ

Автор выражает признательность доценту кафедры «Промышленная электроника» ТУСУР, д.т.н. Осипову Александру Владимировичу, патентно-информационному отделу ТУСУР в лице к.т.н. Карнышева Владимира Ивановича и заведующей отдела аспирантуры и докторантуры ТУСУР, к.т.н. Коротинной Татьяне Юрьевне, за неоценимую помощь, оказанную в процессе работы над диссертацией.

Особую признательность автор выражает коллективу конструкторского бюро АО «РЕШЕТНЁВ» за бесчисленные часы научных дискуссий и помощь в проведении практических исследований.

Автор хотел бы отдельно поблагодарить свою жену и сына, которые проявили бесконечное терпение, заботу и поддержку, в процессе подготовки диссертационного исследования.

Но главную благодарность автор выражает своим родителям – Журавлеву Михаилу Петровичу и Журавлевой Алине Викторовне за то, что всегда верили в него.

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы

При разработке энергопреобразующей аппаратуры (ЭПА) малых космических аппаратов (МКА) основными требованиями являются достижение КПД на уровне 0,95...0,99 и максимально высокого коэффициента удельной мощности ($K_{ум}$, единица измерения «Вт/кг», рассчитывается как отношение максимальной выходной мощности ЭПА на рабочем участке орбиты к массе ЭПА). При этом наибольшее внимание должно быть направлено на преобразователи энергии солнечной батареи (СБ) МКА, являющимися критически важным узлом электропитания. Помимо передачи и стабилизации энергии на основном участке орбиты – освещенном, при отказе аккумуляторной батареи (АБ), ЭПА СБ становится единственным источником электропитания МКА. Таким образом разработка преобразователя энергии СБ МКА, с высоким КПД и $K_{ум}$, является актуальной задачей.

Анализ структур систем электропитания (СЭП) и составных частей энергопреобразующих комплексов (ЭПК) МКА показывает, что для силовой части ЭПА наибольшей массой обладают моточные элементы (до 15 % от общей массы блока ЭПА), элементы демпферных цепей силовых транзисторов (до 10 % от общей массы функционального узла ЭПА), а также теплоотводящая конструкция (до 40 % от общей массы блока ЭПА) [11, 13, 67]. Оптимизация приведенных характеристик имеет прямую взаимосвязь – снижение массы моточных элементов требует повышения рабочей частоты преобразователя, что приводит к росту коммутационных потерь силовых транзисторов и, как следствие, к увеличению массы теплоотвода и демпферных цепей. Соответственно, для достижения высоких значений $K_{ум}$ ЭПА необходимо обеспечить высокую частоту (50...100 кГц) работы силовых транзисторов, сохраняя при этом низкий уровень тепловыделения за счет низкодиссипативной коммутации (НДК).

Оптимальным решением, с позиции достижения высокого КПД ЭПА при сохранении высоких значений $K_{УМ}$ ЭПК, является применение высокочастотных резонансных стабилизаторов, на основе инверторно-трансформаторных преобразователей [20, 38, 39, 44, 51, 54, 55, 63, 70, 76], позволяющих обеспечить НДК силовых транзисторов без применения демпферных цепей и обладающих КПД на уровне 0,95...0,98. Недостатком применения существующих схем инверторных преобразователей является удвоение массы моточных элементов ЭПА из-за использования силового трансформатора. Соответственно, для обеспечения высоких значений $K_{УМ}$ и КПД ЭПА МКА, необходимо разработать схему высокочастотного резонансного бестрансформаторного преобразователя (РБП).

Кроме того, дополнительным препятствием к применению резонансных преобразователей в ЭПК МКА, являются высокие требования к надежности. Применяемые в ЭПА преобразователи должны обеспечивать бесперебойную работу в течение всего срока активного существования (САС) МКА и выдерживать, как минимум, единичный отказ произвольного элемента без потери мощности СБ. Резервирование существующих схем резонансных инверторно-трансформаторных преобразователей приводит к резкому снижению КПД (до 10 %) и $K_{УМ}$ (до 15 %) ЭПА. Таким образом, разрабатываемый РБП должен изначально удовлетворять требованиям надежности и обеспечивать передачу энергии СБ в нагрузку при единичном отказе произвольного силового элемента.

Вместе с этим, применение импульсных способов управления резонансными преобразователями, по типу широтной или частотной модуляций, приводит к принципиальной невозможности обеспечить НДК всех силовых транзисторов при коммутации, во всем диапазоне нагрузок. Решением данной проблемы является применение дискретно-импульсного способа управления, по типу кодово-импульсного регулирования (КИР), обеспечивающего НДК при коммутации силовых транзисторов, во всем диапазоне нагрузок [29, 30, 68].

Принимая во внимание тот факт, что выходное напряжение МКА, при нормальной работе, не должно выходить за пределы $(27,00 \pm 0,27)$ В (для

стабилизированной шины электропитания), либо (29 ± 5) В (для нестабилизированной шины электропитания) [38, 51, 67, 69], а также то, что КИР обеспечивает регулирование выходного напряжения в диапазоне $0 \dots U_{\text{вх}}$, становится актуальной задача по модификации алгоритма управления в части ограничения диапазона регулирования.

Целью диссертационной работы является повышение эффективности системы электропитания малого космического аппарата на основе резонансного резервированного преобразователя энергии.

Для достижения поставленной цели были решены следующие **задачи**:

1) Выполнен анализ основных структур систем электропитания малых космических аппаратов с учетом требований по электрическим, надежностным и массогабаритным характеристикам;

2) Разработан резонансный резервированный преобразователь энергии с сохранением режима низкодиссипативной коммутации всех силовых транзисторов;

3) Разработана методика проектирования системы электропитания с учетом требований по КПД и изменения ВАХ солнечной батареи в процессе работы;

4) Проведена верификация полученных данных результатами экспериментального исследования.

Степень разработанности темы диссертации. В области повышения характеристик систем электропитания малых космических аппаратов, в том числе увеличения энергоэффективности, повышения надежности и удельной мощности, внесли В. И. Иванчура, С. А. Харитонов, А. В. Осипов, Б. П. Соустин, Ю. В. Краснобаев, Ю. А. Шиняков, L. L. Grigsby, A. H. Weinberg, R. Mukund и др.

К отечественным организациям, внесшим основной вклад в разработку систем электропитания малых космических аппаратов и их составных частей, можно отнести АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнёва» (г. Железногорск), ФГБОУ ВО «НГТУ» (г. Новосибирск), ФГУП «НПО им. С. А. Лавочкина» (г. Химки), ФГАО ВО «НИ ТПУ» (г. Томск), АО «НПЦ «Полюс» (г. Томск), ФГУП ГНП РКЦ «ЦСКБ Прогресс» (г. Самара).

Среди зарубежных компаний можно выделить SpaceSystems/Loral (США), The Boeing Company (США), Thales Alenia Space (Франция, Италия).

Объект исследования – система электропитания малого космического аппарата.

Предмет исследования – энергетические характеристики резервированного резонансного преобразователя энергии.

Методы исследований базируются на классических методах анализа электрических и магнитных цепей, применения математического и имитационного моделирования с использованием программного обеспечения Matlab, Micro-Cap, Fastmean, Mathcad, а также методах экспериментальных исследований.

Соответствие паспорту специальности 2.4.2 – электротехнические комплексы и системы: п. 1. – «Развитие общей теории электротехнических комплексов и систем, анализ системных свойств и связей, физическое, математическое, имитационное и компьютерное моделирование компонентов электротехнических комплексов и систем, включая электромеханические, электромагнитные преобразователи энергии и электрические аппараты, системы электропривода, электроснабжения и электрооборудования»; п. 2. – «Разработка научных основ проектирования, создания и эксплуатации электротехнических комплексов, систем и их компонентов»; п. 3. – «Разработка, структурный и параметрический синтез, оптимизация электротехнических комплексов, систем и их компонентов, разработка алгоритмов эффективного управления».

Научная новизна:

1) Предложена оригинальная схема резонансного преобразователя энергии, на основе мостового инвертора напряжения, отличающаяся отсутствием силового трансформатора и сохраняющая работоспособность при единичном отказе произвольного силового элемента в различных режимах работы.

2) Разработан алгоритм однополярного кодово-импульсного регулирования для резонансного преобразователя, обеспечивающий сохранение низкодиссипативной коммутации всех транзисторов при неполной глубине регулирования выходного напряжения.

3) Впервые получены аналитические выражения и графические зависимости регулировочных характеристик и КПД резонансного бестрансформаторного преобразователя в различных режимах работы.

Практическая ценность работы:

1) Отсутствие точки единичного отказа в силовой части резонансного бестрансформаторного преобразователя позволяет снизить массу системы электропитания малого космического аппарата за счет оптимизации резервного комплекта преобразователей.

2) Предложенный резонансный бестрансформаторный преобразователь энергии солнечной батареи позволяет снизить потери мощности на 14 %, при токах нагрузки более 12 А (по сравнению с резервированным понижающим преобразователем), что позволяет уменьшить массу системы электропитания за счет оптимизации теплоотводящей конструкции.

3) Предложенная методика проектирования позволяет провести комплексную оценку КПД резонансного бестрансформаторного преобразователя, с учетом изменения параметров солнечной батареи, требуемой точности стабилизации и параметров нагрузки.

Основные положения, выносимые на защиту:

1) Применение резонансного бестрансформаторного преобразователя повышает надежность системы электропитания малого космического аппарата за счет снижения тепловой нагрузки на элементы силовой части, а также исключения точки единичного отказа в каналах преобразования энергии.

2) Использование однополярного кодово-импульсного регулирования повышает КПД резонансной энергопреобразующей аппаратуры малого космического аппарата за счет сохранения низкодиссипативной коммутации транзисторов в процессе регулирования выходного напряжения.

3) Нелинейность регулировочной характеристики резонансного бестрансформаторного преобразователя с однополярным кодово-импульсным снижается при уменьшении $K_{\text{мод}}$ за счет уменьшения глубины разряда выходного конденсатора.

Соответствие паспорту специальности 2.4.2 – электротехнические комплексы и системы: п. 1. – «Развитие общей теории электротехнических комплексов и систем, анализ системных свойств и связей, физическое, математическое, имитационное и компьютерное моделирование компонентов электротехнических комплексов и систем, включая электромеханические, электромагнитные преобразователи энергии и электрические аппараты, системы электропривода, электроснабжения и электрооборудования»; п. 2. – «Разработка научных основ проектирования, создания и эксплуатации электротехнических комплексов, систем и их компонентов»; п. 3. – «Разработка, структурный и параметрический синтез, оптимизация электротехнических комплексов, систем и их компонентов, разработка алгоритмов эффективного управления».

Личный вклад автора

Основные научные результаты получены автором самостоятельно. Совместно с научным руководителем выполнена постановка цели и задач диссертационного исследования, обсуждение результатов работ. Совместно с д.т.н., доцентом кафедры Промышленной электроники ТУСУР А. В. Осиповым проведен синтез схемотехнической реализации резонансного бестрансформаторного преобразователя, а также разработан алгоритм однополярного кодово-импульсного регулирования. Опубликованные работы написаны в соавторстве с научным коллективом ТУСУР и сотрудниками акционерного общества «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнёва», принимавшими участие в проведении исследований.

Достоверность научных положений и выводов подтверждается сходимостью между собой результатов имитационного моделирования и экспериментальной отработки.

Использование полученных результатов. Научные и практические результаты работы применяются при проектировании и проведении испытаний энергопреобразующей аппаратуры АО «РЕШЕТНЁВ» (г. Железногорск, Красноярский край).

Апробация результатов. Результаты диссертационного исследования докладывались и обсуждались на: Всероссийском молодежном конкурсе научно-технических работ «Орбита Молодежи 2018» (Красноярск, 2018); XXII Международной научно-практической конференции, посвященной памяти генерального конструктора ракетно-космических систем академика Михаила Федоровича Решетнева «Решетневские чтения-2018» (Красноярск, 2018); XXIII Международной научно-практической конференции, посвященной памяти генерального конструктора ракетно-космических систем академика Михаила Федоровича Решетнева «Решетневские чтения-2019» (Красноярск, 2019); V Международном Форуме «Микроэлектроника-2019» (Алушта, 2019); XIV Международной научно-технической конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения» (Новосибирск, 2019); II Отраслевой научно-практической конференции «Созвездие Роскосмоса»: траектория науки» (Красноярск, 2023).

Публикации.

По теме диссертационной работы опубликовано 14 печатных работ, включая 8 работ в рецензируемых научных изданиях, рекомендованных ВАК РФ, 1 работу, индексируемую в Scopus, 5 материалов общероссийских и международных конференций. Структура и объем диссертационной работы

Диссертационная работа объемом 134 страниц основного текста состоит из введения, 4 глав, заключения, списка используемой литературы из 129 позиций и 2 приложений. Содержит 6 таблиц и 65 рисунков.

1. Анализ систем электропитания малых космических аппаратов

1.1. Структура, режимы работы и основные схемы преобразования энергии систем электропитания малых космических аппаратов

СЭП относится к служебным системам МКА и предназначена для генерации, преобразования, стабилизации, хранения и передачи электрической энергии [16, 24, 67, 69]. Структурно, СЭП состоит из 4 подсистем (рисунок 1.1):

- солнечная батарея, являющаяся первичным источником электроэнергии и обеспечивающая электропитание нагрузки на освещенном участке орбиты;
- аккумуляторная батарея, являющаяся вторичным источником электроэнергии и обеспечивающая электропитание нагрузки на теневом участке орбиты;
- энергопреобразующий комплекс, состоящий из ЭПА и включающий в себя различные функциональные узлы (ФУ) для выполнения вспомогательных функций (измерительные узлы, узлы выполнения внешних команд, узлы сбора, обработки и передачи телеметрии и пр.);
- бортовая кабельная сеть, обеспечивающая передачу электроэнергии внутри СЭП.

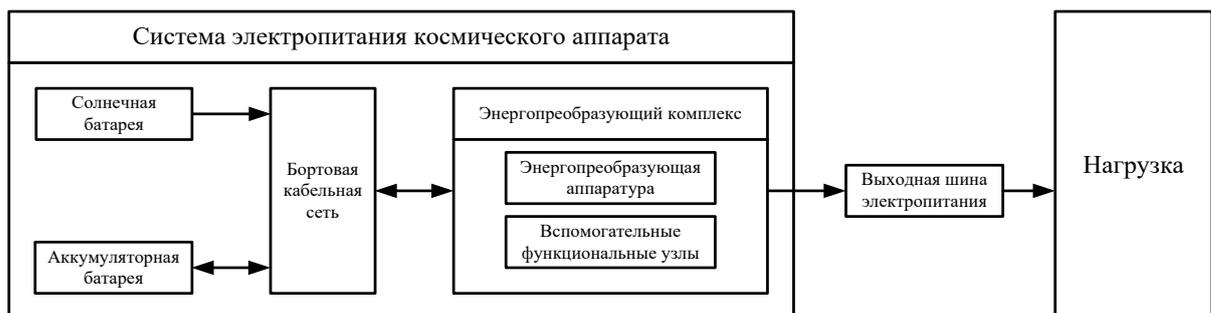


Рисунок 1.1 – Структура электропитания МКА

В зависимости от уровня напряжения на выходной шине электропитания (ВШЭ), ЭПК МКА можно разделить на три типа – низковольтные, высоковольтные и комбинированные (рисунок 1.2).



Рисунок 1.2 – Классификация ЭПК по уровню напряжения

Напряжение низковольтной ВШЭ ЭПК МКА не превышает 60В. Такое ограничение обусловлено, в первую очередь, эксплуатационными особенностями космических аппаратов (КА) в условиях вакуума, а именно – увеличением величины накопленного статического заряда на СБ [89, 115, 122], что повышает шанс пробоя фотопреобразователей (ФП) и безвозвратного снижения энергогенерирующих мощностей СЭП. По общепринятым стандартам, низковольтные ВШЭ подразделяются на два типа:

- стабилизированные, с напряжением 27 В;
- нестабилизированные, с напряжением (29 ± 5) В.

Выходная мощность низковольтных ЭПК редко превышает 2-3 кВт, что обусловлено высокой токовой нагрузкой на элементы ЭПА. Наибольшее распространение низковольтные СЭП получили в КА с САС не более 7 лет [13, 67].

Высоковольтные ВШЭ ЭПК МКА характеризуются напряжением выше 60 В, как правило – 72 и 100 В. Современные СЭП МКА средней и большой мощности, отечественного и иностранного производства, строятся с высоковольтной, либо комбинированной ВШЭ (совместное использование высоковольтной и низковольтной ВШЭ) [13, 14, 34, 38, 67, 79].

С позиции проектирования энергетически эффективной ЭПА предельных параметров наибольший интерес представляет низковольтная нестабилизированная ВШЭ, поскольку низкие требования к точности стабилизации выходного напряжения позволяют использовать дискретно-

импульсные и дискретно-непрерывные системы автоматического управления. Подобные схемы нашли широкое применение в промышленных системах бесперебойного электропитания и установках индукционного нагрева [29-31, 34, 36, 37, 40, 68, 71, 78, 82, 111], демонстрируя высокий уровень КПД.

Структурно, основные СЭП МКА производства АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва» можно свести к двум основным типам:

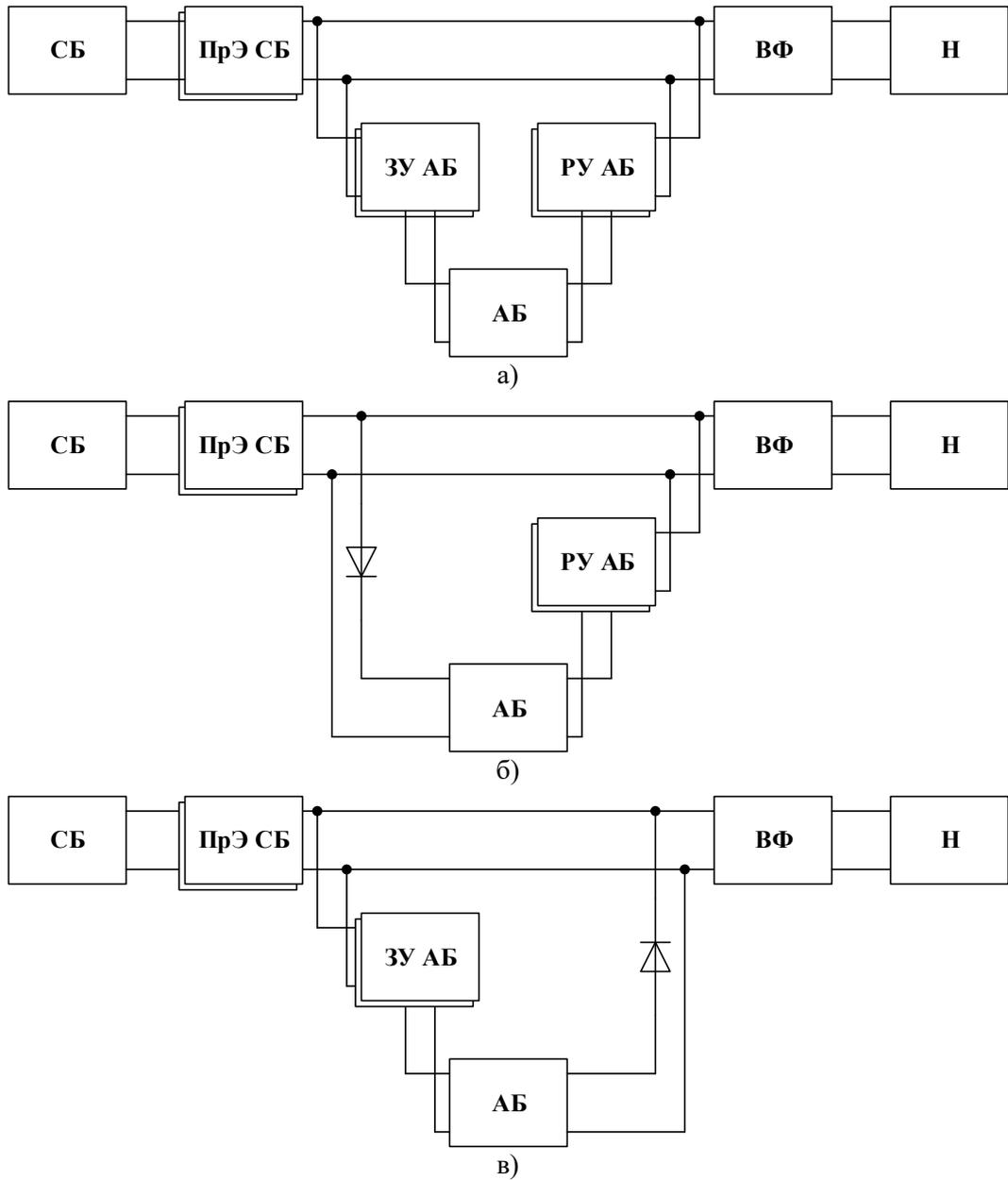
- с отдельным преобразованием энергии СБ и АБ;
- с буферным подключением АБ к ВШЭ.

СЭП с отдельным преобразованием энергии может иметь различные варианты реализации (рисунок 1.3). Широкое применение в существующих МКА такая структура получила, в первую очередь за счет высоких эксплуатационных свойств (модульность, простота проектирования, длительный САС). С позиций оценки энергетических показателей рассматриваемая СЭП подробно разобрана в научно-технической литературе [1, 14, 16, 17, 20, 35, 60, 79, 117, 122, 129], что позволяет привести лишь краткую оценку. Основными достоинствами отдельной структуры являются:

- Возможность произвольного выбора уровней напряжений СБ, АБ и нагрузки.
- Высокий КПД и удельные массогабаритные характеристики отдельных преобразователей.

В качестве недостатка можно отметить низкие удельные массогабаритные характеристики ЭПК, за счет дополнительных преобразователей, и КПД СЭП в целом, за счет двойного преобразования энергии СБ. Примером МКА с подобной СЭП являются Гонец-М, либо Глонасс-К2 [13, 38].

Основные рабочие режимы ЭПК МКА с отдельным преобразованием энергии можно свести в циклограмму работы (рисунок 1.4). При этом переход из режима в режим может быть обусловлен множеством причин (смена участка орбиты, переориентирование СБ, отказ внутреннего ФУ и т.д.) и имеет жесткую привязку к входной и выходной мощностями ЭПК.



ПрЭ СБ – преобразователь энергии СБ;

ЗУ АБ – зарядное устройство АБ;

РУ АБ – разрядное устройство АБ;

ВФ – выходной фильтр;

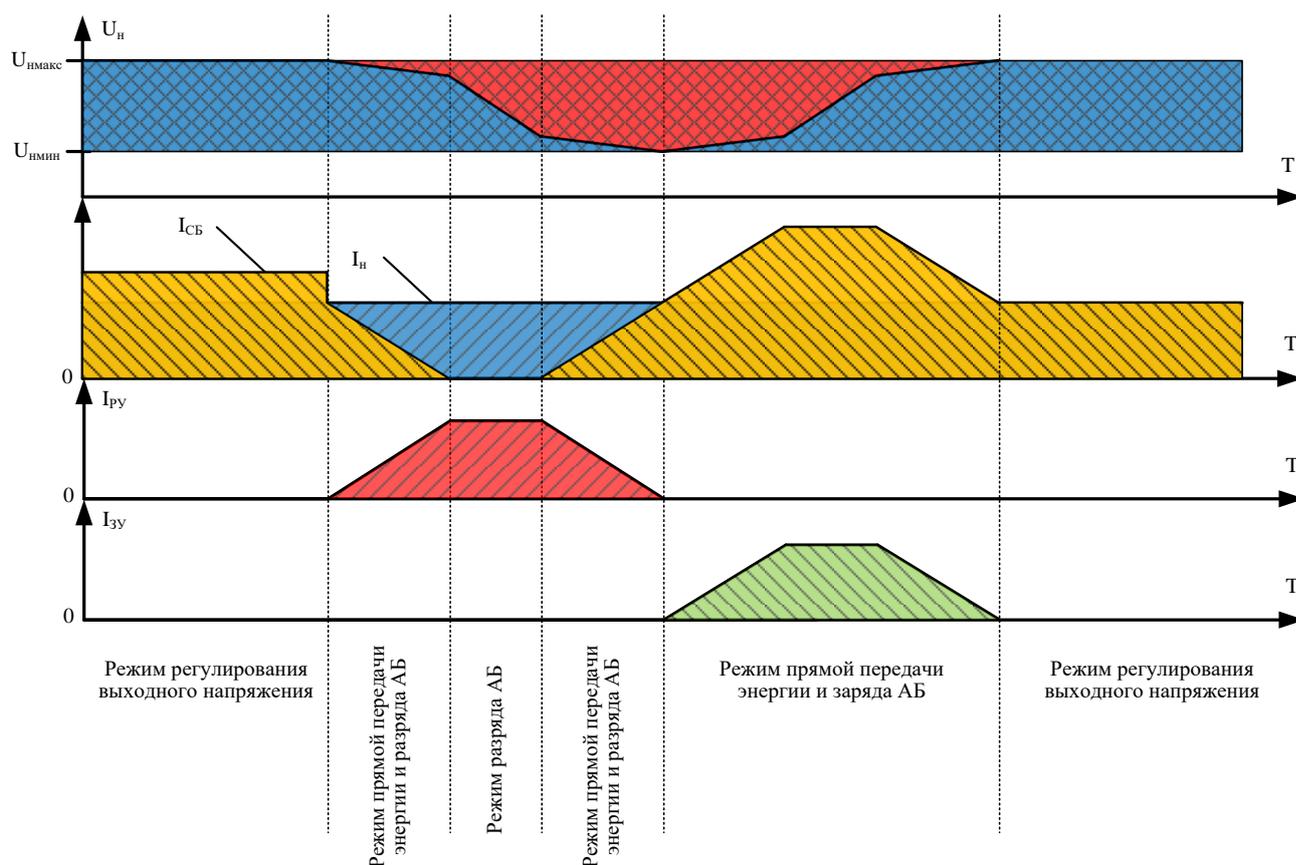
Н – нагрузка.

Рисунок 1.3 – Основные структуры СЭП МКА с разделным преобразованием энергии

а) полное преобразование энергии СБ и АБ;

б) с отсутствием ограничения тока заряда АБ;

в) с отсутствием ограничения тока разряда АБ.



Режим регулирования выходного напряжения – режим работы ЭПК, в котором стабилизация напряжения на ВШЭ происходит только за счет преобразователя энергии СБ. Используется при избытке мощности СБ и полностью заряженной АБ.

Режим прямой передачи энергии и разряда АБ – режим работы ЭПК, в котором стабилизация напряжения на ВШЭ происходит за счет преобразователя энергии СБ и разрядного устройства (РУ) АБ. Используется при недостатке мощности СБ и полностью/частично заряженной АБ.

Режим разряда АБ – режим работы ЭПК, в котором стабилизация напряжения на ВШЭ происходит только за счет РУ АБ. Используется при отсутствии мощности СБ и полностью, либо частично заряженной АБ.

Режим прямой передачи энергии и заряда АБ – режим работы ЭПК, в котором стабилизация напряжения на ВШЭ происходит за счет преобразователя энергии СБ, при этом часть энергии используется зарядным устройством (ЗУ) АБ. Используется при избытке мощности СБ и частично заряженной АБ.

Рисунок 1.4 – Циклограмма работы ЭПК СЭП с разделением преобразованием энергии

В случае, если для МКА не требуются САС длительностью более 3...5 лет и отсутствует необходимость в обеспечении оптимальных режимов заряда/разряда АБ, возможно применение СЭП с буферным подключением АБ к шине питания (рисунок 1.5) [38, 67, 69, 74]. Наибольшее распространение такая структура нашла в МКА с низковольтной нестабилизируемой ВШЭ. Отсутствие прямых регуляторов энергии АБ (кроме защитных коммутаторов, позволяющих дискретно

подключить/отключить АБ от ВШЭ) позволяет повысить $K_{\text{УМ}}$ ЭПК и КПД СЭП в целом. Примером подобной СЭП является МКА CryoSat-1 [13].

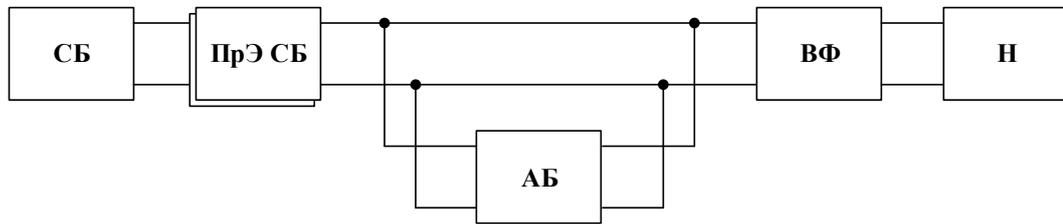


Рисунок 1.5 – СЭП МКА с буферным подключением АБ

В качестве недостатков СЭП с буферным подключением можно привести необходимость точного согласования уровней напряжения СБ, АБ и нагрузки, а также повышенную токовую нагрузку на ЭПА, ввиду отсутствия ЗУ АБ.

Основные рабочие режимы ЭПК МКА с отдельным преобразованием энергии и переходы между ними можно свести в циклограмму (рисунок 1.6). Сами режимы практически идентичны таковым для структуры СЭП с отдельным преобразованием энергии, отличием является отсутствие ФУ, обеспечивающего ограничение тока заряда/разряда АБ.

Применение в составе СЭП с буферным подключением АБ к шине электропитания ЭПА на основе непосредственных преобразователей напряжения обеспечивает жесткую фиксацию уровней напряжения между СБ, АБ и нагрузкой. При этом обеспечение высокого КПД для таких схем является непростой задачей, что связано с:

- нелинейной ВАХ СБ, с сильной зависимостью выходных характеристик как от электрических параметров, так и от внешних – температура СБ, деградация под воздействием радиации, точность ориентации на Солнце и т.п.;
- нелинейной ВАХ АБ, в частности – прохождение экспоненциального участка при заряде/разряде ВАХ;
- нелинейного характера изменения нагрузки.

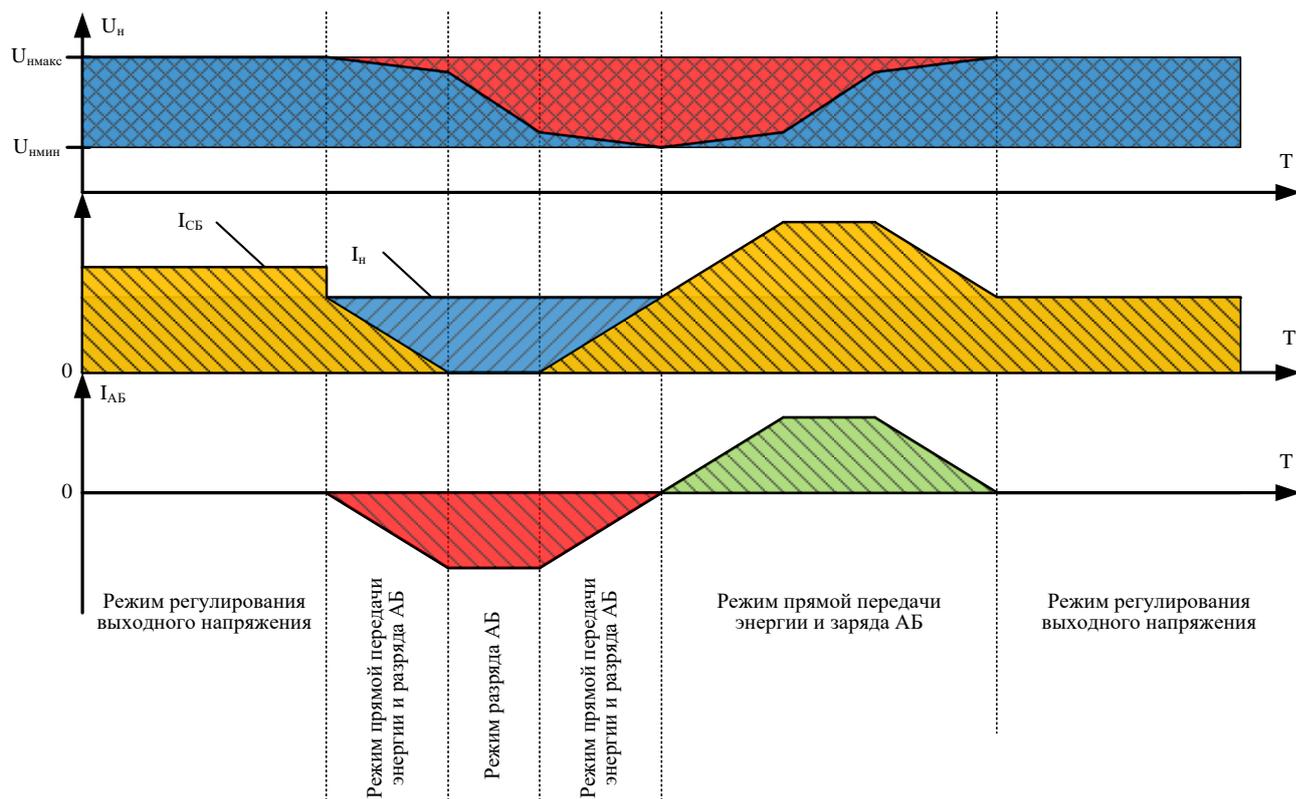


Рисунок 1.6 – Циклограмма работы ЭПК СЭП с буферным подключением АБ

Примером ЭПА, применяемых в ЭПК с буферным подключением АБ, являются преобразователи энергии СБ параллельного типа, такие как многоканальные шунтовые стабилизаторы (ШС) (рисунок 1.7). Принцип работы ЭПА на основе многоканальных ШС достаточно подробно рассмотрен в [10, 26-28, 78, 82, 94], основным преимуществом, обусловившим широкое распространение ШС, является ограничение максимального напряжения СБ, прикладываемого к ЭПА, на уровне напряжения в точке максимальной мощности. Эта особенность, с учетом работы преобразователя на ветви тока, позволяет применять низковольтные транзисторы с большой токовой нагрузкой.

К примеру, для ШС, работающем в точке максимальной мощности, при мощности нагрузки $P_n = 540$ Вт и выходном напряжении $U_n = 24$ В, с учетом высокочастотных выбросов, в качестве транзисторов допускается использование IRHMB57064 [96] ($U_{DS} = 60$ В, $R_{DS(on)} = 6$ мОм).

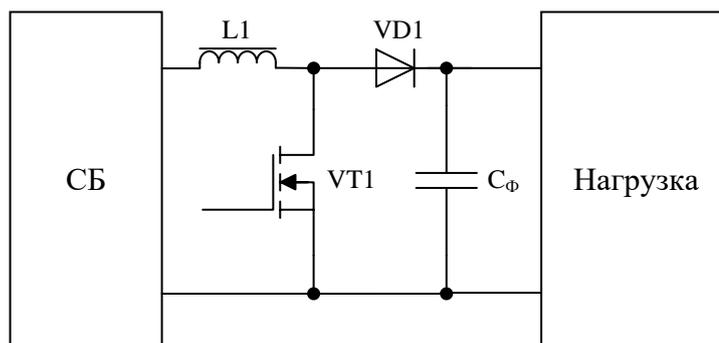


Рисунок 1.7 – ЭПА СБ на основе шунтового стабилизатора

Считая, что максимальный ток СБ на 5 % больше тока нагрузки (за счет разницы токов короткого замыкания и в точке максимальной мощности [28]), тепловыделение транзистора ШС составит

$$\Delta P_{VT1_ШС} = \left(1,05 \cdot \frac{P_H}{U_H}\right)^2 \cdot R_{DS(on)} = \left(1,05 \cdot \frac{540}{24}\right)^2 \cdot 0,006 = 3,35 \text{ Вт} \quad (1.1)$$

При этом, учет паразитных параметров СБ, дает увеличение среднего тока транзистора ШС на 15...20 %, дополнительно повышая тепловыделение [26, 27, 116].

Одним из недостатков применения ШС для СЭП с буферным подключением, по сравнению с классическими преобразователями понижающего типа, является повышенный расход ресурса АБ из-за неоптимального цикла заряда/разряда. Данный недостаток является принципиальным, поскольку обусловлен самой логикой работы ШС:

- когда транзистор ШС разомкнут, обеспечивается избыточный ток заряда АБ;
- когда транзистор ШС замкнут, не обеспечивается ток компенсации разряда АБ.

Преобразователи энергии СБ по типу непосредственных понижающих преобразователей (рисунок 1.8), позволяют обеспечить регулирование тока заряда АБ с требуемой точностью, без выхода в режим прерывистого выходного тока [9, 50, 23, 40, 42, 45, 80]. По сравнению с ШС, понижающий преобразователь обладает меньшей нагрузкой по току, однако к его элементам прикладывается более высокое напряжение, поскольку рабочая область располагается на ветви напряжения, что

требует применения дополнительных элементов защиты ЭПК, таких как короткозамкатель СБ, ограничивающие максимальное выходное напряжение солнечных панелей. В этом случае, возможно применение транзисторов с параметрами, аналогичными транзисторам ШС.

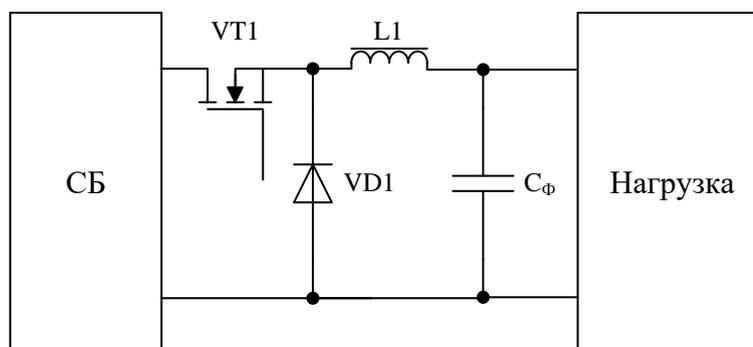


Рисунок 1.8 – ЭПА СБ на основе непосредственного понижающего преобразователя

Для понижающего преобразователя, работающего в точке максимальной мощности, при мощности нагрузки $P_H = 540$ Вт, выходном напряжении $U_H = 24$ В, напряжении в точке максимальной мощности $U_{СБ_ММ} = 37$ В, с учетом высокочастотных выбросов, в качестве транзисторов возможно использование IRHMB57064 ($U_{DS} = 60$ В, $R_{DS(on)} = 6$ мОм). Считая, что максимальный ток преобразователя не превышает ток СБ в точке максимальной мощности, тепловыделение транзистора понижающего преобразователя, при замыкании, будет равно

$$\Delta P_{VT1_лон} = \left(\frac{P_H}{U_H} \right)^2 \cdot R_{DS(on)} \cdot \frac{U_H}{U_{СБ_ММ}} = \left(\frac{540}{24} \right)^2 \cdot 0,006 \cdot \frac{24}{37} = 1,97 \text{ Вт}, \quad (1.2)$$

что в γ раз меньше тепловыделения транзистора в ШС. При этом, импульс тока разряда паразитной выходной емкости СБ при замыкании транзистора будет в

$\frac{U_{СБ_ХХ} - U_H}{U_{СБ_ММ}}$ раз меньше, чем в ШС, что дополнительно снижает тепловыделение

элементов.

Основным недостатком преобразователей энергии СБ понижающего типа, является высокая масса выходного LC-фильтра. Повышение частоты для снижения массогабаритных значений фильтра приводит к резкому увеличению коммутационных потерь мощности транзисторов, что приводит к росту массы теплоотводящей конструкции. Для минимизации коммутационных потерь возможно использование демпферных цепей [19, 45, 73, 83, 100, 110, 122, 129], либо реализация резонансного и квазирезонансного режима работы.

Также необходимо отметить схемы с гальванической развязкой, на основе инверторно-трансформаторных преобразователей, доля которых, в последние десятилетия, постепенно растет [38, 42, 44, 45, 72, 74-76, 81, 91, 92, 100, 107-109, 113]. Интерес к подобной схемотехнике связан с целым набором преимуществ, таких как: возможность произвольного согласования уровней напряжений внутри СЭП, преобразованию неполного потока энергии, формирования гальванической развязки между подсистемами СЭП и т.д.

С учетом требований по КПД, логичным решением является проектирование трансформаторных преобразователей по типу двойного активного моста [38, 81, 90, 98, 100, 113, 127, 128] (рисунок 1.9) с большими коэффициентами трансформации ($K_{тр} \gg 1$), высоковольтной СБ и низковольтной ВШЭ, для обеспечения протекания по первичной обмотке токов малой амплитуды.

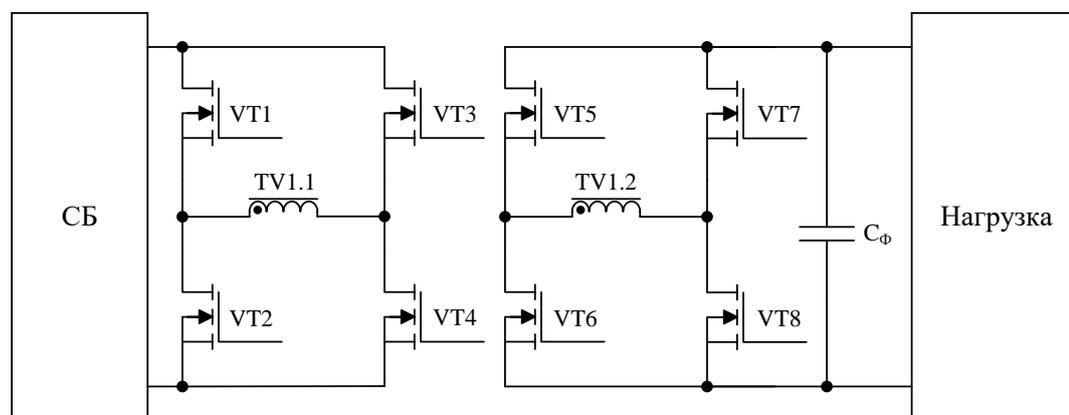


Рисунок 1.9 – ЭПА СБ на основе двойного активного моста

К примеру, для нерегулируемого мостового инвертора, при мощности нагрузки $P_H = 540$ Вт, выходном напряжении $U_H = 24$ В и $K_{тр} = 10:1$, с учетом

высокочастотных выбросов, в качестве транзисторов допускается использование IRHM7360SE [95] ($U_{DS} = 400$ В, $R_{DS(on)} = 200$ мОм). Считая, что ток СБ равен приведенному через коэффициент трансформации току нагрузки, тепловыделение диагонали транзисторов инверторно-трансформаторного преобразователя, при замыкании, будет равно

$$\Delta P_{VT_inv} = N_{VT} \cdot \gamma \cdot \left(\frac{P_n}{U_n \cdot K_{тр}} \right)^2 \cdot R_{DS(on)} = 2 \cdot \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{540}{24 \cdot 10} \right)^2 \cdot 0,2 = 1,02 \text{ Вт} \quad (1.3)$$

где N_{VT} – количество замкнутых одновременно транзисторов, шт;

γ – относительная длительность импульса управления, для нерегулируемого мостового инвертора равна 0,5.

Для нерегулируемого активного выпрямителя на основе мостового инвертора, с учетом высокочастотных выбросов, в качестве транзисторов допускается использование IRHMB57064 ($U_{DS} = 60$ В, $R_{DS(on)} = 6$ мОм). Тепловыделение диагонали транзисторов, при замыкании, будет равно

$$\Delta P_{VT_rect} = N_{VT} \cdot \gamma \cdot \left(\frac{P_n}{U_n \cdot K_{тр}} \right)^2 \cdot R_{DS(on)} = 2 \cdot \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{540}{24 \cdot 1} \right)^2 \cdot 0,006 = 3,04 \text{ Вт} \quad (1.4)$$

Полученные результаты демонстрируют, что тепловыделение отдельных транзисторов у инверторно-трансформаторного преобразователя меньше, чем для ШС и понижающего преобразователя. Однако, суммарное тепловыделение преобразователя значительно больше, что усложняет внедрение инверторных преобразователей в ЭПА МКА. Помимо этого, применение инверторно-трансформаторных преобразователей в ЭПК ограничивают особенности эксплуатации в космическом пространстве, а именно – резкий рост вероятности пробоя в СЭП при повышении напряжения выше 60 В [89, 115, 122], что накладывает ограничение на предельно-допустимое напряжение СБ и, соответственно, $K_{тр}$.

Исходя из результатов сравнения структур СЭП и ЭПА энергии СБ по критерию КПД можно сделать вывод о перспективности разработки преобразователя энергии СБ для СЭП МКА с буферным подключением АБ на основе понижающего преобразователя. Тем не менее, нерешенной является проблема взаимосвязи высоких коммутационных потерь транзистора, которые снижают надежность преобразователя, и высокой массы выходного LC-фильтра. Анализ источников [18, 23, 38, 45, 51, 54, 55, 63, 70, 72, 81, 83, 85, 90, 91, 97-99, 100, 113, 121, 126-128] показал, что оптимальным решением является применение в составе ЭПК высокочастотных резонансных и квазирезонансных схем, обеспечивающих мягкую коммутацию. Однако, применение таких схем должно учитывать особенности проектирования ЭПА МКА.

1.2. Основные требования к энергопреобразующей аппаратуре малых космических аппаратов

Отличительной особенностью при проектировании ЭПА МКА, помимо высоких требований к надежности, является необходимость обеспечения максимально возможного коэффициента удельного мощности (K_{UM} , единица измерения «Вт/кг», рассчитывается как отношение максимальной выходной мощности ЭПА на рабочем участке орбиты к массе ЭПК) [13-15, 17, 34, 38, 74].

$$K_{UM} = \frac{P_{\text{ЭПА}_{\text{уч}}}}{M_{\text{ЭПК}}} \quad (1.5)$$

где $P_{\text{ЭПА}_{\text{уч}}}$ – максимальная выходная мощность ЭПА на рабочем участке орбиты, Вт;

$M_{\text{ЭПК}}$ – общая масса ЭПК, кг.

Учитывая, что доступная для размещения ЭПА площадь и масса внутри МКА жестко ограничена, необходимо использовать схемы с наименьшим количеством крупногабаритных элементов, таких как дроссели, трансформаторы, транзисторы и т.п.

Ограничения допустимой массы и габаритных размеров ЭПА связаны с конструкционными и эксплуатационными особенностями МКА. Для корректной работы МКА на целевой орбите необходимо обеспечить точное позиционирование относительно Земли, для чего применяются двигатели коррекции, при этом доступный объем топлива жестко ограничен и не может быть восполнен. Логично предполагать, что для минимизации затрат топлива и максимально длительного САС, МКА должен обладать минимальной массой и симметричной нагрузкой относительно собственной оси вращения. Увеличение массы или занимаемого объема служебных систем, к которым относится ЭПК, приводит к необходимости перепроектирования всего МКА и снижения САС из-за повышения расхода топлива.

Для снижения общей массы МКА и упрощения проектирования ЭПК, используется модульный принцип построения ЭПА на основе блоков кассетного типа, где отдельные ФУ располагаются на стандартизированных металлических рамках одинаковой высоты и длины, а затем соединяются пластинами между собой (рисунок 1.10а). Между собой блоки ЭПА объединяются с помощью сигнальных кабелей и жгутов, либо через силовые шины. Наиболее тяжелые и тепловыделяющие элементы располагаются на основании рамки блока, ближе к теплоотводящей поверхности, в то время как на верхней части блока находятся элементы и ФУ с минимальной массой и тепловыделением, вроде датчиков, устройств телеметрии и пр. (рисунок 1.10б).

Преимуществами подобного построения ЭПА МКА является упрощение процесса термостабилизации ЭПК и высокая степень унификации. Основным недостатком является ограничение площади для размещения силовых элементов, требующих охлаждения, вроде транзисторов, диодов, дросселей и т.п. Конструкционный лимит на количество размещаемых силовых элементов на одной рамке приводит к ограничению возможных схемотехнических реализаций преобразователей энергии. Соответственно, усложняется применение многоключевых схем и схем с цепями НДК, обеспечивающих минимальное

тепловыделение, из-за сложности в расположении и резервировании элементов ЭПА.

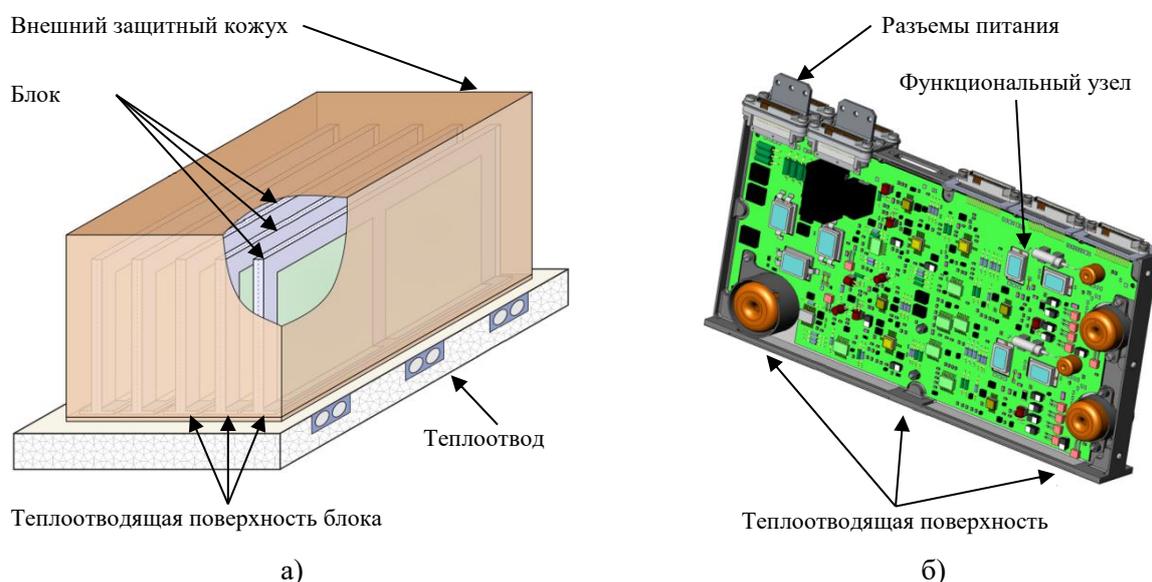


Рисунок 1.10 – Конструкционное исполнение модульной СЭП

а) модульный ЭПК; б) отдельный блок-модуль.

Не менее важным отличием процесса разработки ЭПА МКА от разработки аналогичной аппаратуры для наземного применения являются повышенные требования к надежности преобразователей энергии, что обусловлено высокой стоимостью изделия и невозможностью проведения плановых/оперативных ремонтных работ [11, 12, 46, 53, 67]. Наиболее емко суть требований по надежности описывается формулировкой «ЭПК должна обеспечивать заданные энергетические характеристики в течение всего срока активного существования МКА при X отказах произвольного элемента ЭПА» (как правило, рассматривается единичный отказ).

Обеспечение высокого уровня надежности ЭПК МКА можно достичь как за счет снижения нагрузки на отдельные элементы/ФУ, так и за счет их резервирования. Суммарно это дает четыре уровня обеспечения надежности при проектировании ЭПА:

- 1) Резервирование на уровне преобразователя.
- 2) Резервирование критически важных элементов.
- 3) Снижение нагрузки на уровне преобразователя.

4) Снижение нагрузки на критически важные элементы.

С позиции сохранения высокого КПД, наиболее выгоден способ резервирования на уровне преобразователя. В этом случае, возможно проектирование многоканальной ЭПА с точкой единичного отказа в каждом канале, т.к. отказ/сбой в произвольном канале из рабочего комплекта преобразователей компенсируется подключением рабочего канала из резервного комплекта [10, 31, 36, 37, 41]. На практике, из-за высоких требований к $K_{ум}$, возможность такой реализации сильно ограничена.

Резервирование критически важных элементов преобразователя имеет точечный характер и необходимо для обеспечения функционирования ЭПА при единичном отказе, с ухудшением характеристик электропитания. Для определения элементов, требующих резервирования, в процессе проектирования ЭПА проводятся:

- анализ нагрузок, для определения наиболее нагруженных элементов;
- анализ надежности, для определения наиболее уязвимых к отказу ФУ;
- анализ наихудшего случая, для оценки работоспособность ЭПА при максимально негативном воздействии внешних факторов;
- анализ видов последствий и критичности отказов, который устанавливает градацию важности отказов.

Резервирование элементов обеспечивается исходя из вида и вероятности отказа, которые значительно различаются между собой. К примеру, наработанная в акционерном обществе «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва» статистика показывает, что отказ металлопленочных конденсаторов всегда происходил на обрыв, в то время как керамические отказывали на обрыв только в 64 % случаев, а танталовые – только в 8 % случаев. Соответственно, меры по обеспечению надежности ЭПА должны учитывать особенности применяемой элементной базы.

При оценке надежности ЭПА можно принять допущение, что она определяется надежностью наиболее нагруженного элемента, которая обратно пропорциональна величине его электрической и тепловой нагрузки [12, 49, 53, 60, 77, 115, 122]. Учитывая, что наибольшая электрическая и тепловая нагрузка приходится на

элементы силовой части ЭПА КА, можно утверждать о приоритетности анализа уровня нагрузки на силовую часть ЭПА при разработке преобразователей энергии. Обеспечение требуемого уровня надежности для системы управления, измерительных и телеметрических ФУ, а также вспомогательных систем и подсистем, как правило, обеспечивается за счет пониженной электрической нагрузкой, а также резервирования и мажоритарной обработки входных и выходных сигналов.

Из приведенных схем ЭПА (рисунок 1.7, рисунок 1.8) видно, что единичный отказ произвольного полупроводникового элемента преобразователя может привести к неприемлемому снижению энергетических характеристик ЭПК. Для понижающего преобразователя:

1) Отказ диода на короткое замыкание (КЗ) приводит к закорачиванию ВШЭ и источника питания.

2) Отказ диода или транзистора на обрыв приводит к потере канала преобразования энергии и электрогенерирующих мощностей.

3) Отказ транзистора на КЗ приводит к повышению напряжения ВШЭ выше допустимого уровня - до максимального напряжения источника питания.

Для шунтового стабилизатора:

1) Отказ диода на КЗ приводит к прямому подключению источника питания к нагрузке, что приводит к повышению напряжения ВШЭ выше допустимого уровня – до максимального напряжения источника питания

2) Отказ транзистора на КЗ приводит к безвозвратному снижению энергогенерирующих/энергоснабжающих мощностей (солнечной или аккумуляторной батареи).

3) Отказ диода или транзистора на обрыв приводит к потере канала преобразования энергии и электрогенерирующих мощностей.

Соответственно, в процессе проектирования необходимо обеспечить доработку схемотехнического решения для возможности функционирования преобразователя при единичном отказе произвольного элемента силовой части (рисунок 1.11). При этом, моточные элементы, такие как дроссели и трансформаторы не резервируются

ввиду большой массы и сложности параллельного соединения, а конденсаторы подключаются через плавкие перемычки, обеспечивающие их отключение от схемы при отказе.

Повышение надежности преобразователя за счет снижения его нагрузки обеспечивается разбиением одного канала преобразования энергии мощностью $P_{\text{кан}}$ на $N_{\text{кан}}$ каналов преобразователей с мощностью $P_{\text{кан}}/N_{\text{кан}}$. Структурно, способ эквивалентен резервированию на уровне преобразователя с «горячим» резервом. Несмотря на то, что преимуществом такого подхода является повышение КПД, за счет снижения тока отдельного канала, происходит резкое снижение $K_{\text{УМ}}$ ЭПК МКА.

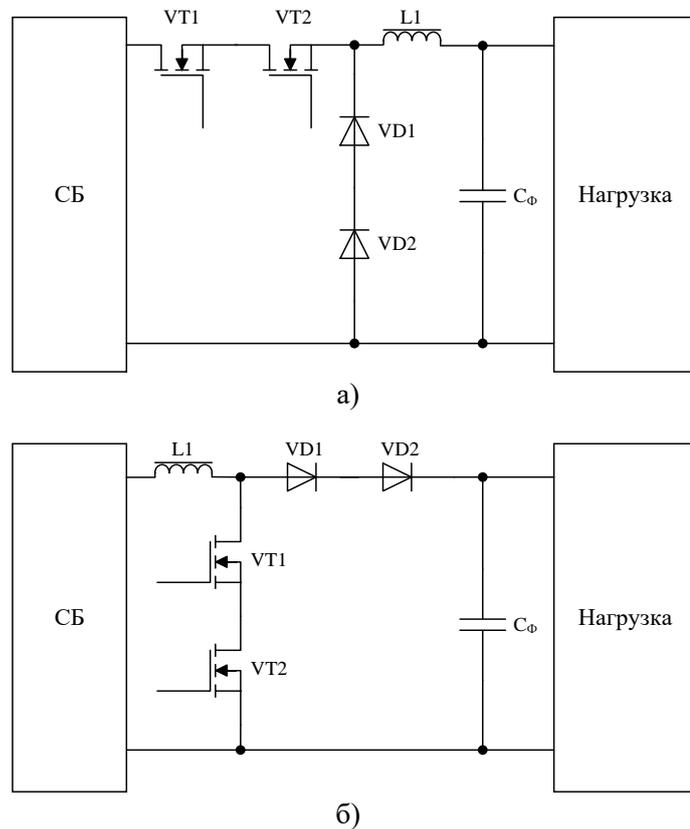


Рисунок 1.11 – Резервированная ЭПА СБ

а) на основе понижающего преобразователя; б) на основе шунтового преобразователя.

В процессе разработки необходимо учитывать, что ЭПА любого КА работает в неблагоприятных условиях, таких как постоянное воздействие радиации и пониженное атмосферное давление [11, 14, 60]. Это накладывает ряд ограничений на применяемые элементы как в части ужесточения требований к конструкции, так

и в виде запрета на работу элементов в предельно-допустимых режимах. Соответственно, при выборе элементов необходимо учитывать коэффициент ослабления нагрузки (K_{OH}). Нагрузка на элемент ЭПА будет определяться как:

$$X_{PH} = K_{OH} \cdot X_{ПДЗ} \quad (1.6)$$

где X_{PH} – величина рабочей нагрузки на элемент;

K_{OH} – коэффициент ослабления нагрузки;

$X_{ПДЗ}$ – величина предельно-допустимого значения параметра.

Значение K_{OH} различается от типа элемента и технологии его изготовления, но, в среднем, находится в диапазоне 0,6...0,9. При этом K_{OH} рассчитывается относительно максимального значения параметра, т.е. импульсного, либо амплитудного. К примеру, в качестве полевого транзистора с временем безотказной работы (ВБР) равным САС КА, к которому прикладывается максимальное напряжение 100 В, высокочастотными коммутационными выбросами равными 14 В и коэффициентом ослабления нагрузки 0,75, необходимо использовать элемент с максимальным напряжением сток-исток не менее

$$U_{СИ\max} = \frac{100 + 14}{0,75} = 152 \text{ В} \quad (1.7)$$

Анализ номенклатуры применяемых полупроводниковых элементов показал, что промышленностью массово выпускаются транзисторы с максимальным напряжением сток-исток 100, 150, 200 и 250 В. Соответственно, применение транзисторов по типу 2ПЕ204В9 [3] ($U_{СИ\max} = 150 \text{ В}$, $R_{СИ} = 35 \text{ мОм}$) недопустимо, необходимо использовать транзистор по типу 2ПЕ204Г9 [4] ($U_{СИ\max} = 200 \text{ В}$, $R_{СИ} = 50 \text{ мОм}$). При этом снижение амплитуды коммутационных выбросов напряжения на 4 В позволяет использовать транзисторы с максимальным напряжением 150 В, обеспечивая снижение потерь мощности в $50/35 = 1,42$ раза. Исходя из вышесказанного, можно сделать вывод о высокой перспективности

применения в ЭПА МКА резонансных преобразователей, поскольку они обладают минимальными высокочастотными выбросами при коммутации транзисторов.

В случае, если ВБР элемента меньше САС МКА необходимо обеспечить облегченный режим работы элемента, руководствуясь формулами, приведенными в [49]. При проведении расчетов необходимо учитывать, что определение значений параметров облегченного режима работы является анализом многопараметрической нелинейной функции, а значит – возможно бесконечно большое количество сочетаний.

К примеру, для кремниевых полевых транзисторов расчет ВБР имеет следующий вид

$$T_{облг} = \frac{1}{\lambda_{б} \cdot K_{\phi} \cdot K_{э} \cdot K_{пр} \cdot K_{р}} = \frac{A^{-1} \cdot e^{-\theta_1} \cdot e^{-\theta_2}}{\lambda_{б} \cdot K_{\phi} \cdot K_{э} \cdot K_{пр}}, \quad (1.8)$$

$$\theta_1 = \frac{N_T}{273 + t + (175 - t_{пер_макс}) + \Delta t \cdot \frac{P_{раб}}{P_{макс}} \cdot \left(\frac{t_{пер_макс} - t_{сниж}}{150} \right)},$$

$$\theta_2 = \frac{273 + t + (175 - t_{пер_макс}) + \Delta t \cdot \frac{P_{раб}}{P_{макс}} \cdot \left(\frac{t_{пер_макс} - t_{сниж}}{150} \right)}{T_M}.$$

где $\lambda_{б}$ – интенсивность отказов для номинального режима работы, ч⁻¹;

K_{ϕ} – коэффициент, зависящий от функционального назначения;

$K_{э}$ – коэффициент, зависящий от условий жесткости эксплуатации;

$K_{пр}$ – коэффициент, зависящий от уровня приемки;

$K_{р}$ – коэффициент, зависящий от режима работы;

$A, N_T, T_M, \Delta t$ – постоянные модели;

t – температура корпуса, °С;

$t_{пер_макс}$ – максимально допустимая температура перегрева корпуса, °С;

$t_{сниж}$ – максимальная температура корпуса, для которой температура перехода не превышает $t_{пер_макс}$ (при 100 % электрической нагрузке), °С;

$P_{раб}$ – рабочая мощность рассеивания для облегченного режима работы, Вт;

P_{\max} – максимально допустимая мощность рассеивания при температуре $t_{\text{сниж}}$, Вт.

Как видно из (1.8), для обеспечения требуемого ВБР необходимо снизить уровень тепловой нагрузки на элемент. Наиболее простым способом является снижение максимальной температуры перегрева корпуса за счет усиления теплоотвода элемента. Согласно [49, с. 162], снижение температуры перегрева корпуса кремниевого полевого транзистора с 60 до 50 °С, при неизменной нагрузке на элемент $P_{\text{раб}} / P_{\max} = 0,5$, уменьшает K_p на 14,1 %, что увеличивает длительность безотказной работы на 16,4 %.

Отечественные производители полупроводниковых элементов, такие как АО «Ангстрем» [6], АО «ВЗПП-С» [7], АО «Дизайн Центр «Союз» [8] и др., при указании в ТУ ВБР для облегченных условий работы, как правило, приводят не только пониженную рабочую мощность, но и ограничение по рабочему напряжению (рисунок 1.12). Наиболее очевидное решение – использовать транзистор с более высоким $U_{\text{СИмакс}}$ не всегда является корректным, поскольку зависимость $R_{\text{СИ}} = f(U_{\text{СИмакс}})$ и, как следствие, мощность тепловыделения транзистора нелинейно и может оказаться недопустимо высоким.

2.5.1 Гамма – процентная наработка до отказа транзистора T , при $\gamma = 95\%$ в режимах и условиях, допускаемых настоящими ТУ, должна быть не менее 50 000 ч, а в облегченных режимах при $T_{\text{окр}} = 100\text{ °С}$, $T_{\text{пер.макс}} = 120\text{ °С}$ – не менее 100 000 ч в пределах срока службы $T_{\text{сл}} = 25$ лет; $T_{\text{пер.макс}} = 100\text{ °С}$, $U_{\text{СИ.макс}} = 80\text{ В}$ – не менее 200 000 ч в пределах срока службы $T_{\text{сл}} = 25$ лет.

Рисунок 1.12 – Параметры ВБР транзистора в различных режимах

При этом выполнение требований облегченного режима по ограничению $U_{\text{СИмакс}}$ зачастую приводит к необходимости изменения схемотехнической реализации преобразователя, поскольку для этого необходимо сформировать оптимальный режим переключения транзистора, ограничивающий амплитуду высокочастотных колебаний, формирующихся при коммутации, и обеспечивающий НДК. Подобный режим переключения позволяет сохранить высокие значения $K_{\text{УМ}}$ и КПД ЭПА.

Таким образом, комплексное выполнение требований, предъявляемых к ЭПК МКА, требует поиска компромисса при решении трех взаимосвязанных задач:

1) Обеспечение требуемой надежности ЭПА за счет дополнительного резервирования отдельных элементов и ФУ, а также снижения нагрузки на них. Это приводит к увеличению КПД, однако снижает $K_{ум}$ ЭПК.

2) Обеспечение максимально возможного $K_{ум}$ ЭПА за счет минимизации числа элементов и ФУ ЭПА, а также работы в предельно-допустимых режимах. Такой подход значительно снижает ВБР ЭПА.

3) Обеспечение максимально возможного КПД ЭПК, что может требовать, в зависимости от типа элемента, как работы в облегченном режиме, так и в предельно-допустимом.

В качестве компромиссного решения, позволяющего сохранить высокие энергетические характеристики без снижения надежности и $K_{ум}$, является разработка оптимального режима коммутации транзистора, что достигается несколькими способами. Наиболее простым и не требующим серьезного перепроектирования ЭПА является применение демпфирующих цепей по типу C-, RC-, RCD- и пр., обеспечивающих снижение скорости изменения тока, либо напряжения. Схемы демпферных цепей и принципы их работы достаточно подробно разобраны в литературе [19, 23, 45, 73, 89, 115, 122], поэтому здесь не приводятся. Недостатком такого подхода является снижение $K_{ум}$, сложность обеспечения оптимального режима работы транзистора во всем диапазоне нагрузок и минимизация повышения КПД преобразователя, поскольку потери мощности не столько снижаются, сколько переносятся с транзистора на элементы демпфирующих цепей.

Другой способ реализации оптимального режима переключения транзистора заключается в изменении характеристик управляющего воздействия, таких как изменение частоты работы, либо смена способа регулирования. К примеру, изменение способа переключения каналов ШС МКА привело к снижению тепловыделения транзистора на 8 %, однако амплитуда перерегулирования и длительность переходного процесса выросли на 10 % и 12 % соответственно [10]. Снижение частоты формирования и передачи управляющего сигнала позволяет снизить тепловыделение транзистора, за счет снижения коммутационных потерь, и

высокочастотных колебаний напряжения при коммутации, однако требует увеличения выходного фильтра для сохранения качества выходного напряжения.

Наиболее перспективным вариантом реализации оптимального режима переключения является применение резонансных преобразователей, поскольку они изначально проектируются под коммутацию в нуле тока, либо в нуле напряжения, обеспечивая минимальную нагрузку на элемент, а также сниженную амплитуду высокочастотных импульсов напряжения на сток-истоке транзистора. Учитывая, что на рабочих частотах современной ЭПА КА, основной вклад в тепловыделение транзисторов вносят именно коммутационные потери, можно сделать допущение, что при равных частотах работы, тепловыделение транзисторов в резонансных преобразователях также будут ниже, чем у не-резонансных (рисунок 1.13) [19, 45, 72, 73].

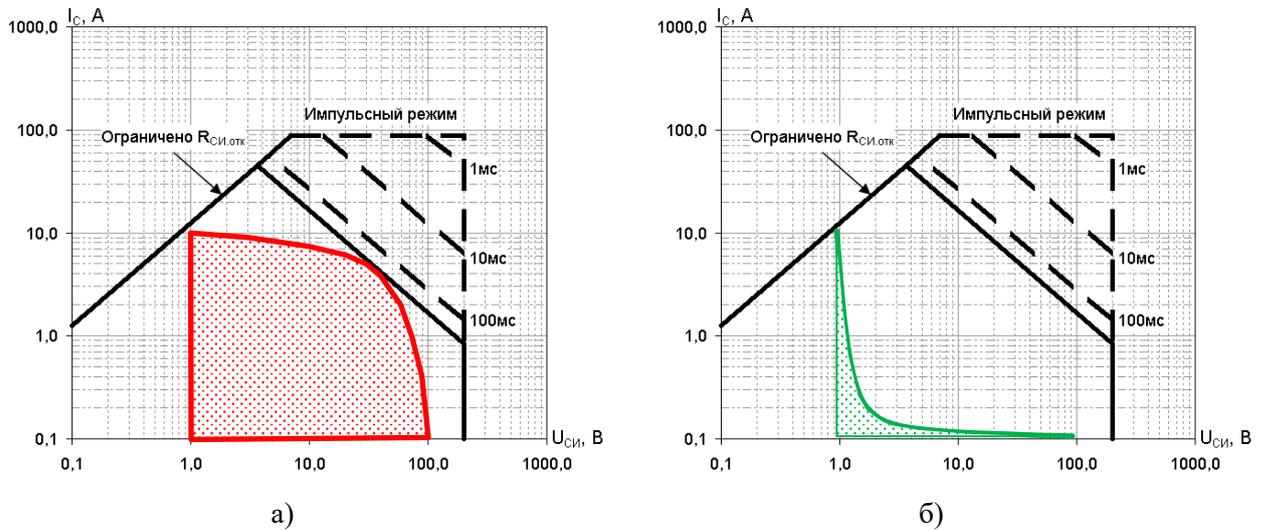


Рисунок 1.13 – Коммутационные потери транзистора 2ПЕ303А9

- а) при жесткой коммутации (в составе не-резонансного преобразователя);
- б) при низкодиссипативной коммутации (в составе резонансного преобразователя).

1.3. Синтез энергоэффективной системы электропитания малого космического аппарата

Учитывая приведенные выше режимы работы ЭПК, а также требования, предъявляемые к ЭПА МКА, можно синтезировать структуру энергоэффективной СЭП МКА (рисунок 1.14), которая будет совпадать со структурой СЭП с буферным подключением АБ к ВШЭ (рисунок 1.5). Как видно из рисунка, эффективность СЭП в первую очередь будет определяться эффективностью преобразователя энергии [67, 69]. Энергоэффективность солнечной и аккумуляторной батарей, для приведенной СЭП будет определяться энергетическими характеристиками фотопреобразователей и аккумуляторных ячеек, которые, в свою очередь, имеют большую зависимость от материалов и технологий изготовления, нежели от применяемой схмотехники [60, 62, 67, 69].

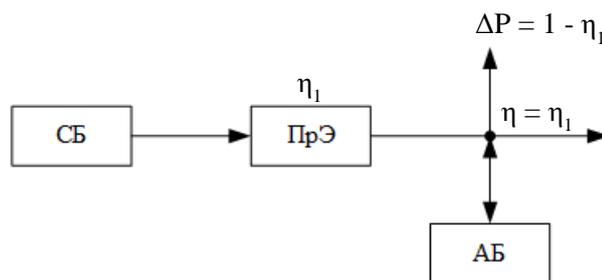


Рисунок 1.14 – Структурная схема СЭП МКА с буферным подключением АБ к ВШЭ

Выбор преобразователя энергии с последовательным включением регулирующего элемента (как в непосредственном понижающем преобразователе) обусловлен необходимостью снизить токовую и тепловую нагрузку на элементы силовой части. Тем не менее, для достижения высокой энергоэффективности СЭП требуется обеспечить минимизацию коммутационных потерь, для снижения импульсных электрических и тепловых нагрузок на элементы. Соответственно, при проектировании преобразователя необходимо решить три взаимосвязанные задачи:

- обеспечить НДК транзисторов;
- обеспечить функционирование при единичном отказе;
- обеспечить высокий КПД.

Оптимальным вариантом решения поставленных задач является применение резервированного резонансного преобразователя, обеспечивающих минимизацию тепловыделения силовых элементов. Важным моментом при проектировании резонансного преобразователя является выбор способа регулирования, поскольку существующие импульсные и дискретные способы управления обладают рядом недостатков, что будет рассмотрено во второй главе настоящей диссертации.

В настоящее время, для применения в ЭПА проработан широкий спектр резонансных преобразователей [18, 38, 45, 51, 54, 55, 63, 70, 72, 81, 83, 85, 90, 91, 97-100, 113, 121, 126-128]:

- с промежуточным звеном переменного тока (рисунок 1.15а);
- с вольтодобавочным звеном (рисунок 1.15б);
- на основе индуктивно-емкостных преобразователей (рисунок 1.15в).

Наибольшее распространение получили резонансные преобразователи на основе схемы двойного активного моста (рисунок 1.15а), представляющей из себя мостовой инвертор с синхронным мостовым выпрямителем и LC, CLC или LCL колебательным контуром.

Сохранение режима НДК транзисторов инверторно-трансформаторных преобразователей при регулировании выходного напряжения обеспечивается за счет введения частотной подстройки в дополнение к ШИМ. В зависимости от режима работы, в схеме реализуется НДК при замыкании и размыкании для транзисторов нерегулируемого моста, и НДК при замыкании, либо размыкании для транзисторов регулируемого моста [54, 55, 63, 70, 98, 100, 127].

Недостатками резонансных преобразователей подобного класса является наличие большого количества точек единичного отказа ЭПА, а также то, что часть транзисторов всегда будет иметь жесткую коммутацию, обусловленную самим принципом алгоритма управления.

В [68] рассматриваются реализации резонансного инверторно-трансформаторного преобразователя с дискретно-импульсным управлением. Несмотря на необходимость частотной подстройки, обеспечивающей нивелирование фазового сдвига между первыми гармониками тока и напряжения

колебательного контура, преобразователь демонстрирует сохранение НДК всех транзисторов при замыкании и размыкании в процессе регулирования выходного напряжения.

Соответственно, можно сделать вывод о том, что резонансная ЭПА с дискретно-импульсным управлением обладает большими перспективами применения в СЭП МКА, в отличие от импульсного управления. Вместе с тем, в указанной работе указывается ряд принципиальных недостатков, одним из которых является снижение $K_{УМ}$ из-за асимметричного режима перемагничивания трансформатора, имеющего значительную массу и габаритные характеристики. Но основным недостатком приведенной схемы является низкая надежность из-за отсутствия резервирования транзисторов.

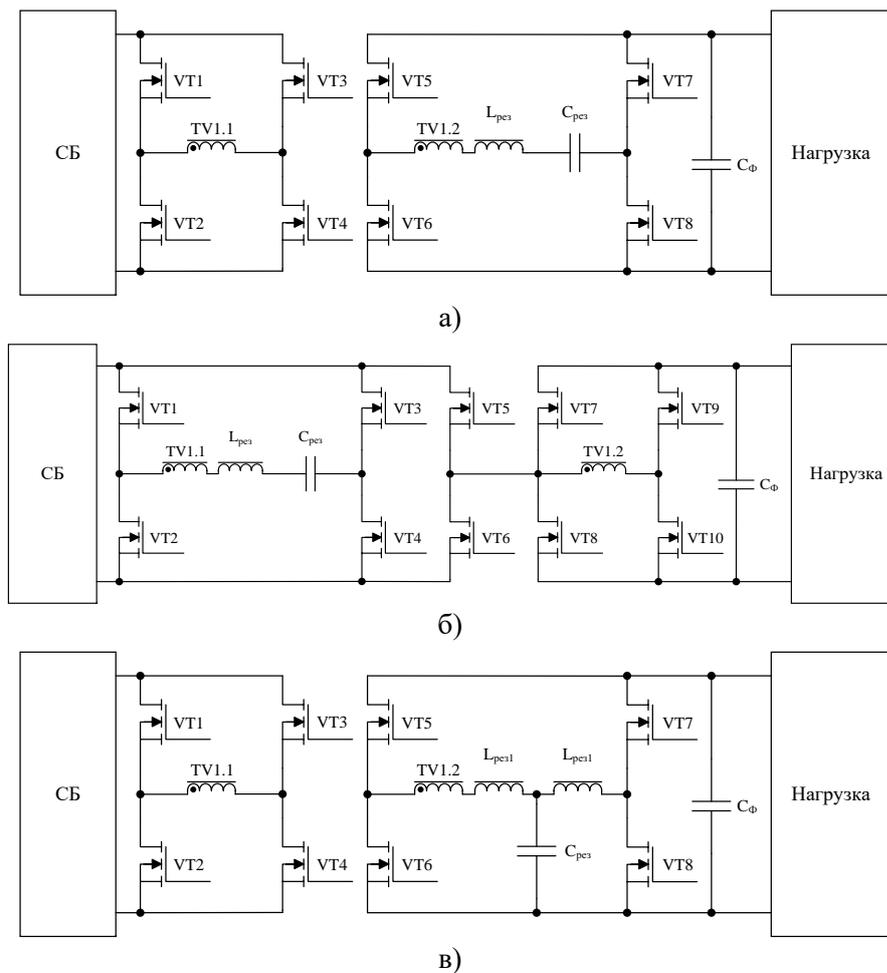


Рисунок 1.15 – ЭПА МКА на основе резонансных преобразователей

а) с промежуточным звеном переменного тока;

б) с вольтодобавочным звеном;

в) на основе индуктивно-емкостного преобразователя.

При этом, для схемы двойного активного моста, отсутствие резервирования элементов приводит, в случае единичного отказа произвольного транзистора, к невозможности передачи энергии от источника питания в нагрузку с заданным КПД, поскольку происходит замагничивание магнитопровода. Возможность принудительного размагничивания, за счет смены алгоритма коммутации, приводит к снижению КПД и увеличивает вероятность отказа ЭПА.

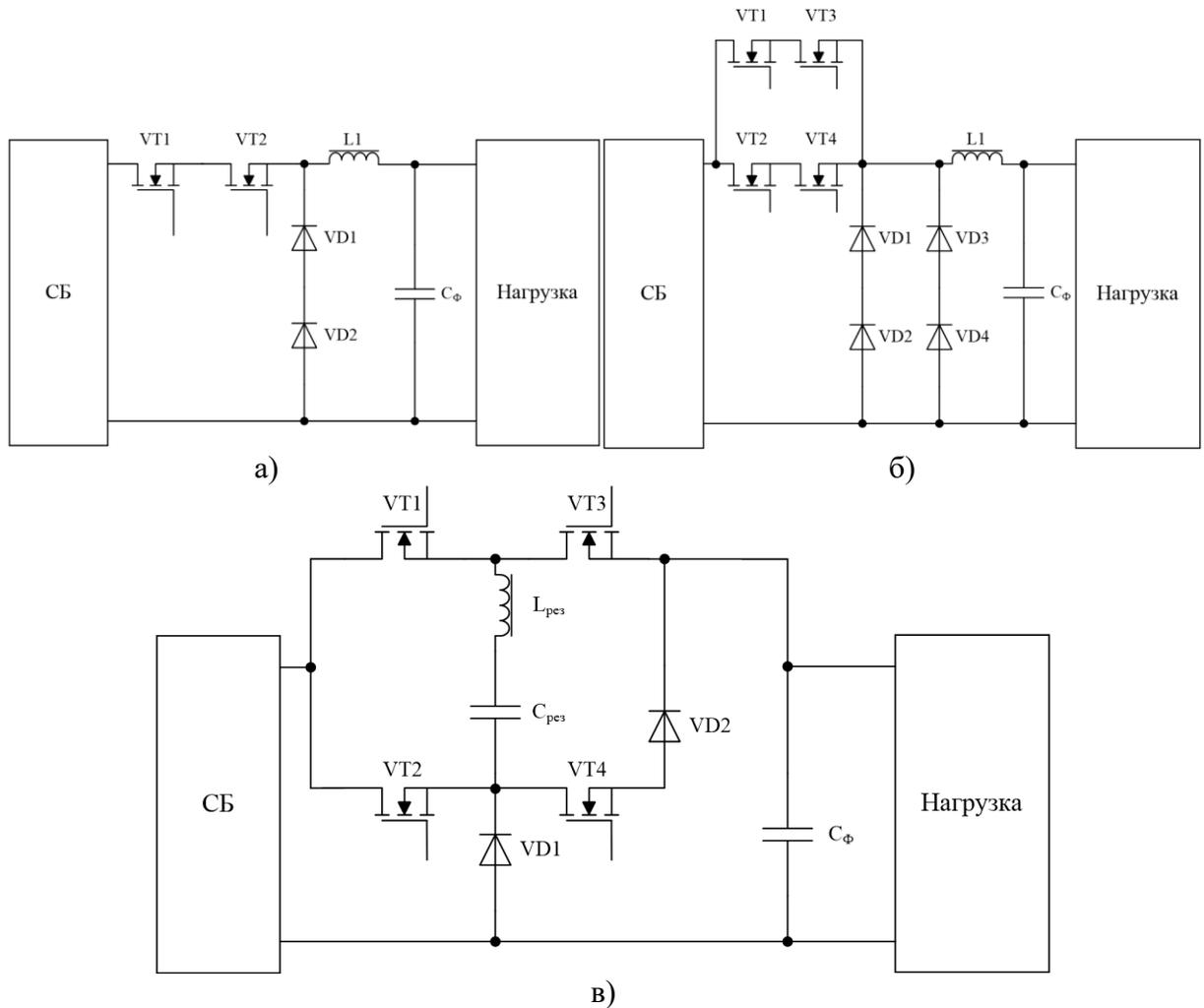
Схема вольтодобавочного преобразователя позволяет обеспечить прямую передачу энергии (либо функционирование в режиме эквивалента последовательного преобразователя), при единичном отказе, однако подобный подход требует выбора всех транзисторов под максимальные значения токов и напряжений, что нивелирует преимущество разделения потока энергии от источника питания. Кроме того, $K_{ум}$ такого преобразователя, за счет большого количества транзисторов, будет значительно меньше аналогичного последовательного преобразователя.

Соответственно, для применения в ЭПА МКА резонансных преобразователей необходимо решить несколько принципиальных задач, таких как:

- исключить силовой трансформатор и минимизировать дроссель колебательного контура, снижающие $K_{ум}$ из-за большой массы и габаритов;
- минимизировать количество транзисторов, обеспечив при этом их резервирование на единичный отказ;
- упростить алгоритмы формирования сигналов управления, исключив необходимость применения ФАПЧ, обеспечив при этом НДК для всех транзисторов, во всем диапазоне рабочих нагрузок.

Учитывая необходимость последовательного соединения элементов силовой части преобразователя (для обеспечения требований надежности), а также то, что основные потери мощности в ЭПА МКА с буферным подключением АБ к ВШЭ обеспечиваются при токах солнечной батареи (СБ) близких к токам короткого замыкания, сделан вывод о перспективности резервированного непосредственного понижающего преобразователя (рисунок 1.16а). Модификация схемы

преобразователя для обеспечения работы при единичном отказе элемента на обрыв (рисунок 1.16б), а также перенос реактивных элементов в колебательный контур (рисунок 1.16в) и оптимизация числа диодов, привела к синтезу резонансного бестрансформаторного преобразователя (РБП) энергии СБ.



- а) резервированный понижающий преобразователь (единичный отказ на КЗ);
 б) резервированный понижающий преобразователь (единичный отказ на КЗ или обрыв);
 в) резонансный бестрансформаторный преобразователь.

Рисунок 1.16 – РБП энергии СБ

Основными отличиями РБП от классических резонансных инверторно-трансформаторных схем являются:

- отсутствие силового согласующего трансформатора;
- совмещение функций инверторной и выпрямительной схем для транзисторов;
- наличие нескольких режимов передачи энергии от СБ в нагрузку.

Основные режимы работы РБП (направление протекания тока указано стрелками):

1) Режим прямой передачи энергии. В момент времени, когда выполняются условия $U_{н_мин} \leq U_n \leq U_{н_макс}$ и мощность СБ $P_{СБ}$ равна P_n , транзисторы VT1-VT4 дискретно замыкаются (рисунок 1.17а), шунтируя колебательный контур и формируя две параллельные ветви протекания тока СБ, АБ отключена от ВШЭ (для экономии уровня заряда, либо передачи всей энергии в нагрузку). В данном режиме напряжение СБ $U_{СБ}$ равно U_n , ток СБ $I_{СБ}$ определяется по ВАХ СБ как $I_{СБ}=f(U_{СБ})$.

2) Режим прямой передачи энергии и заряд АБ. В момент времени, когда выполняются условия $U_{н_мин} \leq U_n \leq U_{н_макс}$, $P_{СБ} > P_n$, транзисторы VT1-VT4 дискретно замыкаются, шунтируя колебательный контур и формируя две параллельные ветви протекания тока СБ, АБ подключена к ВШЭ, параллельно нагрузке, и заряжается (рисунок 1.17а). Напряжение СБ в данном режиме равно $U_{СБ} = U_{АБ} + \Delta U$ (где $U_{АБ}$ – напряжение АБ, ΔU – падение напряжения между АБ и СБ), ток СБ определяется по ВАХ СБ и распределяется на питание нагрузки и заряд АБ.

3) Режим регулирования выходного напряжения. В момент времени, когда выполняются условия $U_n > U_{н_макс}$ и $P_{СБ} > P_n$, транзисторные диагонали VT1-VT4, VT2-VT3 попеременно коммутируют на частоте резонанса колебательного контура (рисунок 1.17б, рисунок 1.17в), диод VD1 обеспечивает протекание тока колебательного контура в нагрузку в момент регулирования (рисунок 1.17г), диод VD2 блокирует открытие обратного диода транзистора VT4, АБ полностью заряжена и подключена к ВШЭ, параллельно нагрузке, для компенсации саморазряда.

Регулирование выходного напряжения в РБП можно представить в виде комбинаций двух этапов, каждый из которых состоит из двух подэтапов:

Этап 1. Интервал передачи энергии в нагрузку

1.1 Коммутация транзисторной диагонали VT1, VT4, обеспечивающая формирование положительной полуволны тока колебательного контура и передача энергии в нагрузку (рисунок 1.17б).

1.2 Коммутация транзисторной диагонали VT2, VT3, обеспечивающая формирование отрицательной полуволны тока колебательного контура передача энергии в нагрузку (рисунок 1.17в).

Этап 2. Интервал рассеивания энергии, запасенной в колебательном контуре

2.1 Коммутация транзисторной диагонали VT1, VT4, обеспечивающая формирование положительной полуволны тока колебательного контура и передача энергии в нагрузку (рисунок 1.17б).

2.2 Коммутация транзистора VT3, обеспечивающая передачу энергии, накопленной в колебательном контуре, в нагрузку (рисунок 1.17г).

Согласно требованиям по надежности, схема РБП должна обеспечивать передачу энергии при единичном отказе произвольного элемента силовой части. Анализ схемы преобразователя показал, что:

- отказ элементов колебательного контура приводит к потере НДК, РБП может функционировать в режиме прямой передачи энергии и регулировать выходное напряжение по аналогии с понижающим преобразователем без LC-фильтра;

- отказ диода VD1 на КЗ приводит к потере электрогенерирующей мощности СБ, что требует установки плавкой перемычки, обеспечивающей разрыв цепи при отказе элемента;

- отказ диода VD1 на обрыв приводит к потере НДК, РБП может функционировать в режиме прямой передачи энергии и регулировать выходное напряжение по аналогии с понижающим преобразователем без LC-фильтра.

Учитывая, что в ЭПК применяются многоканальная ЭПА, резервирование указанных элементов в каждом преобразователе приведет к избыточному росту массы ЭПА и снижению $K_{ум}$. Оптимальным решением является введение дополнительного резервного канала РБП, для оперативной замены вышедшего из строя.

Выполнение требований надежности при отказе произвольного транзистора решается за счет изменения алгоритма коммутации транзисторов программным способом.

В случае отказа произвольного транзистора на КЗ (по результатам анализа, выбран отказ VT3 как наиболее опасный):

- в режимах прямой передачи энергии и прямой передачи энергии и заряда АБ (рисунок 1.17а), алгоритм коммутации транзисторов преобразователя остается прежним;

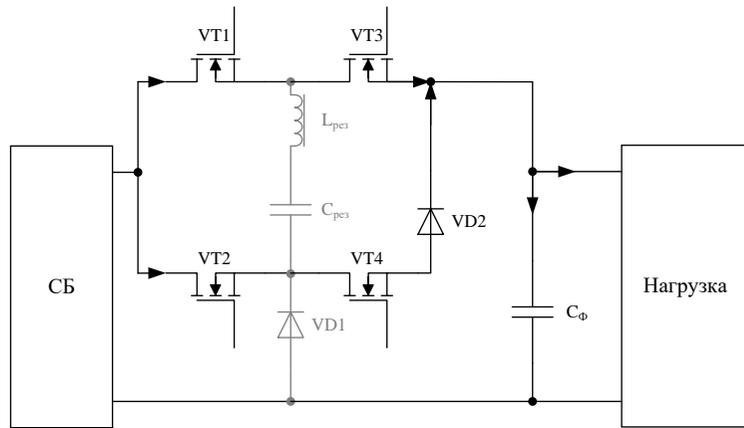
- в режиме регулирования выходного напряжения, алгоритм коммутации изменяется. На первом этапе происходит передача полуволны тока диагонально отказавшего транзистора (рисунок 1.18б), на втором этапе – происходит подкорачивание колебательного контура за счет замыкания транзистора, смежного с отказавшим на КЗ (для приведенного рисунка – VT1-VT2).

В случае отказа на обрыв (по результатам анализа, выбран VT3):

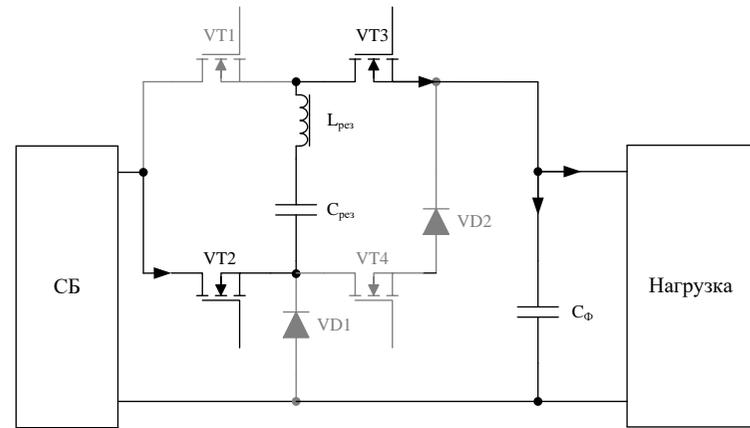
- в режимах прямой передачи энергии и прямой передачи энергии и заряда АБ (рисунок 1.18в), алгоритм коммутации транзисторов преобразователя остается прежним, однако ток через проводящую стойку транзисторов удваивается;

- в режиме регулирования выходного напряжения (рисунок 1.18г), алгоритм коммутации изменяется. На первом этапе происходит передача полуволны тока диагонально рабочих транзисторов (для приведенного рисунка – VT1-VT4), на втором этапе – происходит подкорачивание колебательного контура за счет замыкания смежных рабочих транзисторов (для приведенного рисунка – VT1-VT4).

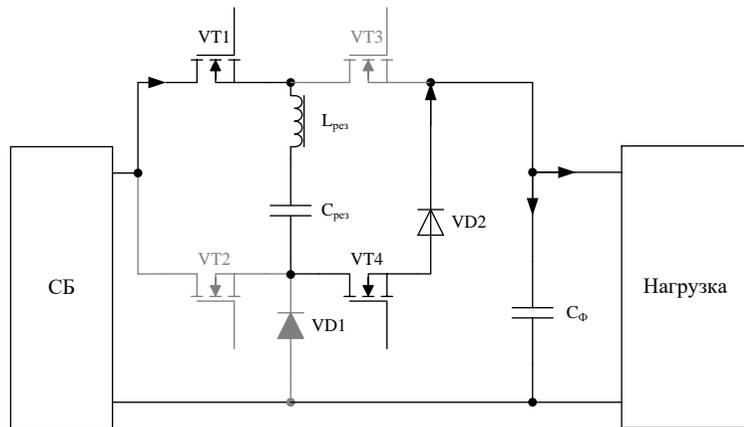
Таким образом, несмотря на снижение параметров электроэнергии при единичном произвольном отказе силового элемента РБП сохраняет работоспособность и обеспечивает НДК транзисторов.



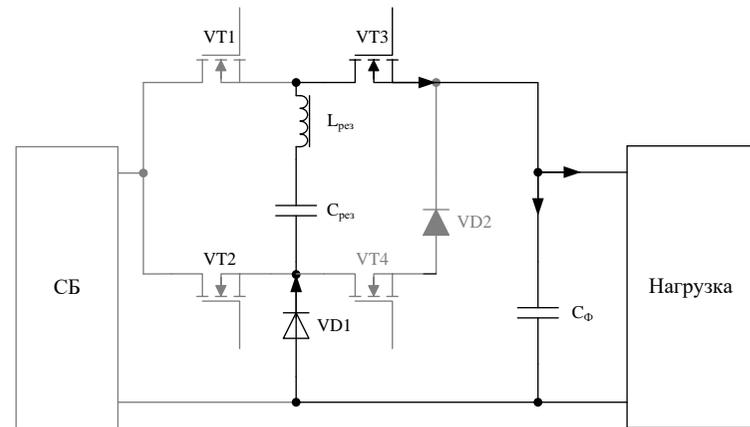
а)



в)



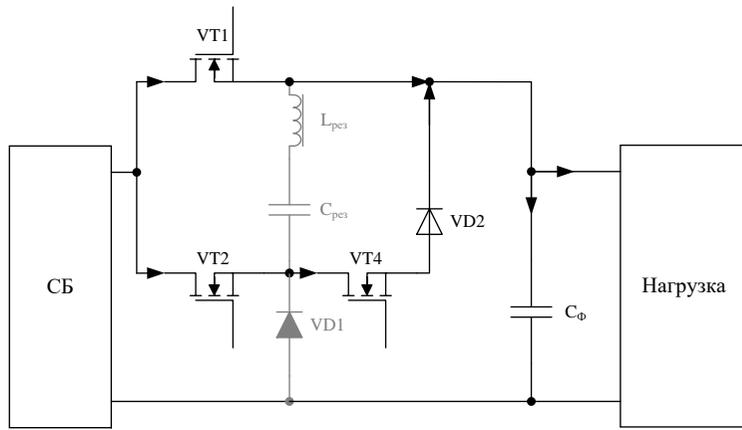
б)



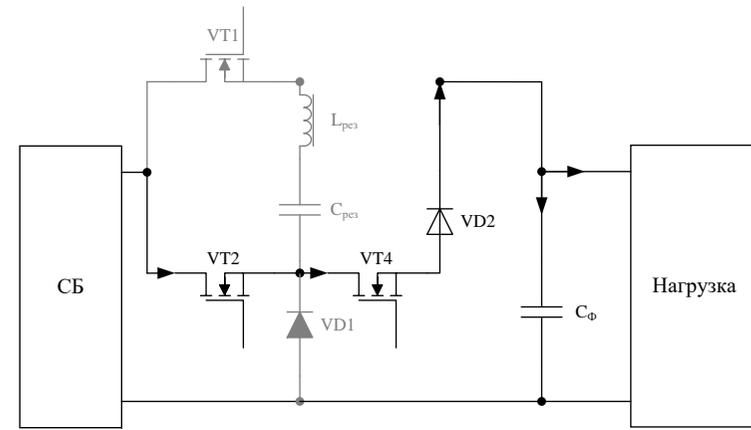
г)

Рисунок 1.17 – Основные схемы работы РБП

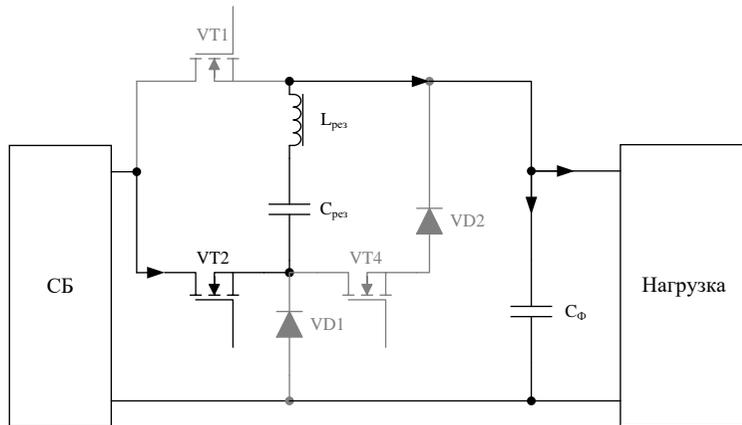
- а) в режиме прямой передачи энергии;
 б) в режиме регулирования выходного напряжения (передача положительной полуволны);
 в) в режиме регулирования выходного напряжения (передача отрицательной полуволны);
 г) в режиме регулирования выходного напряжения (передача энергии, накопленной в контуре).



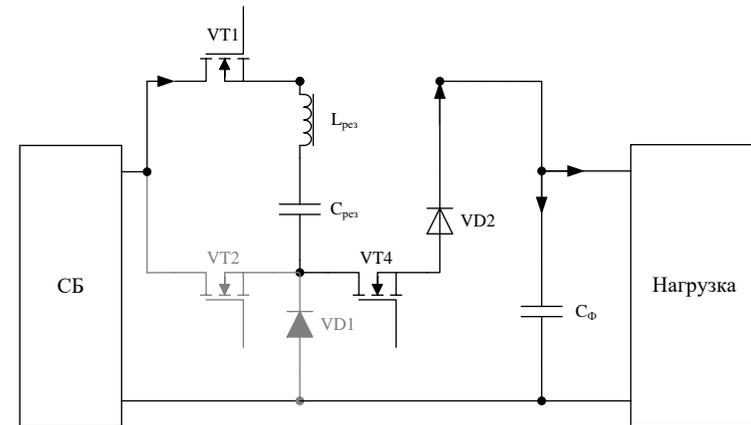
а)



в)



б)



г)

Рисунок 1.18 – Схемы работы РБП при единичном отказе произвольного транзистора

- а) на КЗ в режиме прямой передачи энергии;
- б) на КЗ в режиме регулирования выходного напряжения;
- в) на обрыв в режиме прямой передачи энергии;
- г) на обрыв в режиме регулирования выходного напряжения.

1.4. Выводы по главе 1

1. Выбор СЭП с буферным подключением АБ к низковольтной нестабилизированной ВШЭ (24...34) В является оптимальным вариантом для ЭПК МКА по критериям КПД и $K_{ум}$, поскольку исключается режим двойного преобразования энергии.

2. Выполнение комплекса условий, предъявляемых к ЭПА МКА, в части минимизации габаритной мощности элементов, снижении массы ФУ, снижения тепловыделения в режиме коммутации и т.д., требует применения резонансных преобразователей энергии.

3. Несмотря на высокий КПД, применение резонансных инверторно-трансформаторных преобразователей в ЭПА МКА затруднено из-за низкого уровня надежности и $K_{ум}$.

4. Разработанный РБП позволяет совместить преимущества непосредственных и инверторно-трансформаторных преобразователей, такие как НДК, высокий $K_{ум}$ и возможность передачи энергии СБ в нагрузку при единичном отказе произвольного транзистора.

5. Использование в резонансной ЭПА импульсных способов регулирования выходного напряжения неоптимально с позиции повышения КПД, поскольку не позволяет обеспечить НДК всех транзисторов во всем диапазоне регулирования и нагрузок.

2. Разработка алгоритма дискретно-импульсного управления резонансным бестрансформаторным преобразователем

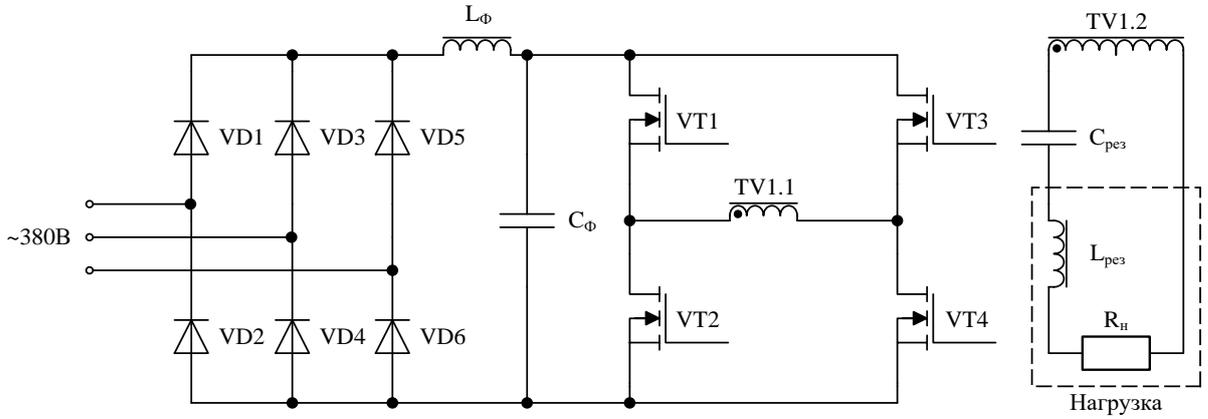
2.1. Анализ применимости кодово-импульсного регулирования для энергопреобразующей аппаратуры малого космического аппарата

Анализ способов управления резонансным преобразователем [18, 54, 55, 63, 70, 72, 81, 83, 85, 90, 94, 121, 127, 128] показал, что регулирование выходного напряжения с помощью частотной, фазовой или широтно-импульсной модуляций формирует дополнительный фазовый сдвиг между первыми гармониками тока и напряжения в колебательном контуре. Это приводит к смещению момента перехода тока контура через ноль, что повышает коммутационные потери и тепловыделение транзисторов.

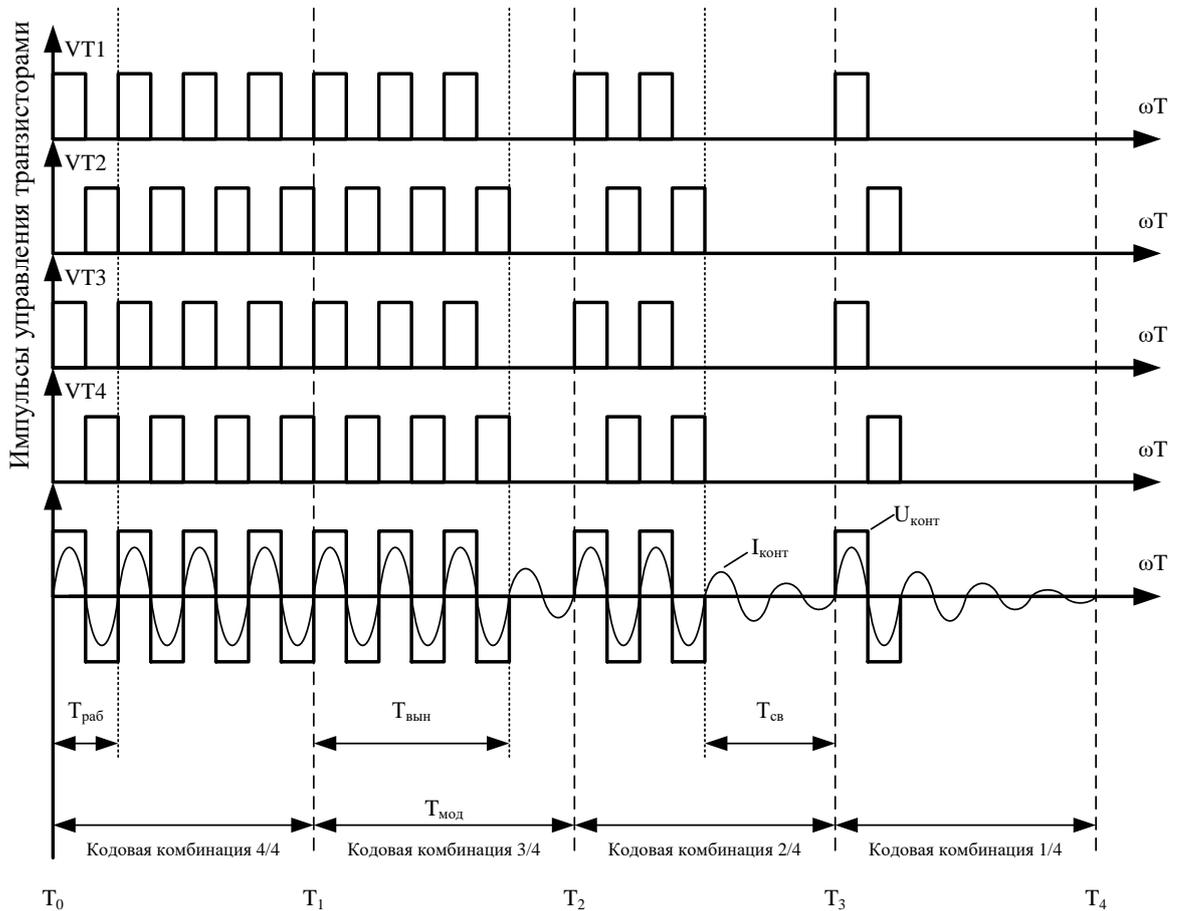
В большинстве работ фазовый сдвиг предлагается компенсировать за счет введения ФАПЧ [18, 54, 55, 63, 70, 72], что значительно усложняет алгоритм управления из-за необходимости расчета тангенциальных (а в некоторых случаях – синусоидальных) коэффициентов подстройки частоты и корректировки номинальной частоты работы. Кроме того, применение ФАПЧ не позволяет полностью исключить коммутационные потери транзисторов (поскольку часть транзисторов всегда будут переключаться жестко), что снижает КПД преобразователя.

Для минимизации фазового сдвига возможно применение кодово-импульсного регулирования (КИР), которое нашло применение в установках индукционного нагрева (рисунок 2.1а) [68]. В отличие от ШИМ, в котором регулирование выходного напряжения происходит изменением длительности импульса управления в течение полупериода, принцип КИР заключается в изменении числа периодов подключения источника питания к нагрузке (рисунок 2.1б). Соответственно, можно утверждать, что КИР является дискретно-импульсным способом регулирования, поскольку управляющее воздействие передается через

фиксированные интервалы времени ΔT , кратное периоду рабочей частоты, и принимает значения в диапазоне $[0, \Delta K, \dots, 100 \text{ \%}]$, где ΔK – фиксированный шаг.



а)



б)

Рисунок 2.1 – Регулирование параметров нагрузки с помощью КИР

- а) схема преобразователя индукционного нагрева;
- б) диаграммы основных напряжений и токов при КИР.

При анализе способов управления, аналогичных КИР, необходимо ввести следующие определения:

- период модуляции $T_{\text{мод}}$ – интервал времени, в течение которого происходит однократное изменение кодовой комбинации;
- кратность кодовой комбинации $K_{\text{мод}}$ – отношение вида $T_{\text{мод}}/T_{\text{раб}}$, натуральное число;
- период вынужденных колебаний $T_{\text{вын}}$ – интервал времени, в течение которого происходит передача энергии в нагрузку через колебательный контур;
- кратность вынужденных колебаний $K_{\text{вын}}$ – отношение вида $T_{\text{вын}}/T_{\text{раб}}$, натуральное число;
- период свободных колебаний $T_{\text{св}}$ – интервал времени, в течение которого происходит регулирование выходного напряжения;
- кратность свободных колебаний $K_{\text{св}}$ – отношение вида $T_{\text{св}}/T_{\text{раб}}$, натуральное число;
- кодовая комбинация (КК) – отношение вида $K_{\text{вын}}/K_{\text{мод}}$, изменяется в диапазоне $[0, 1]$, с шагом $1/K_{\text{мод}}$.

Принцип работы КИР – для системы управления преобразователем задана таблица КК, в которой каждой комбинации соответствует количество и последовательность $T_{\text{вын}}$, $T_{\text{св}}$, $T_{\text{мод}}$. Также задана функция $f(x)$, позволяющая однозначно связать КК с величиной ошибки стабилизации выходного напряжения. В начале $T_{\text{мод}}$, происходит однократное изменение КК для минимизации отклонения от стабилизируемого значения. Соответственно, КИР можно представить в виде эквивалентной ШИМ с длительностью периода $T_{\text{мод}}$ и дискретно изменяемой шириной импульса $\gamma_{\text{эkv_КИР}} \in [0, T_{\text{раб}}/T_{\text{мод}}, \dots, 1]$.

Основным недостатком КИР является малая точность стабилизации выходной величины, поскольку эквивалентная рабочая частота снижается в $K_{\text{мод}}$ раз. Для установок индукционного нагрева, в которых скорость реакции системы управления определяется скоростью изменения температуры заготовки, низкая точность стабилизации является допустимым условием работы, ввиду высокой инерционности процесса нагрева. Учитывая, что СЭП МКА с буферным

подключением АБ также является высокоинертной системой, поскольку скорость реакции на изменение напряжения ВШЭ будет определяться инерционностью АБ, применение КИР потенциально допустимо.

В отличие от установок индукционного нагрева, где выходное напряжение может изменяться от нуля до максимального значения, напряжение на нагрузке МКА жестко ограничено [13-17, 42, 67, 69, 86, 89, 115, 122]. Соотношение между максимальным напряжением СБ и минимальным напряжением ВШЭ МКА редко превышает 0,5. Таким образом, применение оригинального алгоритма КИР является избыточным и требует модификации. Искомым решением является однополярное кодово-импульсное регулирование (ОКИР), чьим основным отличием от оригинального алгоритма является добавление в $T_{св}$ дополнительных интервалов подключения колебательного контура к источнику питания, равных $0,5 \cdot T_{раб}$ (рисунок 2.2). Соответственно, $T_{мод}$ можно представить в виде эквивалентного периода ШИМ с дискретно изменяемой шириной импульса $\gamma_{экр_ОКИР} \in [0,5, 0,5 + T_{раб}/T_{мод}, \dots, 1]$.

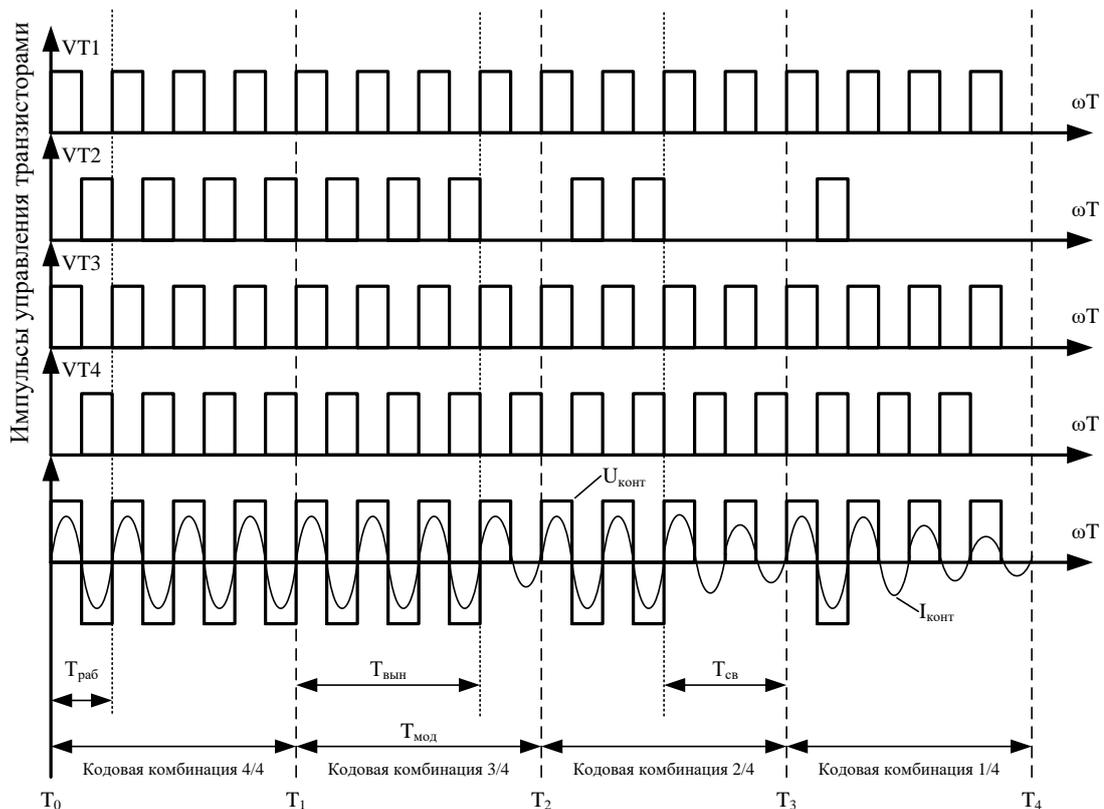


Рисунок 2.2 – Диаграмма работы ОКИР

Как видно из алгоритма ОКИР, регулирование выходного напряжения обеспечивается чередованием периодов заряда/разряда выходного конденсатора C_Φ . Считая, что нагрузка является чисто активной, и преобразователь работает в установившемся режиме, изменение выходного напряжения можно описать как

$$\frac{U_{CB}(I_{CB})}{T_{мод}} \int_0^{T_{мод}} \left(1 - e^{-\frac{K_{вын}}{K_{мод}} t}\right) dt = \frac{U_H}{T_{мод}} \cdot \int_0^{T_{мод}} \left(1 - e^{-\frac{K_{св}}{2 \cdot K_{мод}} t}\right) \cdot e^{-\frac{K_{св}}{2 \cdot K_{мод}} t} dt \quad (2.1)$$

При расчете (1) необходимо учитывать влияние диода VD1, который будет ограничивать величину и скорость разряда C_Φ и $C_{рез}$, обеспечивая режим прерывистого тока. Длительность участков прерывистого тока, а, следовательно, и внесение нелинейности в регулировочную характеристику будет определяться скоростью разряда $C_{рез}$, которая ограничивается величиной $L_{рез}$ и R_H :

$$\begin{cases} I_{C_{рез}} = I_{L_{рез}} = \frac{U_H}{R_H} - I_{C_\Phi}; \\ I_{C_{рез}} = C_{рез} \cdot \frac{dU_{C_{рез}}}{dt}; \\ I_{C_\Phi} = C_\Phi \cdot \frac{dU_H}{dt}. \end{cases} \quad (2.2)$$

Из (2.1), (2.2) можно сделать вывод о наличии зависимости регулировочной характеристики от выбранной КК, параметров колебательного контура и нагрузки. При этом, для малого $K_{мод}$ зависимость будет иметь линейный характер за счет малой величины разряда/заряда $C_{рез}$ и C_Φ , однако с ростом $T_{мод}$, характеристика будет принимать форму, близкую к экспоненциальной.

Несмотря на то, что ОКИР позволяет обеспечить регулирование напряжения ВШЭ с сохранением НДК, для применения в составе ЭПА МКА необходимо решить вопрос о способе изменения КК, для обеспечения требуемых энергетических характеристик.

2.2. Выбор алгоритма смены кодовых комбинаций для дискретно-импульсного регулирования

Смену КК (рисунок 2.3), в процессе регулирования выходного напряжения, можно реализовать несколькими способами:

1. Единовременная. Все разряды текущей КК изменяются одновременно, для соответствия требуемой КК, в начале каждого периода модуляции.

2. Последовательная (без фиксации КК). Каждый период модуляции система управления инкрементирует/декрементирует текущую КК до соответствия требуемой КК. При их совпадении, система управления переходит в режим периодического изменения текущей КК на единицу.

3. Последовательная (с фиксацией КК). Каждый период модуляции система управления инкрементирует/декрементирует текущую КК до соответствия требуемой КК. При их совпадении, изменение КК блокируется.

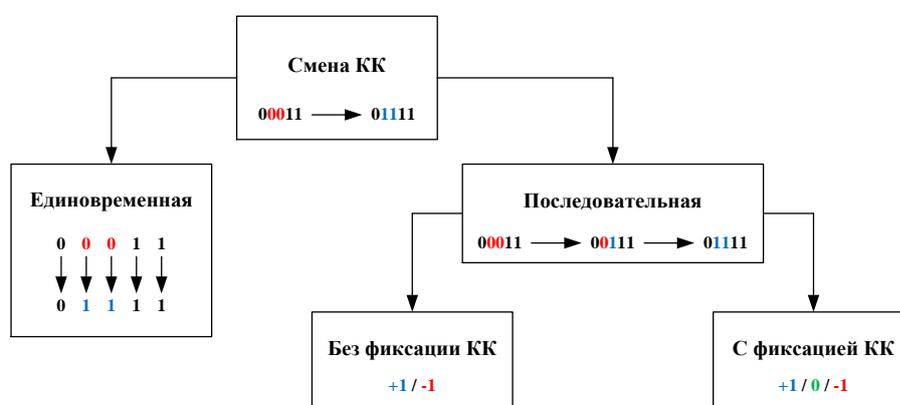


Рисунок 2.3 – Способы смены КК

Ближайшим аналогом единовременной смены КК является П-регулятор с бесконечно большим коэффициентом усиления. Соответственно, преимущества и недостатки указанного способа смены КК будут идентичны подобному регулятору – высокая скорость реакции на отклонение от стабилизуемого значения, но большая сложность в обеспечении устойчивой работы отдельного преобразователя и построение многоканальной ЭПА.

Примером реализации последовательной смены КК (рисунок 2.4) может служить ПИ-регулятор с гистерезисным элементом. Добавление интегральной составляющей позволяет исключить «дребезг» регулятора, а использование гистерезисного элемента с зоной нечувствительности позволяет обеспечить фиксацию КК. Такой регулятор позволяет обеспечить большую точность регулирования и стабильность работы ЭПК. Применение последовательной смены КК приводит к снижению скорости реакции системы управления, делая минимальное время между формированием КК кратным $K_{\text{мод}}$, однако высокая инерционность процесса изменения выходного напряжения, вызванная большим выходным фильтром и АБ, подключенными к ВШЭ, позволяет пренебречь данным недостатком. Учитывая необходимость обеспечения стабильной работы каналов преобразования энергии ЭПК МКА (без перехода в неустойчивые состояния из-за скачкообразного изменения управляющего сигнала [13]), а также многоканальную структуру ЭПА, в дальнейшем рассматривается только последовательная смена КК.

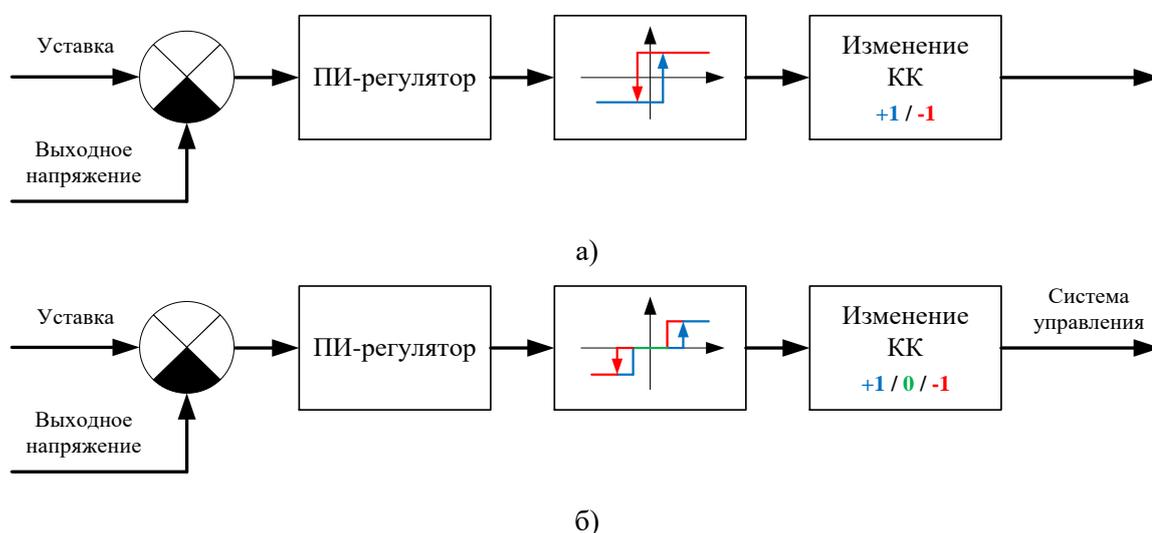


Рисунок 2.4 – Реализация последовательной смены комбинации

а) без фиксации КК; б) с фиксацией КК.

Анализ источников [26, 40, 67, 71, 73, 78, 79] показал, что применение дискретно-импульсного регулирования с возможностью фиксации комбинации (реализованной введением зоны нечувствительности в гистерезисный элемент)

позволяет снизить пульсации напряжения ВШЭ из-за исключения $T_{\text{мод}}$ с периодическим инкрементом/декрементом КК. В качестве примера алгоритма с последовательной сменой КК можно рассмотреть S3R (Sequential Switching Shunt Regulator, управление с помощью последовательного переключения шунтов) и его модификаций для управления многоканальными ШС [10, 27, 28, 40, 78, 94]. Данный алгоритм (рисунок 2.5), обеспечивающий регулирование и стабилизацию выходного напряжения за счет регулирования количества подключенных секций СБ, нашел широкое применение в составе ЭПК КА и МКА.

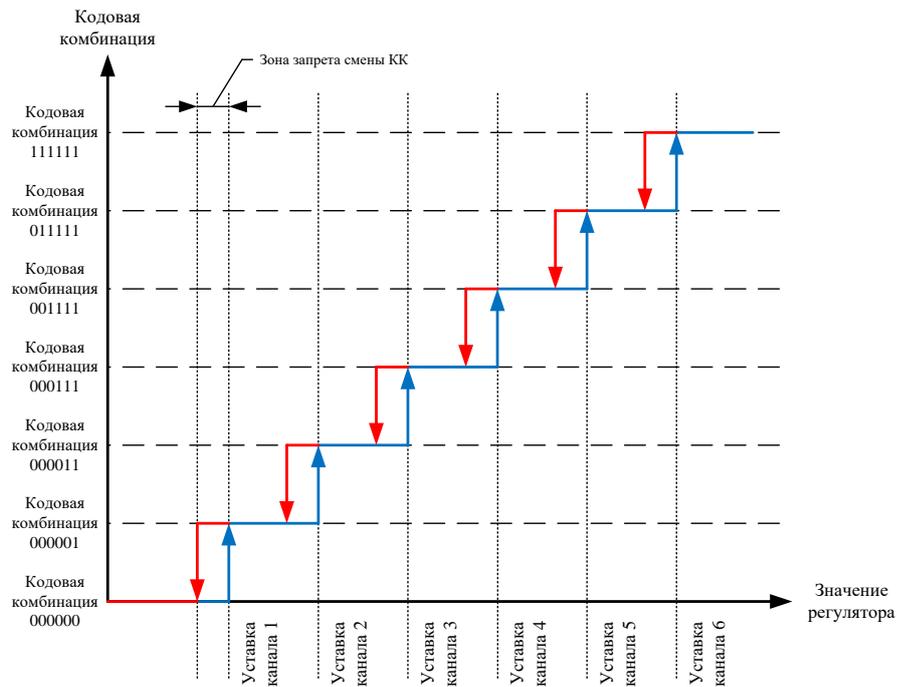
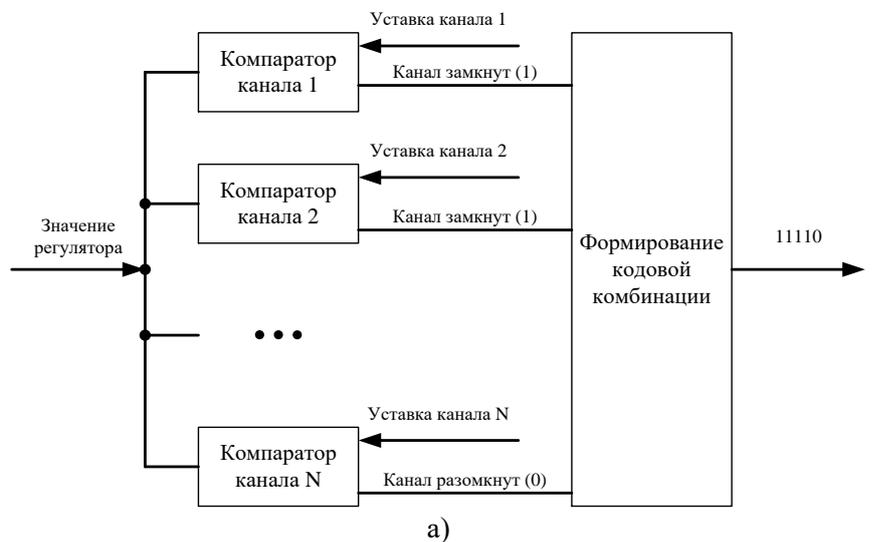


Рисунок 2.5 – Принцип формирования и смены КК для алгоритма S3R

Логика работы алгоритма S3R в общем виде эквивалентна алгоритму релейного регулирования – значение регулятора сравнивается с многопороговым компаратором, формирующему КК в виде набора сигналов на замыкание/размыкание каналов ШС (таблица 2.1).

Учитывая, что вероятность совпадения мощности нагрузки и мощности СБ крайне мала, можно сделать допущение, что в каждый момент времени часть каналов ШС находятся в режиме передачи энергии в нагрузку, часть – в режиме шунтирования секций СБ и один канал находится в режиме периодической коммутации. Соответственно, погрешность стабилизации напряжения ВШЭ будет определяться только периодически коммутирующим каналом, ее величину можно оценить через процесс заряда/разряда емкости выходного фильтра:

$$\Delta U_n = U_n \cdot e^{-\frac{R_n \cdot C_{out}}{N_{пер} \cdot T_{раб}}} \cdot \left(1 - e^{-\frac{R_n \cdot C_{out}}{N_{зак} \cdot T_{раб} + \Delta T_{раб}}} \right) \quad (2.3)$$

где $N_{пер}$ – количество периодов $T_{раб}$, когда энергия СБ передается в нагрузку;

$N_{зак}$ – количество периодов $T_{раб}$, когда энергия СБ шунтируется;

$\Delta T_{раб}$ – смещение процесса разряда выходного фильтра, мкс;

C_{out} – выходная емкость преобразователя, Ф.

Из (2.3) видно, что минимальная погрешность стабилизации напряжения, при использовании алгоритма S3R, обеспечивается при условии $N_{пер} = N_{зак} = 1$ (что эквивалентно сигналу управления ШИМ с $\gamma_{эКВ_S3R} = 0,5$), и нагрузке близкой к режиму холостого хода, $\Delta U_n \rightarrow 0$. Максимальная погрешность стабилизации будет при работе преобразователя на максимальную нагрузку, стремясь к $\Delta U_n \rightarrow U_n$.

Теоретически, при использовании идеальной СБ, (2.3) можно свести к нулю за счет увеличения частоты работы (при $T_{раб} \rightarrow 0$, $\Delta U_n \rightarrow 0$). На практике, параметры цепей передачи энергии между СБ и преобразователем, в частности паразитная выходная емкость СБ, ограничивают максимальное значение рабочей частоты, из-за формирования высокочастотного импульса тока разряда емкости, значительно повышающего токовую и тепловую нагрузки элементов [10, 27, 28, 40, 84, 94, 111].

Для компенсации подобных негативных воздействий на ЭПА, требуется применение усложненных алгоритмов коммутации каналов с высокой частотой работы, но низкой частотой между коммутацией канала.

Таблица 2.1 – Порядок изменения КК алгоритма S3R

Мощность нагрузки	Кодовая комбинация	1 канал	2 канал	3 канал	4 канал	5 канал	6 канал
$P_{СБ}$	000000	0	0	0	0	0	0
$P_{СБ} \cdot 5/6$	000001	1	0	0	0	0	0
$P_{СБ} \cdot 4/6$	000011	1	1	0	0	0	0
$P_{СБ} \cdot 3/6$	000111	1	1	1	0	0	0
$P_{СБ} \cdot 2/6$	001111	1	1	1	1	0	0
$P_{СБ} \cdot 1/6$	011111	1	1	1	1	1	0
0	111111	1	1	1	1	1	1

Примечания
 0 – канал передает энергию СБ в нагрузку;
 1 – канал шунтирует СБ.

Подобным алгоритмом является модификация S3R типа «кольцо» [10]. Основным отличием данной модификации от алгоритма S3R является нелинейная зависимость формирования КК от количества и порядка коммутации каналов преобразователя (рисунок 2.6). За счет изменения алгоритма выбора КК, появляется возможность увеличения частоты коммутации канала передачи энергии в

$$K_{f_{S3R_кольцо}} = N_{кан_S3R} - N_{кан_S3R_комм} \quad (2.4)$$

где $N_{кан_S3R}$ – число каналов преобразователя энергии СБ;

$N_{кан_S3R_комм}$ – число каналов преобразователя энергии СБ, в режиме коммутации.

раз без увеличения среднего тепловыделения коммутирующего канала, за счет введения паузы между периодами коммутацией канала.

Порядок коммутации каналов преобразователя при изменении КК на единицу, две единицы и три единицы для S3R типа «кольцо» (таблица 2.2) позволяет сделать

вывод о приоритетности применения алгоритма на границах диапазона мощности нагрузки, когда:

- $P_n \in [0; P_{СБ}/N_{\text{кан_S3R}}]$;
- $P_n \in [(1-N_{\text{кан_S3R}}^{-1}) \cdot P_{СБ}; P_{СБ}]$.

Такие условия гарантируют, что только один канал преобразователя будет находиться в режиме периодической коммутации с повышенной частотой, а остальные каналы будут дискретно замкнуты/разомкнуты. При увеличении количества каналов, изменяющих свое состояние при смене КК, либо переходу в область низких и средних мощности нагрузки период между коммутацией одного и того же канала начинает резко снижаться, что нивелирует перспективность применения.

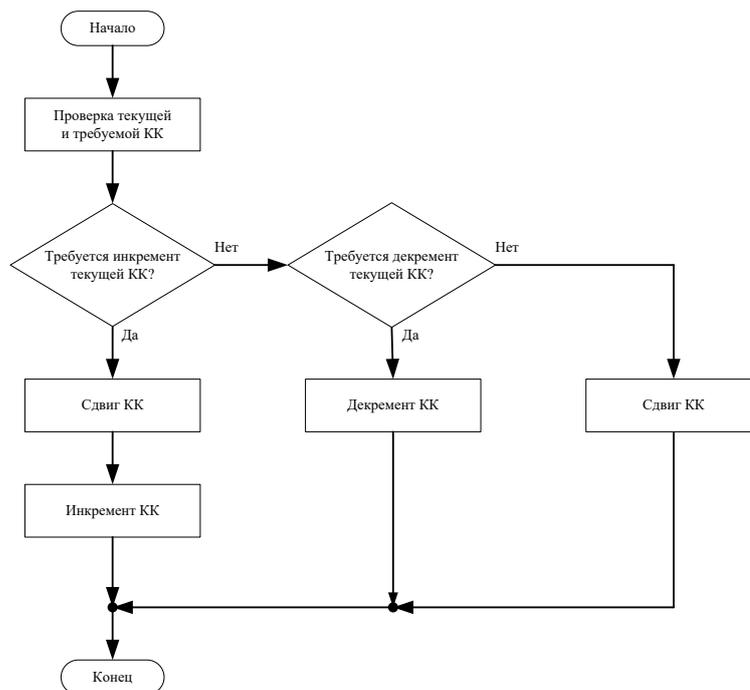


Рисунок 2.6 – Алгоритм смены КК S3R типа «кольцо»

Соответственно, учитывая требования по минимизации пульсаций выходного напряжения, а также принципа многоканального проектирования ЭПК МКА [10, 38, 67, 78, 115, 122], ЭПА на основе РБП с ОКИР необходимо проектировать с применением обоих алгоритмов последовательной смены КК:

- алгоритм S3R для формирования КК отдельного канала РБП с ОКИР, для обеспечения максимальной энергоотдачи секции СБ;

- алгоритм S3R типа «кольцо» для коммутации каналами преобразования энергии на основе РБП с ОКИР, обеспечивая максимальную скорость реакции на изменение выходного напряжения.

Таблица 2.2 – Порядок смены КК алгоритма S3R типа «кольцо»

Период работы	Кодовая комбинация	1 канал	2 канал	3 канал	4 канал	5 канал	6 канал	7 канал	8 канал
При изменении КК на одну единицу									
T ₁	0000001	1	0	0	0	0	0	0	0
T ₂		0	1	0	0	0	0	0	0
T ₃		0	0	1	0	0	0	0	0
T ₄		0	0	0	1	0	0	0	0
T ₅		0	0	0	0	1	0	0	0
T ₆		0	0	0	0	0	1	0	0
T ₇		0	0	0	0	0	0	1	0
T ₈		0	0	0	0	0	0	0	1
При изменении КК на две единицы									
T ₁	0000010	1	1	0	0	0	0	0	0
T ₂		0	1	1	0	0	0	0	0
T ₃		0	0	1	1	0	0	0	0
T ₄		0	0	0	1	1	0	0	0
T ₅		0	0	0	0	1	1	0	0
T ₆		0	0	0	0	0	1	1	0
T ₇		0	0	0	0	0	0	1	1
T ₈		1	0	0	0	0	0	0	1
При изменении КК на три единицы									
T ₁	0000011	1	1	1	0	0	0	0	0
T ₂		0	1	1	1	0	0	0	0
T ₃		0	0	1	1	1	0	0	0
T ₄		0	0	0	1	1	1	0	0
T ₅		0	0	0	0	1	1	1	0
T ₆		0	0	0	0	0	1	1	1
T ₇		1	0	0	0	0	0	1	1
T ₈		1	1	0	0	0	0	0	1
Примечания									
0 – канал передает энергию СБ в нагрузку;									
1 – канал зашунтирует СБ.									

2.3. Оценка основных энергетических характеристик резонансного бестрансформаторного преобразователя с однополярным кодово-импульсным регулированием

Считая, что регулировочная характеристика линейна, для непосредственного понижающего преобразователя с ОКИР шаг изменения выходного напряжения между смежными КК [29, 30] можно оценить, как

$$\delta U_n(K_{\text{мод}}, I_{\text{СБ}}) = \frac{U_{\text{СБ}}(I_{\text{СБ}})}{2} \cdot \frac{1}{K_{\text{мод}}} \quad (2.5)$$

В отличие от КИР [68], получение аналитических выражений для ОКИР, описывающих с требуемой точностью функцию изменения напряжения, падающего на колебательном контуре, в зависимости от выбранной КК является нетривиальной задачей ввиду высокой нелинейности процесса перезаряда резонансного конденсатора (рисунок 2.7).

В качестве решения вышеуказанной проблемы, для получения напряжения конденсатора колебательного контура, возможно построение кусочно-непрерывной функции напряжения с общим периодом равным $T_{\text{мод}}$, интервалами заряда/разряда равными $0,5 T_{\text{раб}}$ и дальнейшей аппроксимацией результатов в виде нелинейной функции с экспоненциальной зависимостью. Такой способ позволяет получить описание нелинейного процесса перезаряда емкости с погрешностью до $\pm 10\%$ [27, 28, 45, 73].

В процессе работы, были выявлено, что для ВАХ СБ экспоненциального вида, разницу между выходным напряжением для смежных КК можно оценить по формуле

$$\delta U_n(K_{\text{мод}}, I_{\text{СБ}}) = \frac{U_{\text{СБ}}(I_{\text{СБ}})}{2} \cdot \frac{1}{K_{\text{мод}} - 1} \cdot e^{-\frac{1+Q_{\text{конт}}(R_n)}{K_{\text{мод}}}} \quad (2.6)$$

Как видно из диаграмм (рисунок 2.8), для РБП с ОКИР, при питании от СБ, характер изменения выходного напряжения между двумя смежными КК значительно отличается от такового для КИР (2.5).

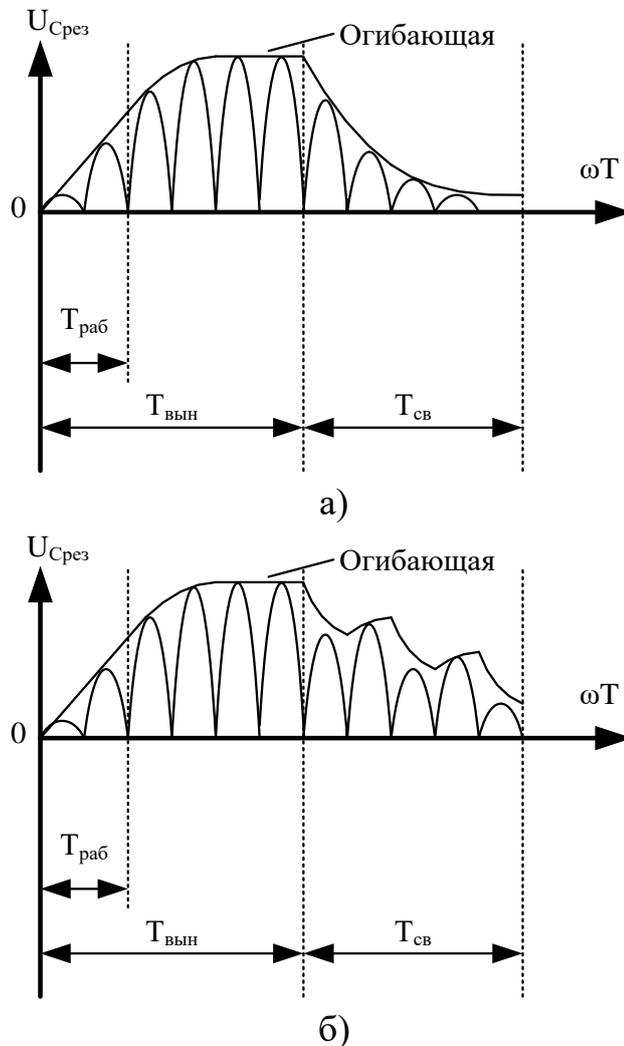


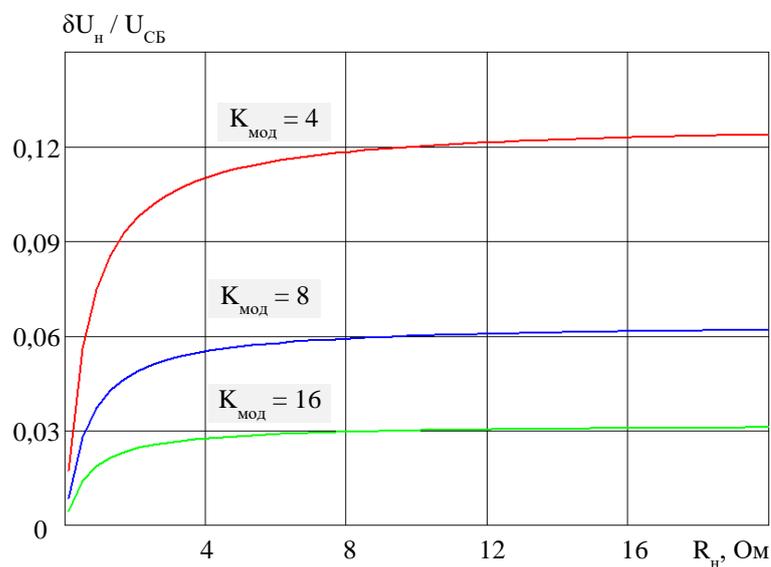
Рисунок 2.7 – Изменение огибающей напряжения резонансного конденсатора

а) для КИР; б) для ОКИР;

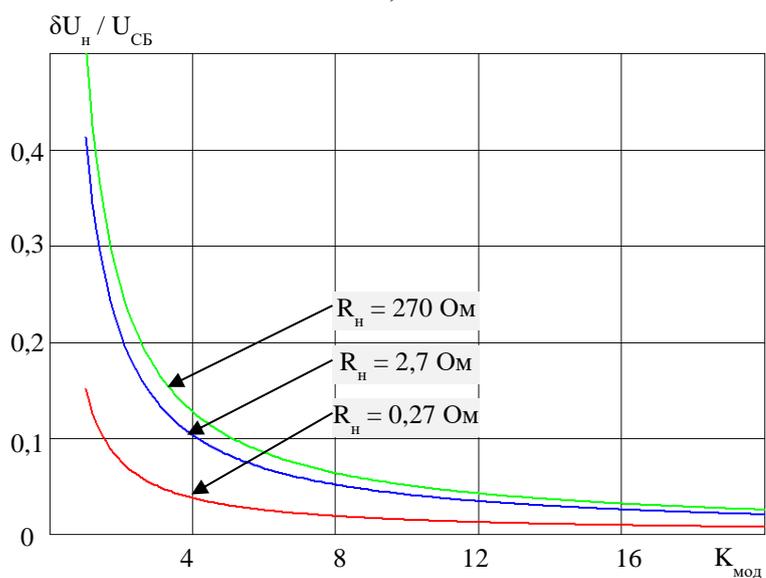
При этом, для $K_{\text{мод}} = \text{const}$ и $R_{\text{н}} \rightarrow 0$, происходит линейзация регулировочной характеристики за счет $\delta U_{\text{н}} \rightarrow 0$ и смещению рабочей области преобразователя на ветвь тока СБ. Соответственно, для идеального РБП с ОКИР:

- при $K_{\text{мод}} = 2$ и $R_{\text{н}} \rightarrow \infty$, $\delta U_{\text{н}} \rightarrow U_{\text{СБ}}(I_{\text{СБ}})/4$;
- при $K_{\text{мод}} = 2$ и $R_{\text{н}} \rightarrow 0$, $\delta U_{\text{н}} \rightarrow 0$;
- при $K_{\text{мод}} \rightarrow \infty$ и $R_{\text{н}} \rightarrow \infty$, $\delta U_{\text{н}} \rightarrow 0$;
- при $K_{\text{мод}} \rightarrow \infty$ и $R_{\text{н}} \rightarrow 0$, $\delta U_{\text{н}} \rightarrow 0$,

что позволяет сделать вывод о перспективности применения РБП с ОКИР для стабилизации низкоомных шин электропитания даже для низкодобротных колебательных контуров.



а)



б)

Рисунок 2.8 – Пульсации напряжения нагрузки для РБП с ОКИР
в режиме регулирования выходного напряжения
а) величины нагрузки; б) периода модуляции.

Выбор $K_{\text{мод}} = 1$ (что является эквивалентом алгоритма S3R), несмотря на максимальное быстродействие и точность стабилизации выходного напряжения обеспечивает максимальную габаритную мощность элементов за счет длительного нахождения в режиме прерывистого тока колебательного контура. Это обусловлено тем, что при достижении выходным напряжением требуемого значения РБП с ОКИР будет постоянно находиться на этапе рассеивания энергии, запасенной в колебательном контуре (рисунок 1.17б, рисунок 1.17г). В установившемся режиме работы, когда передаваемая в нагрузку мощность и мощность энергопотребления нагрузки на каждом из подэтапов равны, $T_{\text{вын}} \rightarrow 0$ и, соответственно, диод VD2 блокирует разряд конденсатора $C_{\text{рез}}$, обеспечивая режим прерывистого тока.

При расчете выходного напряжения по уравнению (2.6), необходимо учесть, что $\delta U_{\text{н}}$ является средним значением за $T_{\text{мод}}$ для диапазона КК $[0, 1/K_{\text{мод}}, \dots, 1]$. Значение $\delta U_{\text{н}}$ за $T_{\text{раб}}$ может значительно отличаться от результатов, полученных по (2.6), за счет как нелинейной ВАХ СБ, так и нелинейности процессов, протекающих в преобразователе. Учет данных имитационного моделирования и экспериментального исследования позволил дополнить уравнение (2.6), которое приняло вид

$$\delta U_{\text{н}}(K_{\text{мод}}, I_{\text{СБ}}, R_{\text{н}}) = \frac{U_{\text{СБ}}(I_{\text{СБ}})}{2} \cdot \frac{1}{K_{\text{мод}} - 1} \cdot e^{\frac{1+Q_{\text{конт}}(R_{\text{н}})}{K_{\text{мод}}}} \cdot f(R_{\text{н}}) \quad (2.7)$$

где $f(R_{\text{н}})$ – безразмерная функция экспоненциального вида, зависящая от параметров нагрузки.

Идеальная регулировочная характеристика РБП с ОКИР (рисунок 2.9), при питании от СБ с ВАХ экспоненциальной формы, в режиме регулирования выходного напряжения, описывается формулой

$$\frac{U_{\text{н}}(K_{\text{вын}}, K_{\text{мод}}, I_{\text{СБ}}, R_{\text{н}})}{U_{\text{СБ}}(I_{\text{СБ}})} = \frac{1}{2} + \left[\frac{1}{2} - \frac{\delta U_{\text{н}}(K_{\text{мод}}, I_{\text{СБ}}, R_{\text{н}}) \cdot K_{\text{вын}}}{U_{\text{СБ}}(I_{\text{СБ}})} \right] \quad (2.8)$$

Учитывая, что δU_n имеет экспоненциальную зависимость от функции $f(R_n)$, (2.8) можно с допустимой погрешностью (не более 10 %) аппроксимировать функцией вида

$$U_n(K_{вын}, K_{мод}, I_{СБ}, Q_{конт}) = \frac{U_{СБ}(I_{СБ})}{2} \cdot \left(2 - \frac{1}{K_{мод} - 1} \cdot e^{-\frac{1+Q_{конт}(R_n)}{K_{мод}}} \cdot f(R_n) \cdot K_{вын} \right), (2.9)$$

что повышает удобство оценки регулировочной характеристики РБП с ОКИР, поскольку делает явной взаимосвязь с параметрами СБ, колебательного контура и нагрузки.

Регулировочная характеристика РБП с ОКИР обладает нелинейной зависимостью как от периода модуляции, так и от величины нагрузки (рисунок 2.9, рисунок 2.10). Кроме того, с ростом добротности колебательного контура регулировочная характеристика изменяет характер с экспоненциального ($Q_{конт} \leq 1$) на близкий к линейной форме ($Q_{конт} \gg 1$), вызванное увеличением падения напряжения на элементах колебательного контура при увеличении $Q_{конт}$, что приводит к снижению максимального значения выходного напряжения.

Реальная регулировочная характеристика РБП с ОКИР, при питании от СБ с экспоненциальной ВАХ, в режиме регулирования выходного напряжения, будет описываться формулой

$$\frac{U_n(K_{вын}, K_{мод}, I_{СБ}, Q_{конт})}{U_{СБ}(I_{СБ})} = 1 - \left(\frac{1}{2} \cdot e^{-\frac{K_{вын}}{K_{мод}} \cdot \frac{1}{Q_{конт}(R_n)}} + \frac{I_n(I_{СБ}) \cdot R_{посл}}{U_{СБ}(I_{СБ})} \right) \quad (2.10)$$

где I_n – средний ток нагрузки за $T_{мод}$, А;

$R_{посл}$ – эквивалентное последовательное сопротивление между источником питания и нагрузкой, Ом.

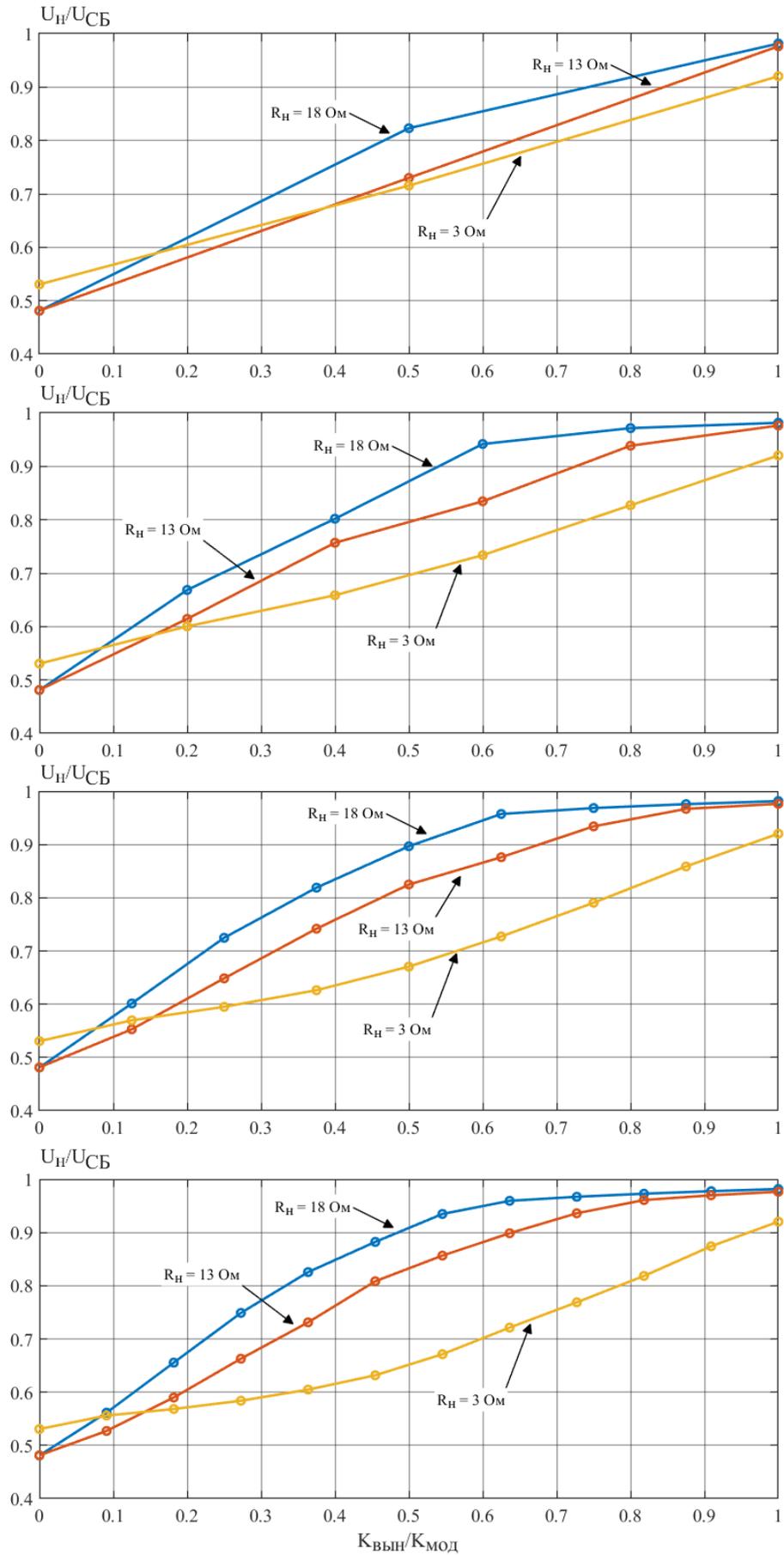


Рисунок 2.9 – Регулировочная характеристика РБП с ОКИР

в режиме регулирования выходного напряжения для $\rho_{\text{конт}} = 6 \text{ Ом}$ при усреднении за $T_{\text{мод}}$

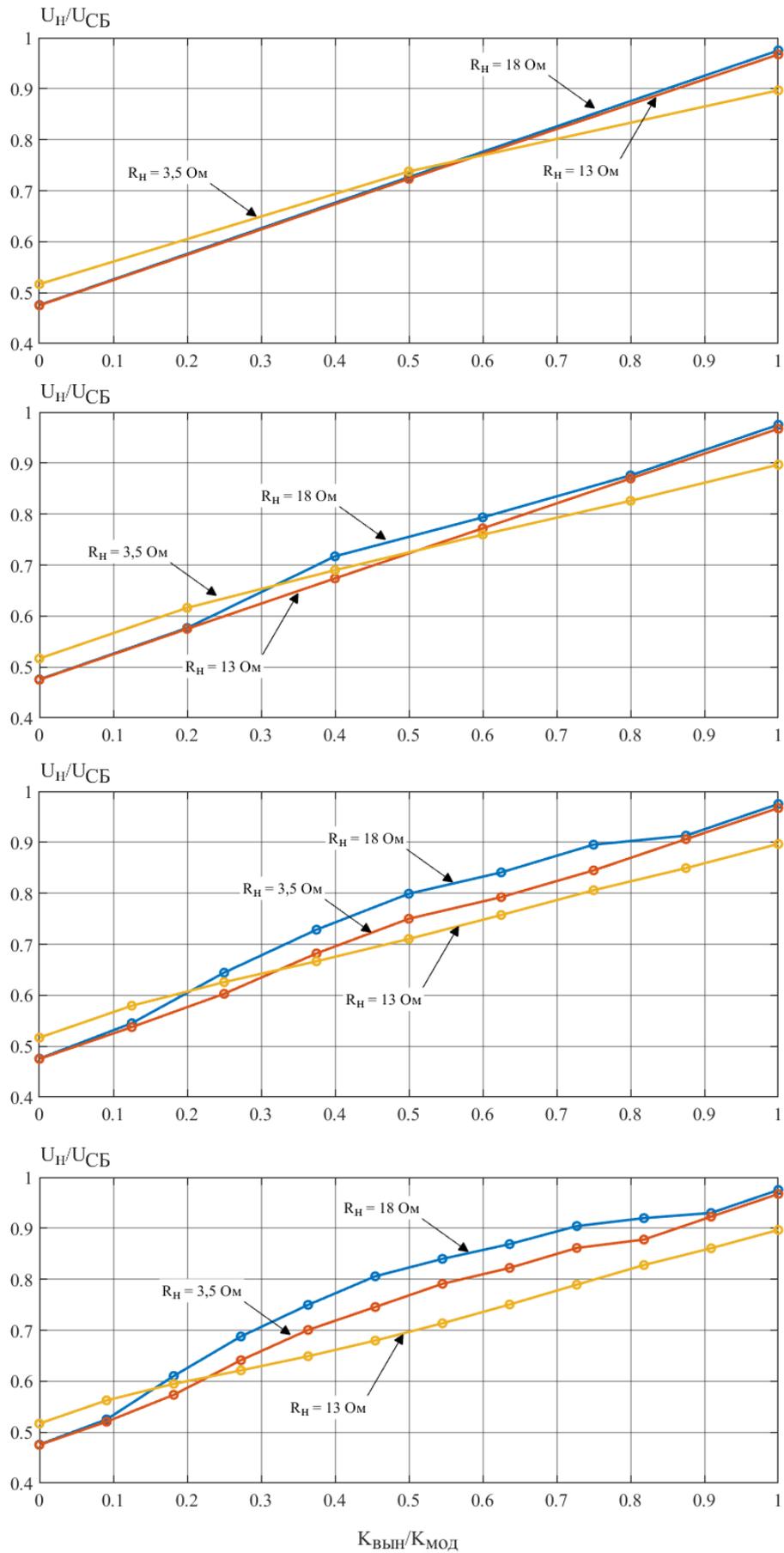


Рисунок 2.10 – Регулировочная характеристика РБП с ОКИР

в режиме регулирования выходного напряжения для $\rho_{\text{конт}} = 18 \text{ Ом}$ при усреднении за $T_{\text{мод}}$

Среднее значение $R_{\text{посл}}$ на интервале комбинаций $[0, 1/K_{\text{мод}}, \dots, 1]$ (рисунок 2.11), при $K_{\text{мод}} = \text{const}$ можно определить как

$$R_{\text{посл}}(Q_{\text{конт}}, R_n) = R_n \cdot Q_{\text{конт}}(R_n) + 2 \cdot R_{\text{СИ}} \quad (2.11)$$

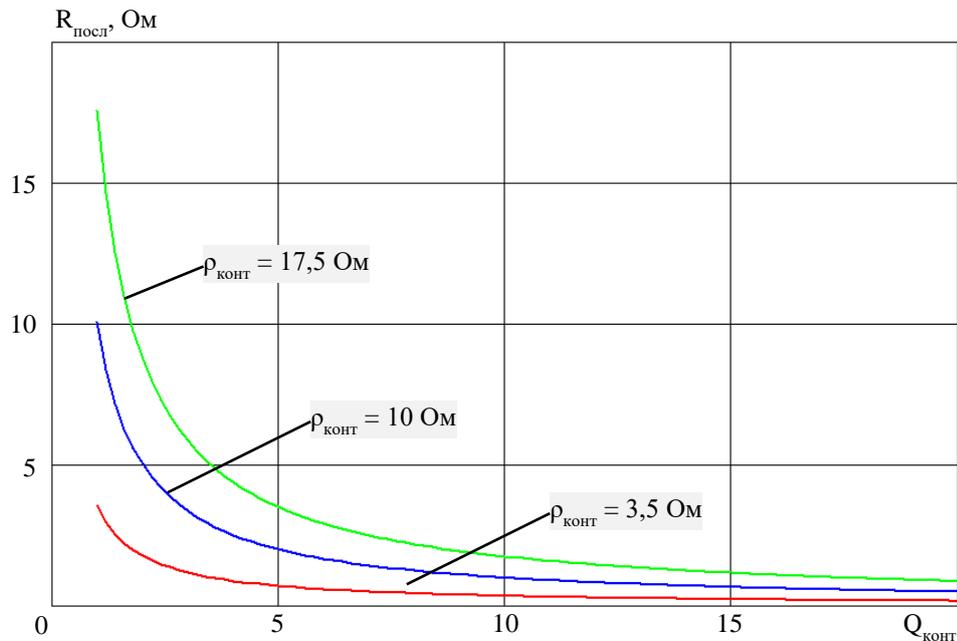


Рисунок 2.11 – Зависимость $R_{\text{посл}}$ от параметров колебательного контура

Мгновенное значение $R_{\text{посл}}$ будет отличаться от результатов, полученных по (2.11), за счет нелинейного характера процессов, протекающих в колебательном контуре, линеаризуя свое значение с уменьшением волнового сопротивления колебательного контура таким образом, что при $\rho_{\text{конт}} \rightarrow 0$, $R_{\text{посл}} = 2 \cdot R_{\text{СИ}}$.

Для получения функции КПД РБП с ОКИР, можно воспользоваться формулой

$$\eta = \frac{P_n}{P_{\text{СБ}}}, \quad (2.12)$$

которую, учитывая вид и характеристики СБ, диапазон КК, параметры элементов схемы и нагрузки, можно представить в виде

$$\eta = \frac{U_{CB}(I_{CB}) \cdot I_{CB} \cdot \frac{K_{вын}}{K_{мод}} - R_{посл} \cdot I_{CB}^2}{U_{CB}(I_{CB}) \cdot I_{CB}} \quad (2.13)$$

Путем несложных математических преобразований, учитывая (2.10), (2.13) можно представить в виде функции от основных параметров СЭП МКА:

$$\eta = \frac{1}{2} \cdot \left(2 - e^{-\frac{K_{вын}}{K_{мод}} \cdot \frac{1}{Q_{конт}(R_n)}} \right) - \frac{I_n(I_{CB}) \cdot R_{посл}}{U_{CB}(I_{CB})} \quad (2.14)$$

2.4. Выводы по главе 2

1. Применение РБП с ОКИР для активной, либо активно-емкостной нагрузки исключает формирование фазового сдвига между первыми гармониками тока и напряжения колебательного контура при регулировании, обеспечивая НДК всех транзисторов.

2. С учетом требований по минимизации пульсации напряжения ВШЭ и потерь мощности ЭПА, смену КК необходимо проводить последовательно, с возможностью фиксации комбинации по аналогии с алгоритмом S3R.

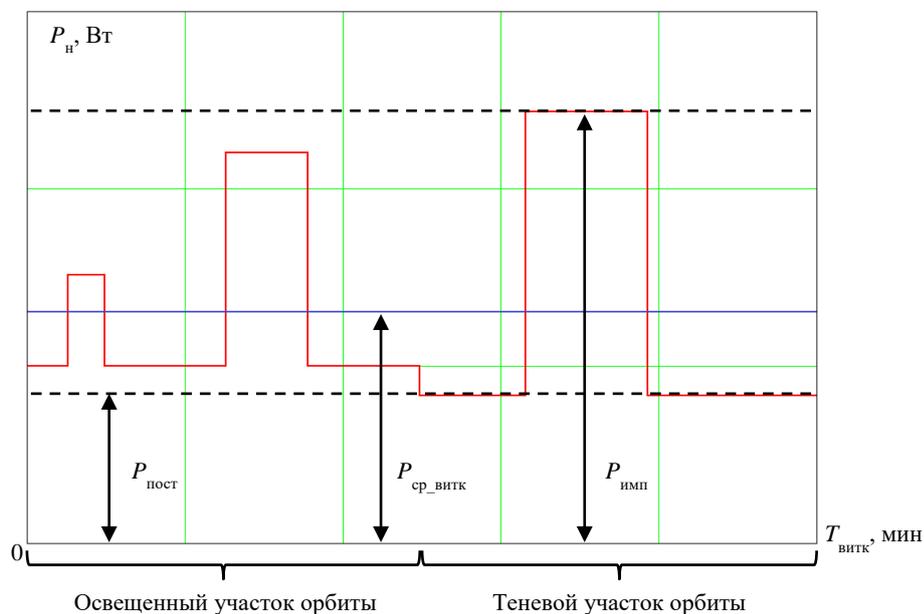
3. Предложенный алгоритм ОКИР позволяет реализовать неполную глубину регулирования напряжения ВШЭ, обеспечивая изменение выходного напряжения в диапазоне $[0,5 \cdot U_{вх}; U_{вх}]$.

4. Регулировочная характеристика РБП с ОКИР, при питании от СБ, имеет нелинейный вид, близкий к экспоненциальному, при этом снижение $K_{мод}$ приводит к линеаризации характеристики.

3. Разработка методики формирования требований к элементам резонансного бестрансформаторного преобразователя с учетом характеристик солнечной батареи

3.1. Методика расчета параметров солнечной батареи с учетом температурных воздействий и временной деградации

Учитывая, что СБ является единственным источником генерации электроэнергии МКА, ее характеристики должны быть максимально согласованы с энергопотреблением нагрузки (рисунок 3.1).



$P_{\text{пост}}$ – постоянная мощность нагрузки, Вт;

$P_{\text{ср_витк}}$ – средневитковая мощность нагрузки, Вт;

$P_{\text{имп}}$ – импульсная мощность нагрузки, Вт;

$T_{\text{витк}}$ – длительность орбитального витка, мин;

Рисунок 3.1 – Характер энергопотребления МКА на орбитальном витке

На приведенной диаграмме можно выделить:

- постоянную мощность нагрузки $P_{\text{пост}}$, величина которой не зависит от работы полезной нагрузки и участка орбиты на всем протяжении САС. $P_{\text{пост}}$ обусловлена работой бортовых систем управления МКА, системами навигации, систем ориентации и пр.

- средневитковую мощность нагрузки $P_{\text{ср_витк}}$, величина которой может отличаться между смежными витками, в течение САС, но всегда больше $P_{\text{пост}}$. $P_{\text{ср_витк}}$ равна интегралу потребляемой за один виток мощности, включающему в себя работу двигателей коррекции, коммутацию полезной нагрузки, заряд/разряд АБ и т.д.

- импульсная мощность нагрузки $P_{\text{имп}}$, величина которой является максимально допустимой при работе СЭП. $P_{\text{имп}}$ всегда больше $P_{\text{ср_витк}}$ и рассчитывается из наихудших условий работы КА.

График энергопотребления МКА в течение одного орбитального витка имеет нелинейный характер изменения [34, 38, 56, 67, 72], который можно описать суммой прямоугольных импульсных функций:

$$P_{ni} = \begin{cases} (P_{\text{пост}} + P_i), & \text{при } \Delta T_i \in [T_i, T_{i+1}] \\ 0, & \text{при } \Delta T_i \notin [T_i, T_{i+1}] \end{cases} \quad (3.1)$$

где P_{ni} – энергопотребление нагрузки на i -м интервале, Вт;

P_i – разница между максимальной нагрузкой на i -м интервале и $P_{\text{пост}}$, Вт;

ΔT_i – длительность i -го интервала, мин;

T_i, T_{i+1} – начало и конец i -го интервала, мин.

В общем виде, $P_{\text{ср_витк}}$ можно рассчитать:

$$P_{\text{ср_витк}} = \frac{1}{T_{\text{витк}}} \int_0^{T_{\text{витк}}} P_n = \sum_{i=1}^n \frac{P_{ni} \cdot \Delta T_i}{T_{\text{витк}}} \quad (3.2)$$

С учетом характера энергопотребления нагрузки в процессе работы, для обеспечения требуемого уровня энергобаланса СЭП, при проектировании МКА стараются обеспечить мощность на уровне $P_{\text{имп}}$, на рабочем участке ВАХ СБ, во всем диапазоне работы преобразователя. Требования к элементам ЭПА формируются исходя из ВАХ и ВВХ СБ и их дрейфов при воздействиях внешних факторов.

К основными внешним факторам, влияющим на отклонение ВАХ СБ от номинальных значений, можно отнести:

- точность ориентации СБ на Солнце;
- температуру СБ;
- временную деградацию СБ МКА.

Ориентация СБ МКА на Солнце реализуется с помощью системы ориентации и стабилизации (СОС). Точность СОС определяет текущую и максимально возможную энергоотдачу СБ за счет изменения доступной для ФП мощности (рисунок 3.2). Как видно из графика, точность ориентации СБ МКА на Солнце оказывает влияние только на величину доступного тока, выходное и максимальное значение напряжения остаются неизменными.

Для оценки ухода ВАХ СБ от номинальных значений, допустимо использование коэффициента ориентации, который рассчитывается через косинус Келли [62, 67, 72]

$$K_{СБ_ориент} = \cos(K(\alpha_{СБ})) \quad (3.3)$$

где $K(\alpha_{СБ})$ – угол между падающим излучением и плоскостью СБ, град.

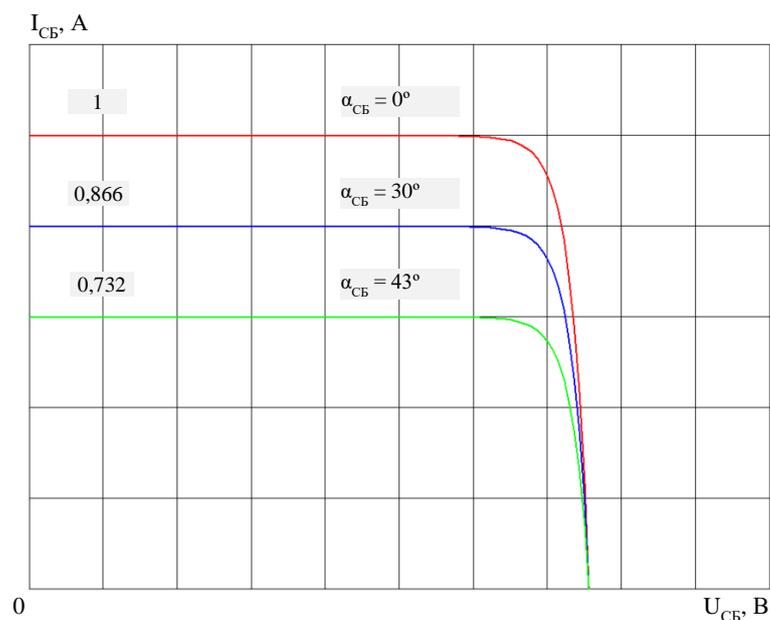


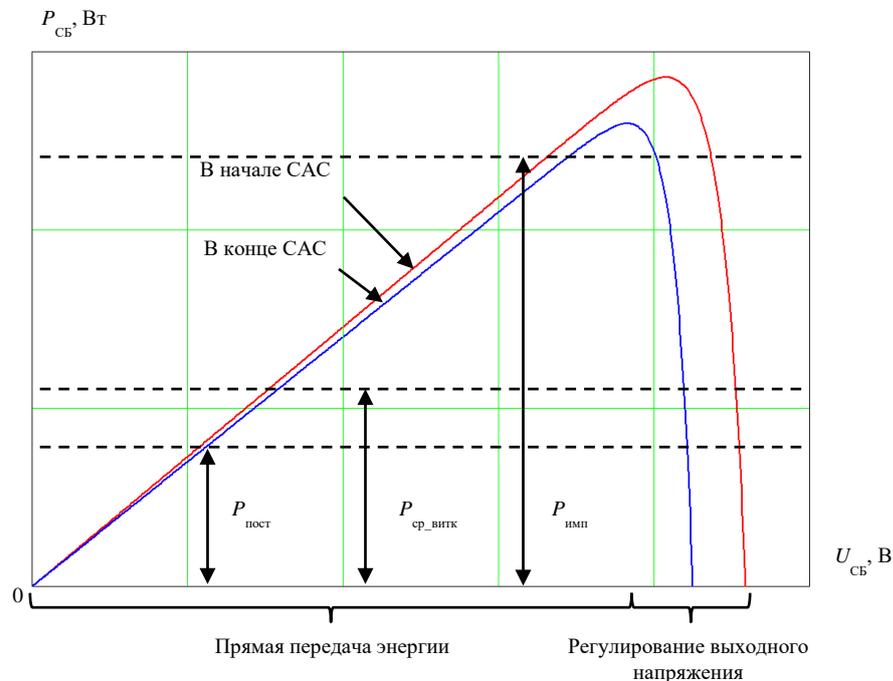
Рисунок 3.2 – Зависимость ВАХ СБ от точности ориентации на Солнце

Температурная зависимость СБ требуется для учета смещения параметров ВАХ при проектировании ЭПА, таких как:

- превышения напряжения на элементах ЭПА, при уходе МКА на теневой участок орбиты и снижении температуры СБ;
- превышения тока через элементы ЭПА, при выходе МКА на освещенный участок орбиты и росте температуры СБ.

Диапазон изменения температуры СБ МКА зависит, в первую очередь, от варианта реализации каркаса. СБ может быть выполнена с термостабилизированным каркасом, ограничивающим изменение температуры СБ в диапазоне (плюс 25 ± 30) °С, либо без него, что приводит к расширению интервала изменения температуры СБ до (плюс 25 ± 80) °С.

Третьим фактором, влияющим на отклонение ВАХ СБ от номинальных характеристик, является временная деградация СБ в течение САС МКА, приводящая к безвозвратному снижению характеристик (рисунок 3.3).



$P_{СБ}$ – мощность солнечной батареи, Вт;

$U_{СБ}$ – напряжение солнечной батареи, В.

Рисунок 3.3 – Временная зависимость ВАХ СБ

Соответственно, при формировании требований, предъявляемых к ЭПА МКА, необходимо сперва провести расчет характеристик СБ для оценки предельных значений. Существующие публикации и научные работы позволяют провести многопараметрический анализ и расчет характеристик СБ при различных условиях эксплуатации (плотность и неравномерность освещенности, конструкционная реализация секции СБ, КПД самой солнечной батареи и др.), что необходимо при проектировании МКА на системном уровне, когда составные части СЭП рассматриваются как черные ящики с заданным КПД [34, 38, 43, 52, 72, 86, 87]. Однако, при разработке ЭПА такие расчеты недостаточны, поскольку не позволяют оценить влияния параметров СБ на элементы преобразователя.

В качестве применяемого ФП в расчетах применяется арсенид галиевый TJ Solar Cell 3G30C (рисунок 3.4) производства компании AZUR SPACE Solar Power GmbH.

После выбора ФП, расчет СБ сводится к трем этапам:

- 1) Формирование требуемой ВАХ СБ в нормальных условиях, в начале САС;
- 2) Формирование требуемой ВАХ СБ в крайних точках температурного диапазона в начале САС;
- 3) Формирование требуемой ВАХ СБ в крайних точках температурного диапазона, в конце САС.

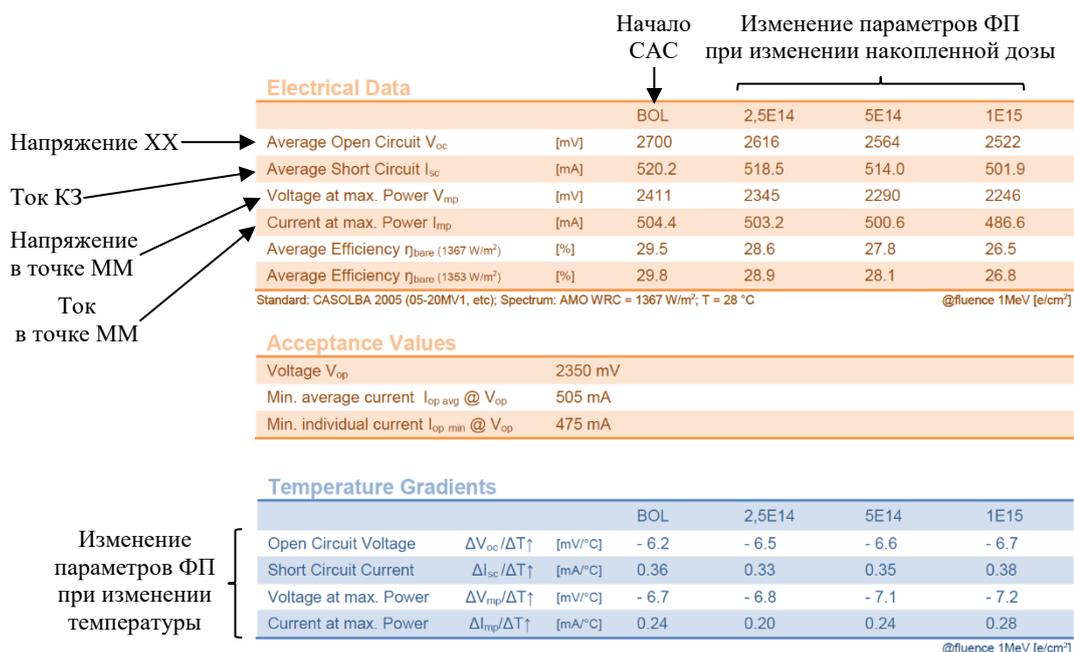
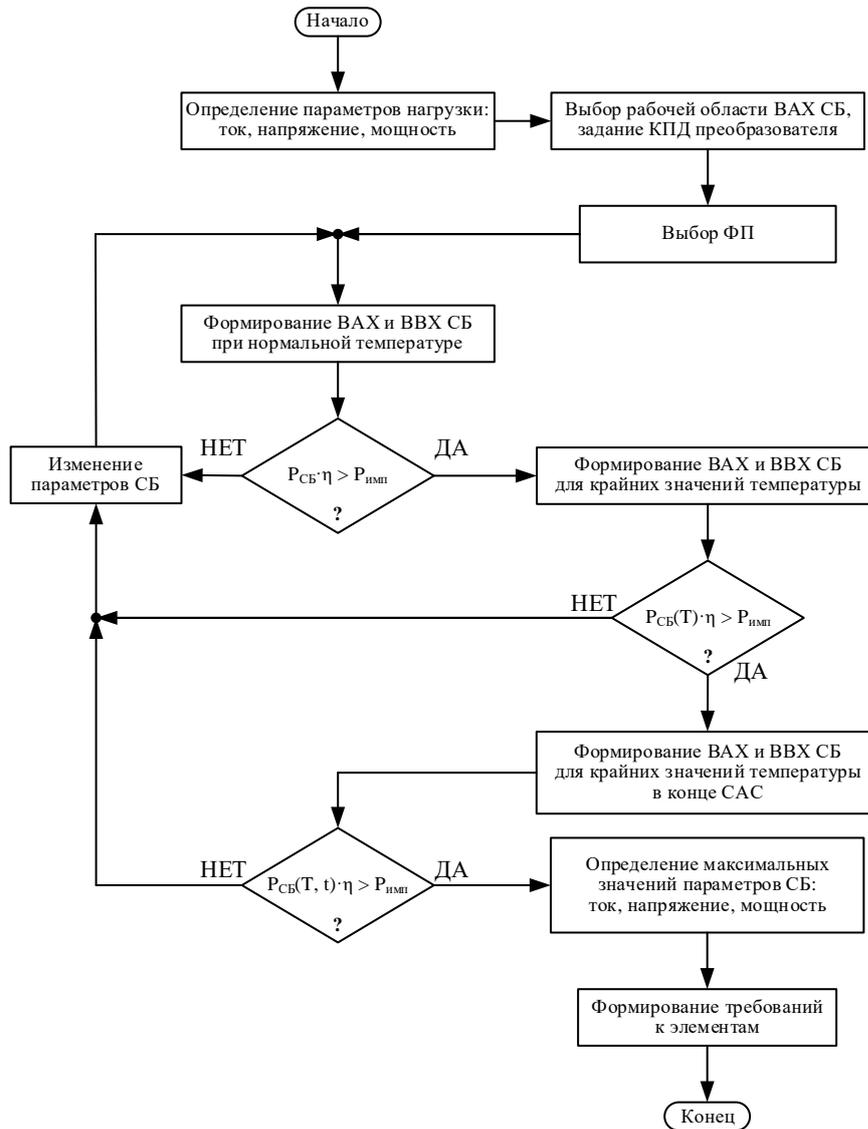


Рисунок 3.4 – Характеристики TJ Solar Cell 3G30C

Методику оценки параметров СБ и формирования требований к элементам можно представить в виде алгоритма (рисунок 3.5). Для дальнейших расчетов принято допущение, что СБ является плоской, равномерно освещенной и нагретой.



$\eta_{ЭПА}$ – КПД ЭПА.

Рисунок 3.5 – Алгоритм выбора элементов ЭПА с учетом параметров СБ

Формирование ВАХ СБ начинается с задания характеристик в точке максимальной мощности (ММ), поскольку рабочая область ЭПА МКА должна находиться либо в ее окрестности, либо ограничивается ею [62, 67, 87].

Характеристики СБ в точке ММ будут зависеть от количества последовательно соединенных в строку ФП и параллельно соединенных строк ФП соответственно:

$$U_{СБ_мм} = N_{\text{посл}} \cdot U_{ФП_мм} \quad (3.4)$$

$$I_{СБ_мм} = N_{\text{пар}} \cdot I_{ФП_мм} \quad (3.5)$$

где $N_{\text{посл}}$ – количество последовательно соединенных ФП, шт;
 $U_{ФП_мм}$ – напряжение ФП в точке ММ, В;
 $N_{\text{пар}}$ – количество параллельно соединенных строк ФП, шт;
 $I_{ФП_мм}$ – ток ФП в точке ММ, А.

Максимальная выходная мощность СБ при нормальной температуре:

$$P_{БС_мм} = U_{БС_мм} \cdot I_{БС_мм} \quad (3.6)$$

Напряжение ХХ СБ равно напряжению ХХ максимально длинной строки последовательно соединенных ФП. Предполагая, что все строки ФП одинаковой длины, напряжение ХХ СБ, при нормальной температуре, составит:

$$U_{СБ_хх} = N_{\text{посл}} \cdot U_{ФП_хх} \quad (3.7)$$

где $U_{ФП_хх}$ – напряжение ХХ ФП, В.

Ток КЗ СБ равен сумме токов параллельно соединенных строк ФП. Учитывая, что ток строки последовательно соединенных ФП, при условии равномерной освещенности, равен току единичного ФП, ток КЗ СБ, при нормальной температуре, будет равен

$$I_{СБ_кз} = N_{\text{пар}} \cdot I_{ФП_кз} \quad (3.8)$$

где $I_{ФП_кз}$ – ток КЗ ФП, А.

Согласно [30, 56], для построения экспоненциальной ВАХ СБ необходимо знать значения основных параметров в трех точках – ток КЗ, напряжение ХХ, ток и напряжение в точке ММ. Уравнение, описывающее экспоненциальную ВАХ имеет вид

$$I_{CB}(U_{CB}) = I_{CB_кз} \cdot \left[1 - \left(1 - \frac{I_{CB_мм}}{I_{CB_кз}} \right)^{\frac{U_{CB_хх} - U_{CB}}{U_{CB_хх} - U_{CB_мм}}} \right] \quad (3.9)$$

Таким образом, формируется ВАХ плоской и равномерно освещенной СБ, в начале САС, без учета смещения характеристик ФП из-за температурных и временных воздействий. Для получения ВВХ СБ необходимо домножить (3.9) на выходное напряжения СБ:

$$P_{CB}(U_{CB}) = U_{CB} \cdot I_{CB_кз} \cdot \left[1 - \left(1 - \frac{I_{CB_мм}}{I_{CB_кз}} \right)^{\frac{U_{CB_хх} - U_{CB}}{U_{CB_хх} - U_{CB_мм}}} \right] \quad (3.10)$$

После формирования номинальной ВАХ СБ, необходимо провести корректировку количества ФП с учетом температурного смещения. Учитывая, что температура всех ФП одинакова и изменяется равномерно, для получения ВАХ СБ обладающей температурной зависимостью, необходимо ввести соответствующие коэффициенты в (3.4)-(3.8):

$$U_{CB_хх}(T_{CB}) = N_{посл} \cdot \left(U_{ФП_хх} + \frac{dU_{ФП_хх}}{dT_{CB}} \right), \quad (3.11)$$

$$I_{CB_кз}(T_{CB}) = N_{пар} \cdot \left(I_{ФП_кз} + \frac{dI_{ФП_кз}}{dT_{CB}} \right), \quad (3.12)$$

$$U_{CB_мм}(T_{CB}) = N_{посл} \cdot \left(U_{ФП_мм} + \frac{dU_{ФП_мм}}{dT_{CB}} \right) \quad (3.13)$$

$$I_{CB_MM}(T_{CB}) = N_{пар} \cdot \left(I_{ФП_MM} + \frac{dI_{ФП_MM}}{dT_{CB}} \right) \quad (3.14)$$

где T_{CB} – температура СБ, °С;

$dU_{ФП_XX}/dT_{CB}$ – изменение напряжения ХХ СБ при изменении температуры, В/°С;

$dI_{ФП_XX}/dT_{CB}$ – изменение тока КЗ СБ при изменении температуры, А/°С;

$dU_{ФП_MM}/dT_{CB}$ – изменение напряжения СБ в точке ММ при изменении температуры, В/°С;

$dI_{ФП_MM}/dT_{CB}$ – изменение тока СБ в точке ММ при изменении температуры, А/°С;

Диапазон изменения характеристик ВАХ СБ (рисунок 3.6) за счет теплового смещения, в интервале температур (плюс 25 ± 60) °С, составит:

- изменение напряжения ХХ $\Delta U_{XX} - (1,216 \dots 0,921) \cdot U_{CB_XX}(T_{НОМ})$;
- изменение напряжения в точке ММ $\Delta U_{MM} - (1,265 \dots 0,904) \cdot U_{CB_MM}(T_{НОМ})$;
- изменение тока КЗ $\Delta I_{K3} - (0,940 \dots 1,022) \cdot I_{CB_K3}(T_{НОМ})$;
- изменение тока в точке ММ $\Delta I_{MM} - (0,959 \dots 1,015) \cdot I_{CB_MM}(T_{НОМ})$.

Параметры получены для СБ, состоящей из 47 параллельно соединенных строк, каждая из которых состоит из 14 последовательно соединенных ФП.

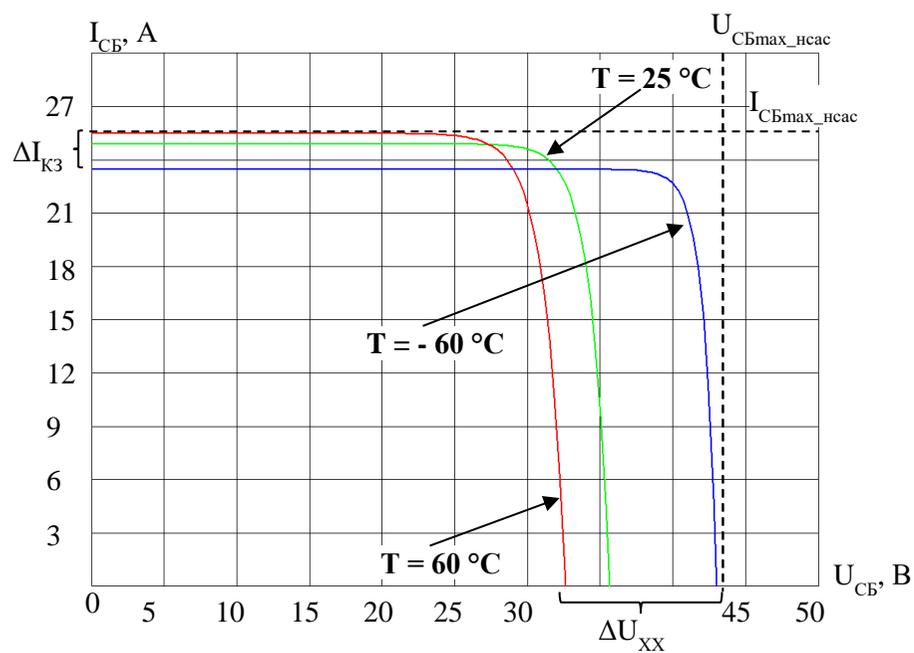
На последнем этапе проектирования СБ происходит корректировка ВАХ СБ с учетом временной деградации ФП. Для TJ Solar Cell 3G30C (рисунок 3.4), при применении в ЭПА КА с САС 10-15 лет, безвозвратное снижение характеристик составляет от 3 % до 9 %:

- по напряжению - $U_{CB_XX_КСАС} = 0,936 \cdot U_{CB_XX_НСАС}$, $U_{CB_MM_КСАС} = 0,919 \cdot U_{CB_MM_НСАС}$;
- по току - $I_{CB_K3_КСАС} = 0,967 \cdot I_{CB_K3_НСАС}$, $I_{CB_MM_КСАС} = 0,967 \cdot I_{CB_MM_НСАС}$.

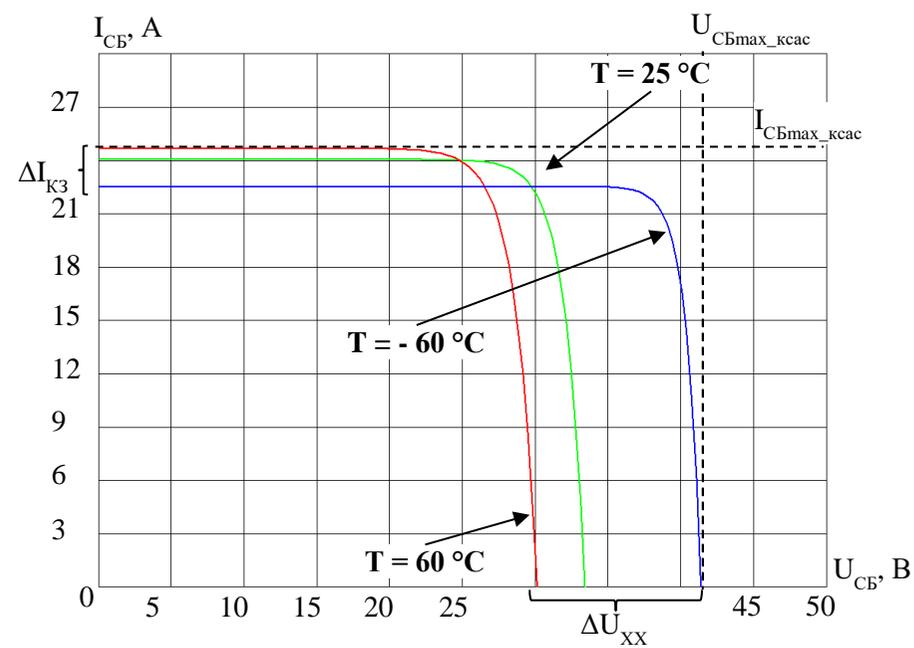
Учет точности ориентации СБ на Солнце требует модификации уравнений (3.12) и (3.14) соответственно

$$I_{CB_K3}(T_{CB}) = K_{CB_ориент} \cdot N_{пар} \cdot \left(I_{ФП_K3} + \frac{dI_{ФП_K3}}{dT_{CB}} \right), \quad (3.15)$$

$$I_{CB_MM}(T_{CB}) = K_{CB_ориент} \cdot N_{пар} \cdot \left(I_{ФП_MM} + \frac{dI_{ФП_MM}}{dT_{CB}} \right) \quad (3.16)$$



а)



б)

Рисунок 3.6 – Температурный дрейф ВАХ СБ

а) в начале САС; б) в конце САС.

Принимая во внимание тот факт, что СБ МКА должна обеспечивать требуемый уровень энергоотдачи в конце САС, с учетом воздействия всех возможных неблагоприятных факторов, корректировку необходимо проводить с учетом требования $P_{СБ_мм_ккас} = P_{имп}$. Соответственно, в начале САС СБ МКА будет генерировать избыточную мощность (рисунок 3.7), величину которой можно оценить как

$$\frac{P_{СБ_мм_нсас}}{P_{СБ_мм_ккас}} = \frac{U_{СБ_мм_нсас} \cdot I_{СБ_мм_нсас}}{U_{СБ_мм_ккас} \cdot I_{СБ_мм_ккас}} \quad (3.17)$$

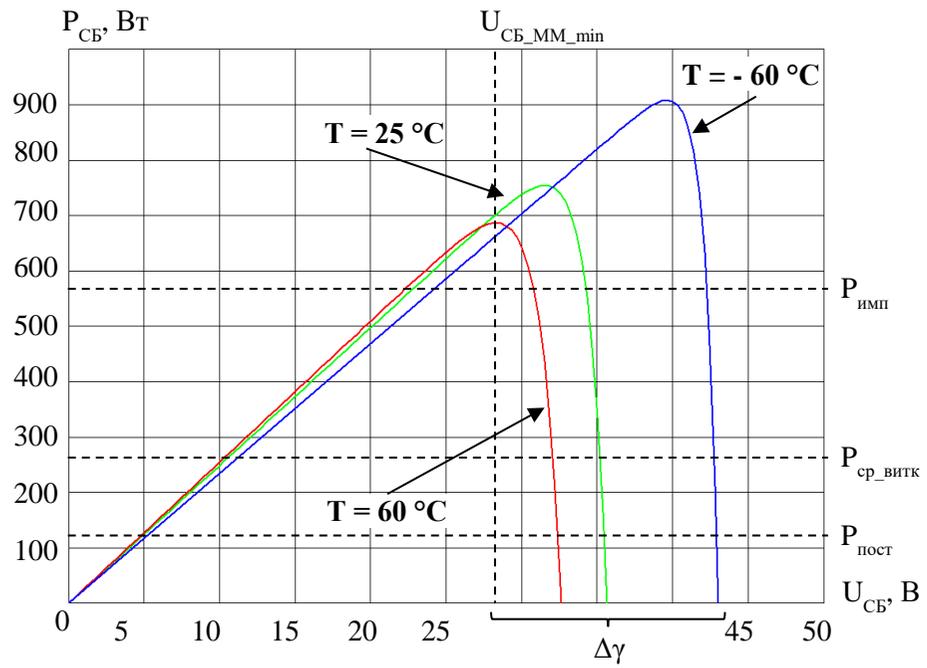
Для упрощения анализа требований к ЭПА МКА, полученные ВАХ и ВВХ СБ в начале и конце САС, для крайних значений диапазона температур, сводятся в отдельные графики (рисунок 3.8). Из приведенных диаграмм можно сделать следующие выводы:

- учет требований по максимальному напряжению, прикладываемому к элементам, должен проводиться с учетом ВАХ СБ в начале САС МКА, при минимальной температуре;
- учет требований по максимальному току, протекающему через элементы, должен проводиться с учетом ВАХ СБ в начале САС МКА, при максимальной температуре;
- расчет максимального тепловыделения элементов ЭПА должен проводиться по ВАХ СБ в начале САС МКА, при максимальной температуре;
- расчет системы управления ЭПА должен проводиться для характеристик СБ в начале САС, при минимальной температуре, и в конце САС, при максимальной температуре.

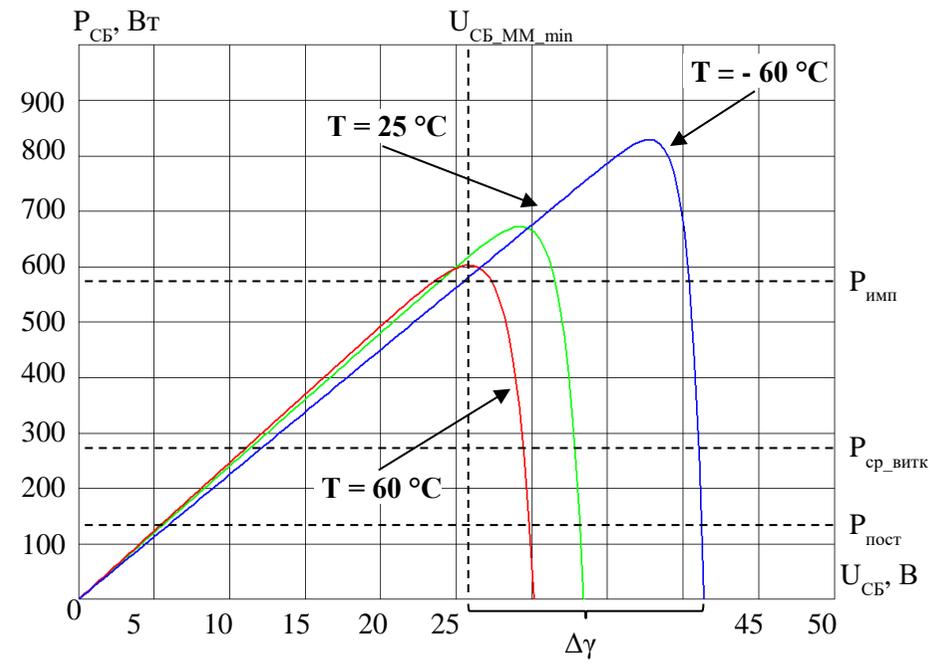
Таким образом, используя уравнения (3.4)-(3.16), можно сформировать требования к ЭПА МКА (таблица 3.1).

Таблица 3.1 – Требования к ЭПА МКА

Параметр	Величина параметра	
	не менее	не более
Максимальное напряжение, прикладываемое к элементу, В	$K_{OH} \cdot U_{CB_XX_нсас}$	-
Максимальный ток, протекающий через элемент, А	$K_{OH} \cdot I_{CB_MM_нсас}$	-
Мощность преобразователя, Вт	$\frac{U_{CB_MM_нсас} \cdot I_{CB_MM_нсас}}{\eta_{ЭПА}}$	-



а)



б)

Рисунок 3.7 – Температурный дрейф ВВХ СБ

а) в начале САС; б) в конце САС.

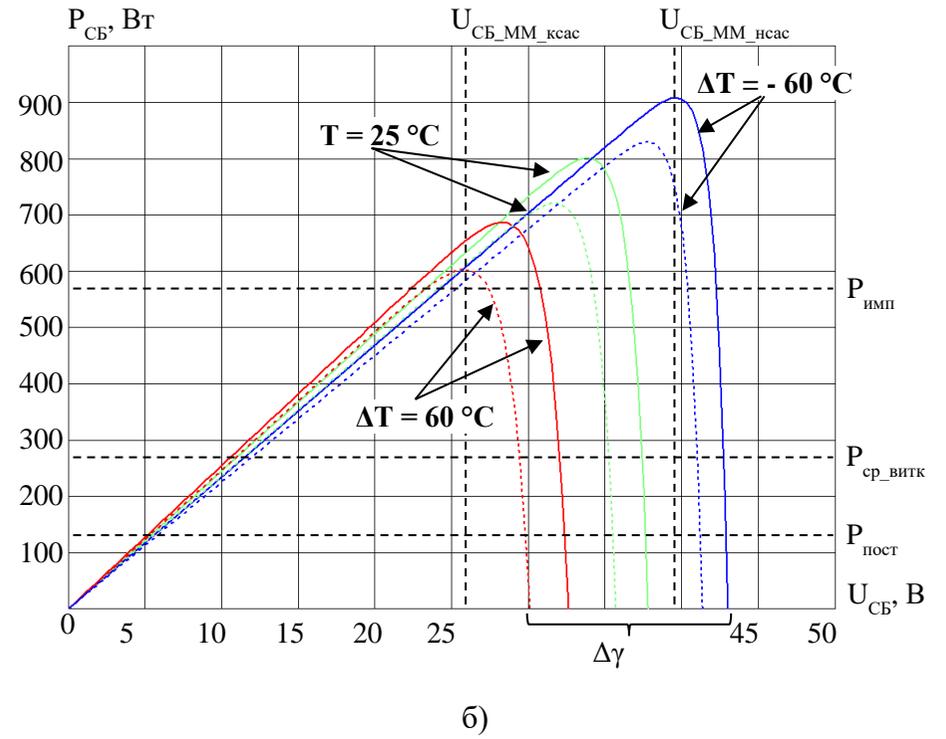
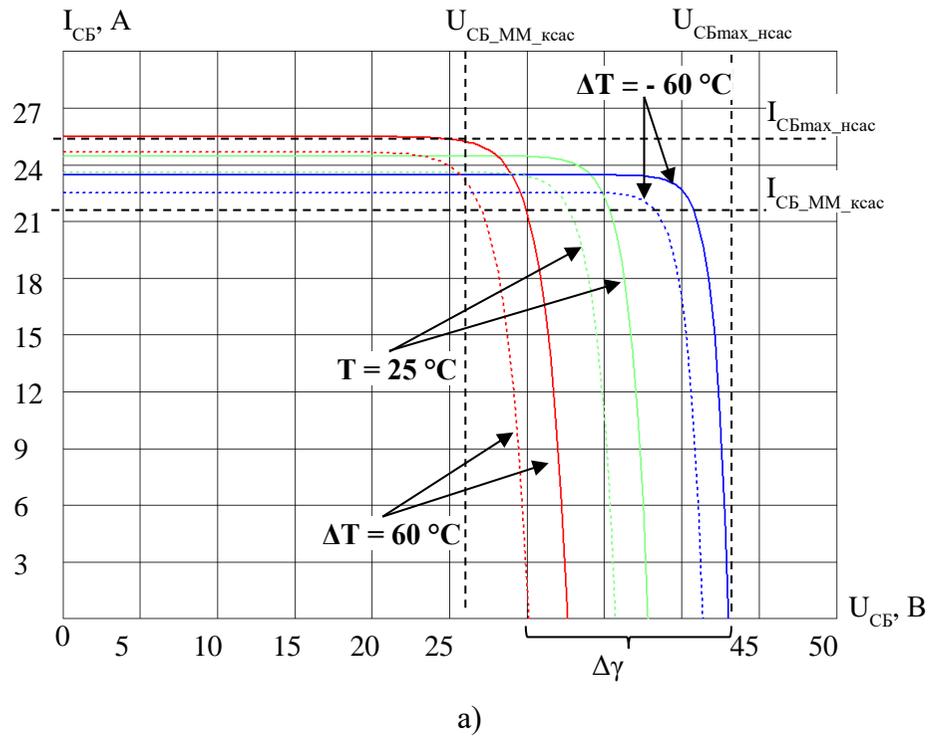


Рисунок 3.8 – Температурный и временной дрейф характеристик СБ

а) ВАХ; б) ВВХ.

3.2. Методика выбора элементов силовой части резонансного бестрансформаторного преобразователя с учетом обеспечения требуемого уровня энергетических характеристик

При выборе элементов РБП необходимо учитывать большое количество режимов, в котором работает преобразователь. Учитывая, что основным критерием энергетической эффективности преобразователя является КПД, в первую очередь элементы необходимо подбирать по условию минимальных потерь мощности. Для СЭП с буферным подключением АБ к ВШЭ наибольшая токовая нагрузка обеспечивается в режиме прямой передачи энергии и заряда АБ, при минимально заряженной АБ. В этом случае, рабочая точка преобразователя будет находиться в окрестности точки ММ СБ.

Схема РБП в режиме прямой передачи энергии и заряда АБ (рисунок 3.9) позволяет реализовать две параллельных ветви протекания тока за счет постоянно замкнутых транзисторов VT1-VT4. Такое включение позволяет обеспечить снижение статических потерь транзисторов.

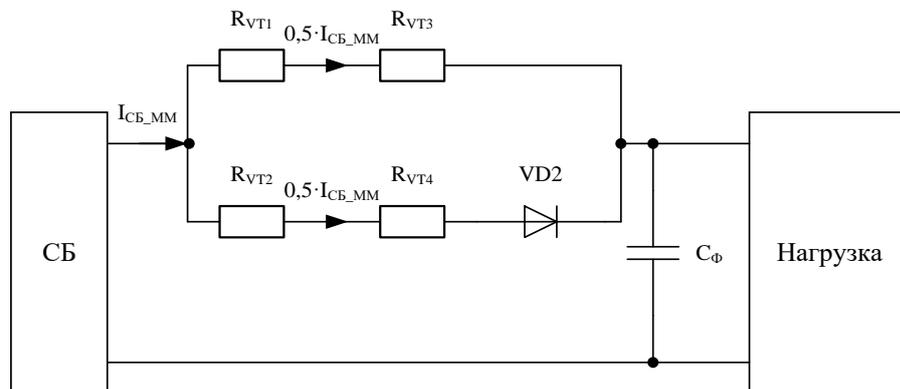


Рисунок 3.9 – РБП в режиме прямой передачи энергии и заряда АБ

Приняв допущение о равномерном распределении токов между цепями VT1-VT3 и VT2-VT4-VD2, а также о том, что ток нагрузки равен току ММ СБ, КПД в режиме прямой передачи энергии и заряда АБ можно описать уравнением

$$4 \cdot \frac{P_n}{I_{CB_MM}} \cdot \frac{1 - \eta_{РБП}}{\eta_{РБП}} = I_{CB_MM} \cdot (R_{VT1} + R_{VT2} + R_{VT3} + R_{VT4}) + 2 \cdot U_{VD2np} (I_{VD2np}) \quad (3.18)$$

Представленное уравнение является функцией нескольких неизвестных и не имеет явного аналитического решения. Соответственно, для поиска точки максимального КПД необходимо использовать численные, либо графические методы решения. Наиболее простым решением является приравнивание функций к заданным постоянным значениям и оценка КПД РБП в режиме прямой передачи энергии и заряда АБ (рисунок 3.10) в зависимости от одной переменной.

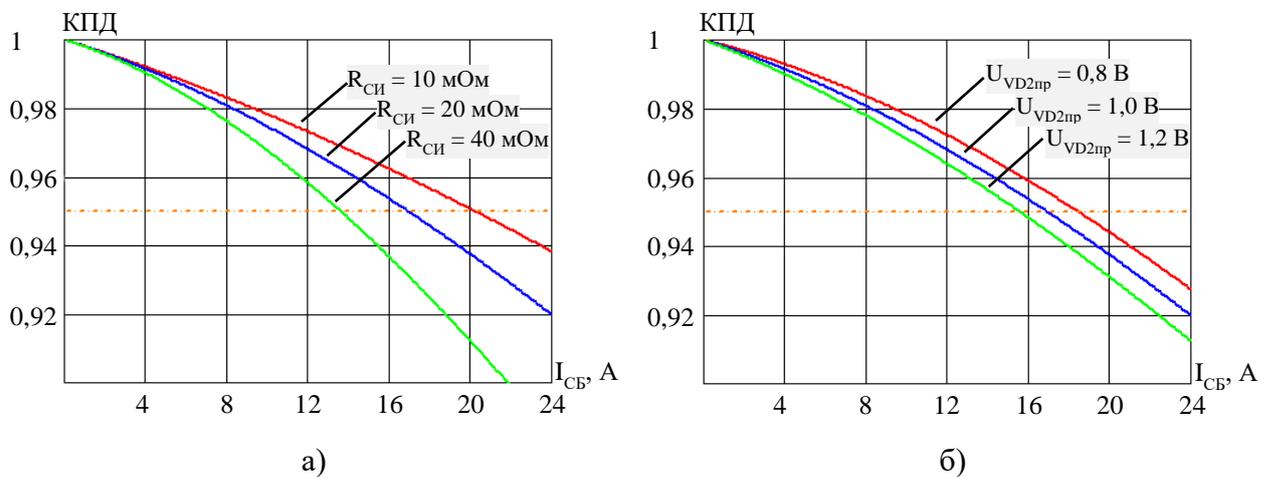


Рисунок 3.10 – Зависимость КПД РБП в режиме прямой передачи энергии и заряда АБ

а) при $R_{СИ} = \text{var}$ и $U_{VD2np} = 1 \text{ В}$; б) при $U_{VD2np} = \text{var}$ и $R_{СИ} = 10 \text{ мОм}$.

Считая, что в режиме прямой передачи энергии, РБП является аналогом резервированного непосредственного понижающего преобразователя напряжения (рисунок 1.11а), потери мощности которого, в зависимости от параметров схемы, можно оценить как

$$P_n \cdot \frac{1 - \eta_{НПП}}{\eta_{НПП}} = I_{CB_MM}^2 \cdot (R_{VT1} + R_{VT2}) \quad (3.19)$$

где $\eta_{НПП}$ – КПД резервированного непосредственного понижающего преобразователя.

Считая, что для (3.18) и (3.19) мощность нагрузки и сопротивления транзисторов одинаковы, можно оценить зависимость $\eta(I_n)$ (рисунок 3.11). Из (3.18) и графика

видно, что для основные потери мощности обеспечивает диод VD2. Преимуществом РБП является тот факт, что при практически равном КПД с непосредственным преобразователем напряжения (разница не превышает 1,5%), для режима прямой передачи энергии и заряде АБ, тепловыделение отдельных транзисторов в РБП в 4 раза меньше.

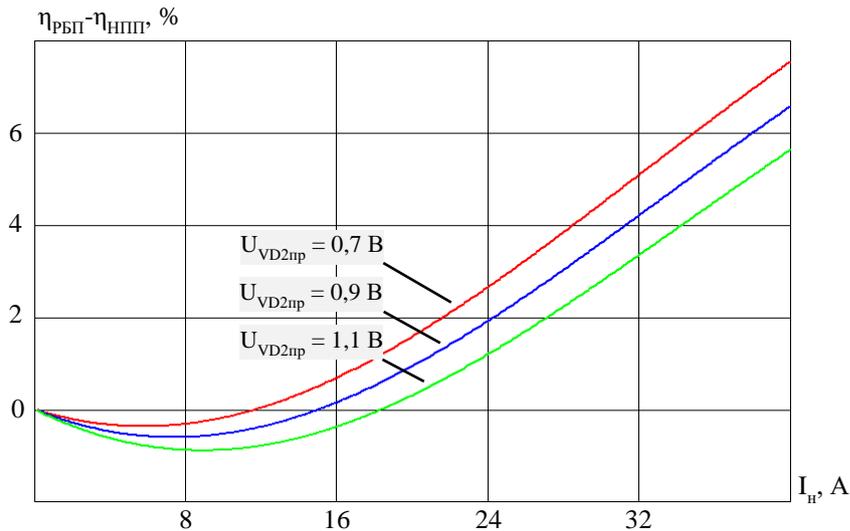
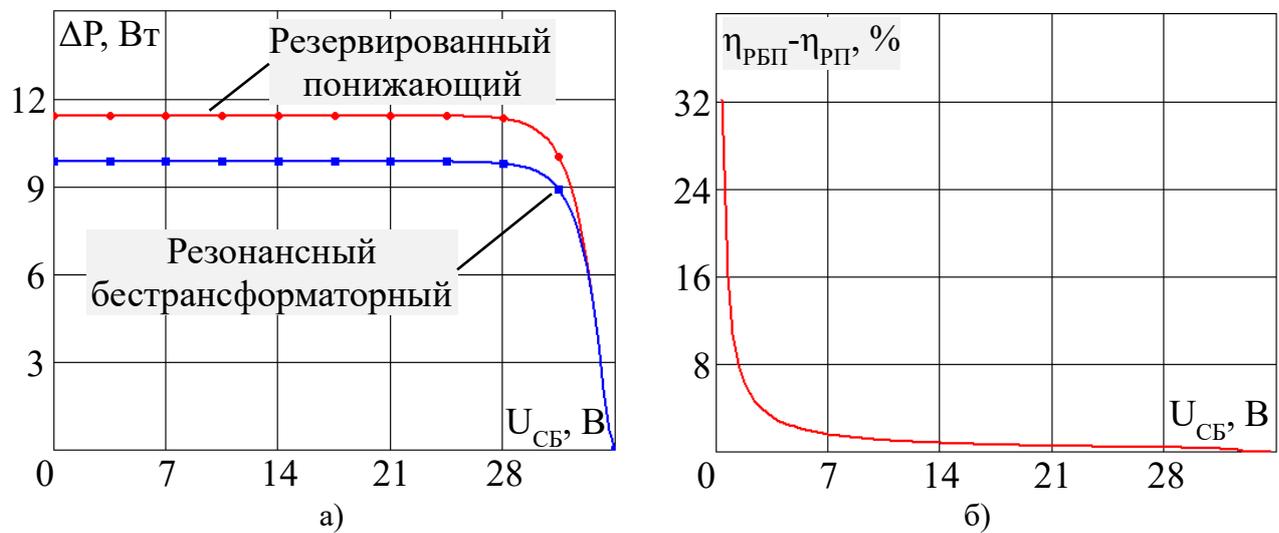


Рисунок 3.11 – Сравнение энергоэффективности РБП и непосредственного понижающего преобразователя в режиме прямой передачи энергии и заряде АБ

Очевидным является тот факт, что наличие диода VD2 не позволяет обеспечить равномерное распределение токов между ветвями замкнутых транзисторов VT1-VT3 и VT2-VT4. С учетом прямого падения напряжения диода VD2, потери мощности РБП в режиме прямой передачи энергии составят:

$$\Delta P = \begin{cases} I_{CB}^2 \cdot (R_{VT1} + R_{VT3}), \text{ если } I_{CB} \cdot (R_{VT1} + R_{VT3}) < U_{VD2np}; \\ I_1^2 \cdot (R_{VT1} + R_{VT3}) + I_2^2 \cdot (R_{VT2} + R_{VT4}) + I_2 \cdot U_{VD2np} (I_{VD2np}), \\ \text{если } I_{CB_MM} \cdot (R_{VT1} + R_{VT3}) \geq U_{VD2np} (I_2) + I_2 \cdot (R_{VT2} + R_{VT4}); \\ I_1 = \frac{U_{VD2np} + (I_{CB} - I_1) \cdot (R_{VT2} + R_{VT4})}{R_{VT1} + R_{VT3}}, \text{ ток VT1-VT3}; \\ I_2 = I_{CB} - I_1, \text{ ток VT2-VT4-VD2.} \end{cases} \quad (3.20)$$

Анализ зависимости потерь мощности от тока СБ позволяет сделать вывод, что потери мощности, полученные с учетом допущения о равнозначности распределения токов, будут выше, чем (3.20), что позволяет использовать (3.18) для оценки предельных значений тепловыделения. Токовая нагрузка на ветвь VT2-VT4-VD2, при разделении тока СБ, будет в разы меньше таковой для ветви VT1-VT4, обеспечивая повышение КПД на высоких нагрузках по сравнению с резервированным непосредственным понижающим преобразователем (рисунок 3.12).



а) потери мощности;

б) разница между КПД резонансного бестрансформаторного и резервированного понижающего преобразователей.

Рисунок 3.12 – Энергетические характеристики в режиме прямой передачи энергии

При расчете необходимо учитывать, что (3.18) позволяет провести оценку максимального статического тепловыделения элементов. В режиме регулирования выходного напряжения, токовая и тепловая импульсная нагрузка элементов могут быть значительно выше. Однако, среднее значение нагрузок на элемент за $T_{\text{мод}}$, согласно балансу мощностей, будет меньше, чем полученное по (3.18).

Другим важным критерием при проектировании ЭПА МКА, является величина пульсации напряжения на ВШЭ. Наиболее тяжелым режимом работы для РБП является режим регулирования выходного напряжения при отключенной АБ. При дальнейшем рассмотрении сделано допущение о том, что АБ заряжена до максимального напряжения, ток заряда АБ равен нулю.

При работе в режиме регулирования выходного напряжения, на частоте резонанса колебательного контура, когда попеременно замыкаются транзисторные диагонали, схема РБП принимает вид составного резистивного делителя (рисунок 3.13а). Соответственно, напряжение на нагрузке и напряжение СБ можно представить как

$$U_H = U_{СБ} (I_{СБ}) \cdot \frac{R_H}{R_H + 2 \cdot R_{VT} + \rho_{конт}} \quad (3.21)$$

Представление преобразователя в виде резистивного делителя позволяет оценить скорость изменения выходного напряжения, поскольку максимальный ток заряда выходного фильтра ограничивается $\rho_{конт}$, а заряд/разряд – R_H и его соотношением с $\rho_{конт}$.

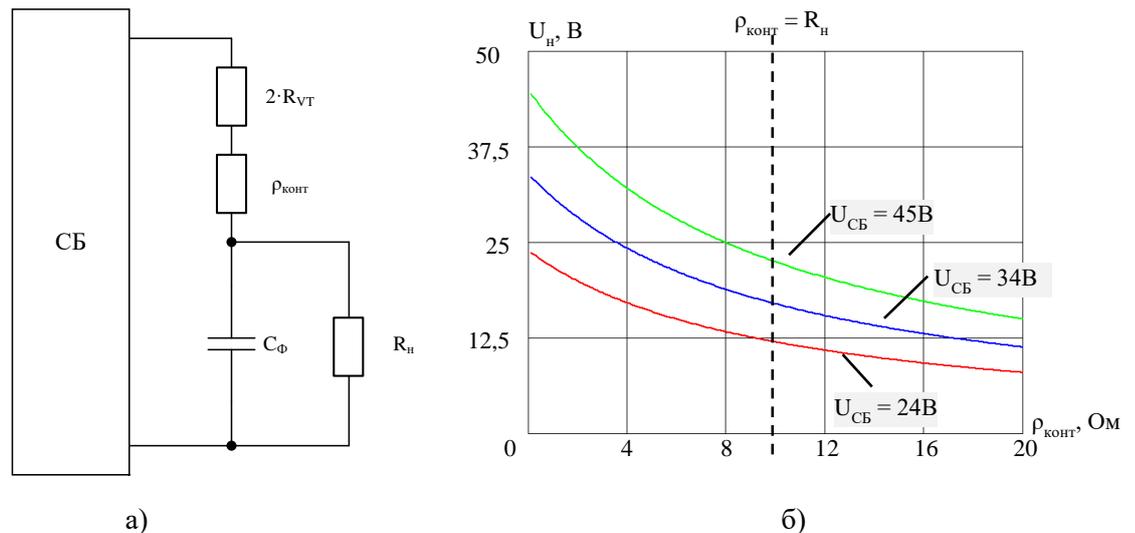


Рисунок 3.13 – Эквивалентная схема РБП с ОКРП
в режиме регулирования выходного напряжения

а) схема замещения преобразователя; б) зависимость $U_H(\rho_{конт})$.

Ток СБ МКА, в режиме регулирования выходного напряжения, будет равняться сумме токов нагрузки и заряда выходного фильтра, исходя из чего величину пульсаций напряжения на ВШЭ можно определить, как функцию от параметров колебательного контура и напряжения СБ

$$\Delta U_{\Phi} = \frac{T_{\text{мод}}}{C_{\Phi}} \cdot \left[I_{\text{СБ}}(U_{\text{СБ}}) - U_{\text{СБ}} \cdot \frac{1}{R_{\text{H}} + 2 \cdot R_{\text{VT}} + \rho_{\text{конт}}} \right] \quad (3.22)$$

Как видно из (3.22), пульсации напряжения на ВШЭ за период модуляции в $K_{\text{мод}}$ больше, чем за период рабочей (резонансной) частоты. Соответственно, при выборе диапазона КК необходимо руководствоваться не только шагом изменения выходного напряжения (2.7), но и величиной максимальной пульсации выходного напряжения.

Дополнительной особенностью РБП, которую необходимо учитывать при проектировании, является влияние типа выходного фильтра на резонансную частоту колебательного контура. Применение одно- и многозвенных фильтров по типу L-, LC-, LCLC и т.д., в которых первым звеном идет дроссель, приводит к смещению резонансной частоты, за счет сложения индуктивности колебательного контура и выходного фильтра (рисунок 3.14). Применение фильтров, где первым звеном выступает емкость, по типу C-, CLC-, CLCLC- и т.д., обеспечивает заметное смещение резонансной частоты только при номиналах, сопоставимых с емкостью колебательного контура, ввиду формирования многозвенного последовательно-параллельного колебательного контура.

$$f_{\text{рез}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{\text{рез}} \cdot \frac{C_{\text{рез}} \cdot C_{\Phi}}{C_{\text{рез}} + C_{\Phi}}}} \quad (3.23)$$

Из приведенных схем видно, что на этапе передачи энергии в нагрузку компенсация разряда выходного конденсатора C_{Φ} происходит за счет энергии СБ, при этом к колебательному контуру прикладывается разница напряжений $U_{\text{СБ}}(I_{\text{СБ}}) - U_{\text{H}}$, ограничивающая скорость перезаряда конденсатора колебательного контура $C_{\text{рез}}$. На этапе рассеивания энергии, запасенной в колебательном контуре, происходит компенсация разряда выходного конденсатора C_{Φ} за счет энергии конденсатора $C_{\text{рез}}$, при этом диод VD1 ограничивает величину разряда $C_{\text{рез}}$ на

уровне напряжения ВШЭ. Соответственно, в схеме, при нормальной работе, всегда будут формироваться интервалы нулевого тока колебательного контура, обеспечивая высокие токовые нагрузки элементов и нелинейный характер изменения значений токов и напряжений.

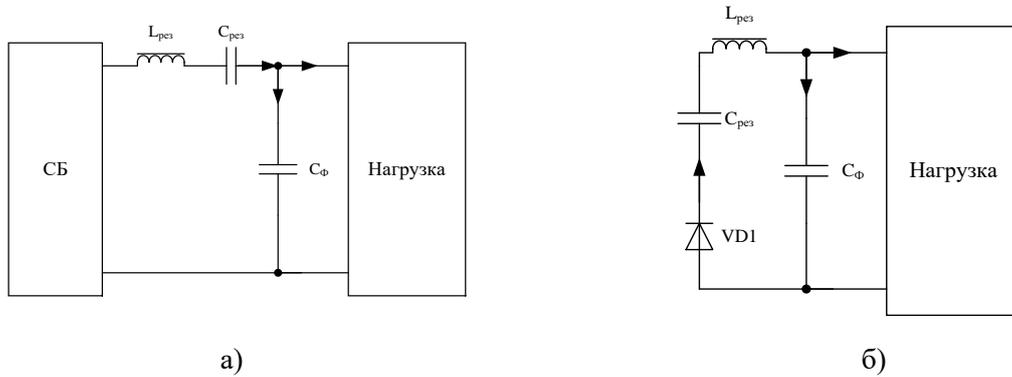


Рисунок 3.14 – Эквивалентные схемы РБП с ОКИР

в режиме регулирования выходного напряжения

- а) на интервале передачи энергии в нагрузку;
 б) на интервале рассеивания энергии, накопленной в контуре.

Считая, что энергия, накопленная в $C_{рез}$ и рассеянная $L_{рез}$ за $T_{раб}$ одинакова, можно оценить скорость изменения среднего тока колебательного контура

$$I_{L_{рез}} = \frac{1}{\rho_{конт}} \cdot [U_{СБ}(I_{СБ}) - U_H] = \frac{U_{СБ}(I_{СБ})}{\rho_{конт}} \cdot \left[1 - \frac{R_H}{R_H + 2 \cdot R_{VT} + \rho_{конт}} \right] \quad (3.24)$$

Учитывая (3.24) и считая, что $K_{мод} = I_H / I_{L_{рез}}$, можно наложить дополнительные ограничения на максимальное значение $K_{мод}$.

Отличительной особенностью резонансных преобразователей является зависимость токов и напряжений в колебательном контуре от их характеристик [18, 45, 68]. В РБП применен последовательный колебательный контур, что обеспечивает зависимость напряжения на конденсаторе от его добротности.

$$U_{Срезмакс} = Q_{конт} \cdot U_{СБ_XX} = \frac{\rho_{конт}}{R_H} \cdot U_{СБ_XX} \quad (3.25)$$

Учитывая, что напряжение СБ имеет нелинейную зависимость от напряжения на нагрузке (3.21), зависимость напряжения на конденсаторе от добротности можно представить в виде

$$U_{\text{Срезмакс}} = [U_{\text{СБ_XX}} - U_{\text{СБ}}(I_{\text{H}})] \cdot Q_{\text{конт}} \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot R_{\text{VT}}}{R_{\text{H}}} + Q_{\text{конт}} \right) \quad (3.26)$$

Сделав допущение, что $R_{\text{VT}}/R_{\text{H}} \rightarrow 0$ (ввиду малости относительно прочих слагаемых), получим нелинейную зависимость вида $f(x) = x^2 + x$ (рисунок 3.15).

При анализе (3.26) видно, что при совпадении волнового сопротивления контура и сопротивления нагрузки, напряжение резонансного конденсатора будет в два раза больше максимального напряжения СБ. Соответственно, даже для низковольтных СБ ($U_{\text{СБ_XX_нсас}} = 40 \dots 60\text{В}$), при выборе высокодобротных контуров ($Q_{\text{конт}} = 3 \dots 5$), с учетом $K_{\text{ОН}}$, необходимо выбирать высоковольтные элементы колебательного контура (от 200 В), что снижает КПД и $K_{\text{УМ}}$ ЭПА.

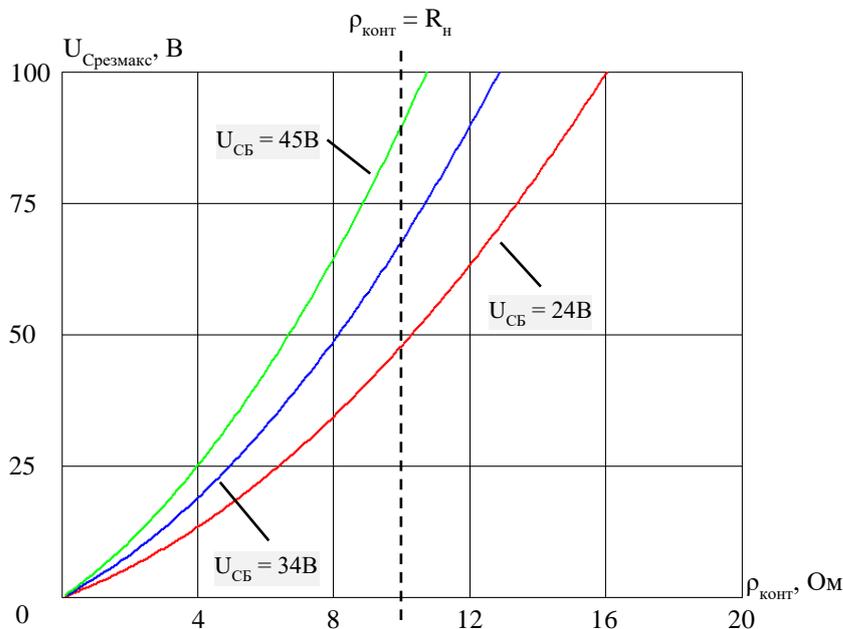


Рисунок 3.15 – Зависимость максимального напряжения резонансного конденсатора от параметров контура

При проектировании системы управления РБП, помимо выбора $K_{\text{мод}}$, требуется оценить необходимость в реализации функции сокращения эквивалентных КК по типу $5/10 = 4/8 = 2/4 = 1/2$. Применение подобной оптимизации КК позволяет повысить скорость реакции системы управления (рисунок 3.16), что должно положительно сказаться на точности стабилизации выходного напряжения. По сравнению с последовательной сменой КК (рисунок 2.2), использование функции оптимизации КК для $K_{\text{мод}} = 4$ позволило снизить время перехода от КК = 1 до КК = 0 в 1,45 раза. Однако, смена $K_{\text{мод}}$ в процессе работы приводит к избыточному усложнению алгоритма управления и повышает вероятность перехода в неустойчивый режим [13, 71]. Поэтому, в представленной работе, рассматриваются только фиксированные комбинации.

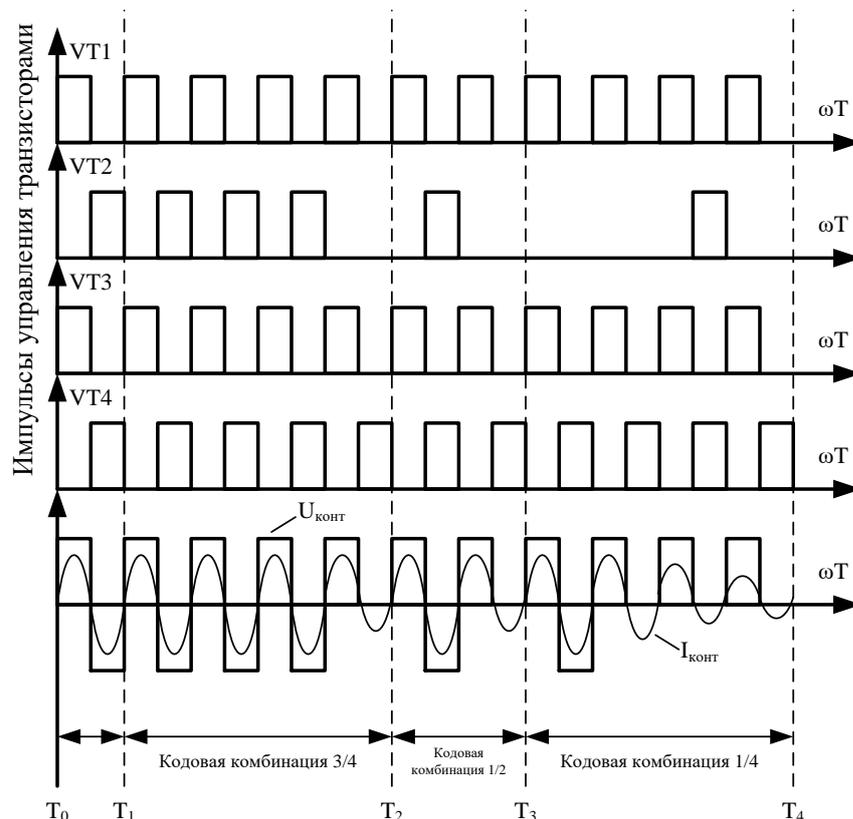


Рисунок 3.16 – Диаграмма токов и напряжений ОКИР при использовании сокращения эквивалентных КК

3.3. Выводы по главе 3

1. Разработанная методика расчета СБ позволяет провести оценку требований к элементам ЭПА с учетом изменения ВАХ и ВВХ СБ, с учетом температурных и временных изменений.

2. При оценке КПД РБП в режимах прямой передачи энергии и регулировании выходного напряжения основные потери мощности обеспечиваются диодами VD1, VD2.

3. Учитывая квадратичную зависимость напряжения резонансного конденсатора от добротности и то, что $U_{СБ\max}/U_n \leq 2$, применение в РБП высокодобротных контуров ($Q_{\text{конт}} > 3$) требует использования конденсаторов с напряжением не менее 200 В.

4. В режиме регулирования выходного напряжения, в РБП с ОКИР происходит неполный разряд резонансной емкости, ограниченный напряжением ВШЭ, обеспечивая прерывистый ток колебательного контура.

4. Экспериментальные исследования

4.1. Исследование имитационной модели резонансного бестрансформаторного преобразователя

В процессе исследования, в Matlab Simulink 2022b была разработана имитационная модель СЭП МКА на основе одноканального РБП с ОКИР (рисунок 4.1) [25, 32, 64-67, 88, 114, 118-120].

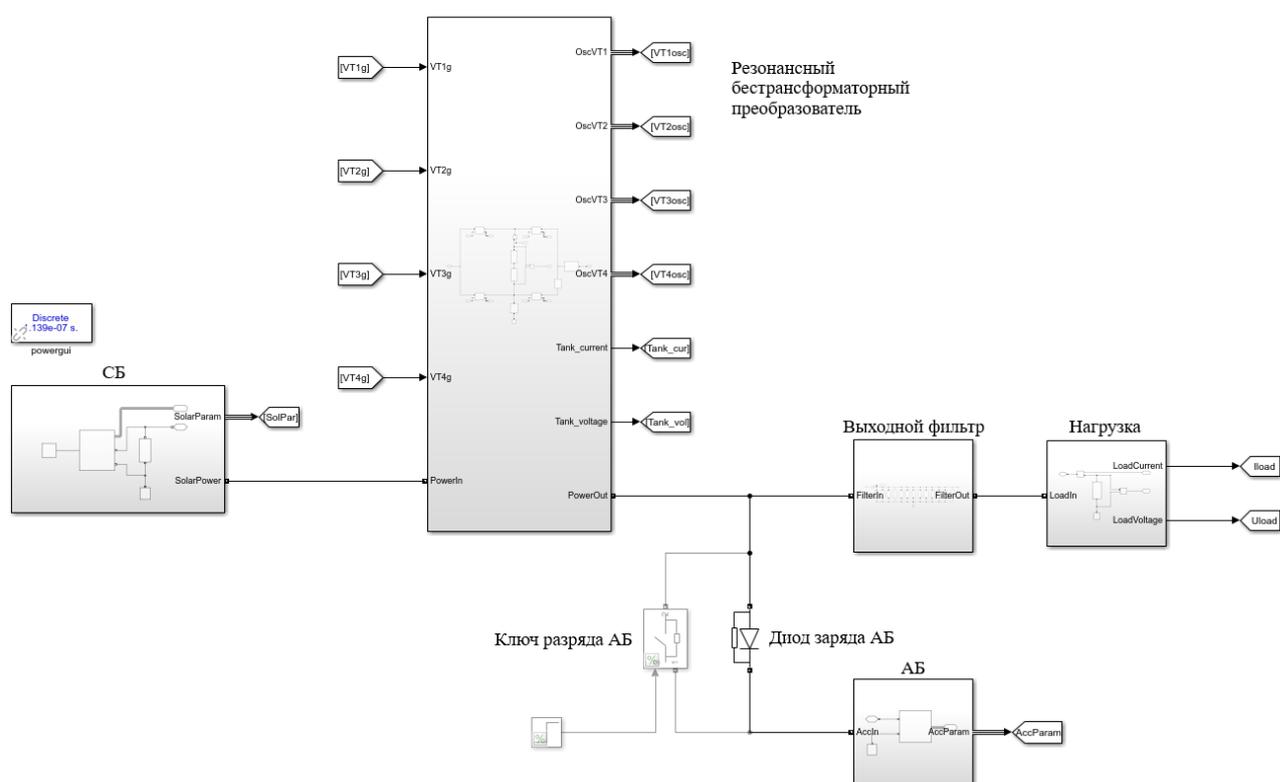


Рисунок 4.1 – Имитационная модель СЭП МКА

Модель состоит из следующих ФУ:

1) Солнечная батарея, выполненная на блоке PVArray (рисунок 4.2). Параметры ФУ – мощность излучения Солнца 1 кВт/м^2 , 16 последовательно соединенных ФП, 28 параллельных строк ФП. В качестве ФП выбран TJ Solar Cell 3G30C, с параметрами на конец САС. Выходная паразитная емкость C_{sa} равна 200 нФ .

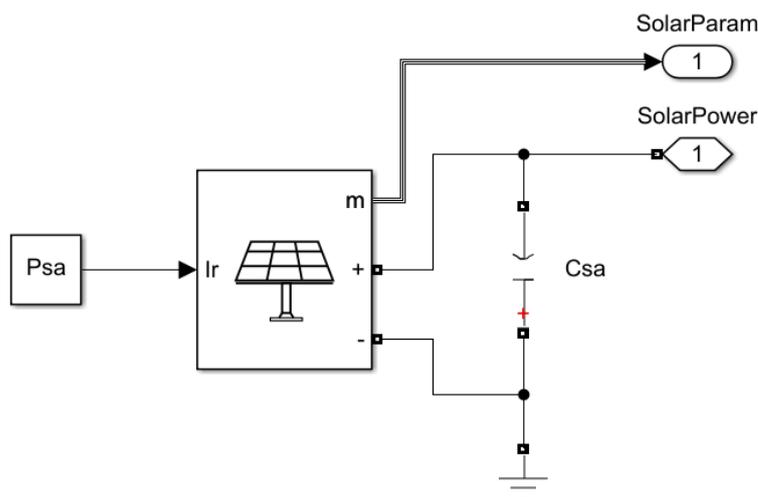


Рисунок 4.2 – Функциональный узел СБ

2) Аккумуляторная батарея, выполненная на блоке Battery (рисунок 4.3).
 Параметры ФУ – тип Lithium-Ion, емкость – 20 А·ч.

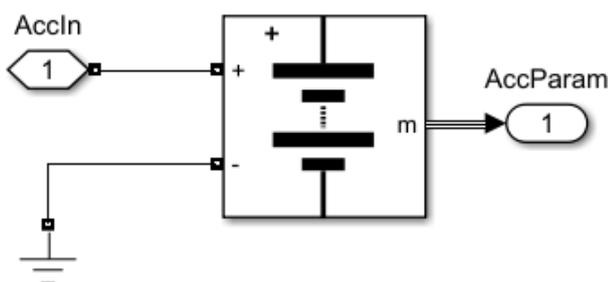


Рисунок 4.3 – Функциональный узел АБ

3) Ключ разряда АБ. Реализован на основе блока Ideal Switch, сопротивление 60 мОм, параллельно подключен диод заряда АБ, обеспечивающий постоянный заряд АБ (имитация микросборки 2607КП1АТ [47]).

4) Нагрузка, выполненная на основе блока Resistor (рисунок 4.4а).

5) Выходной фильтр, выполненный на основе блока Capacitor (рисунок 4.4б).
 Параметры ФУ – эквивалентное последовательное сопротивление каждого конденсатора 1 Ом, емкость 82 мкФ (имитация конденсаторов К52-76). Суммарная емкость фильтра 1066 мкФ.

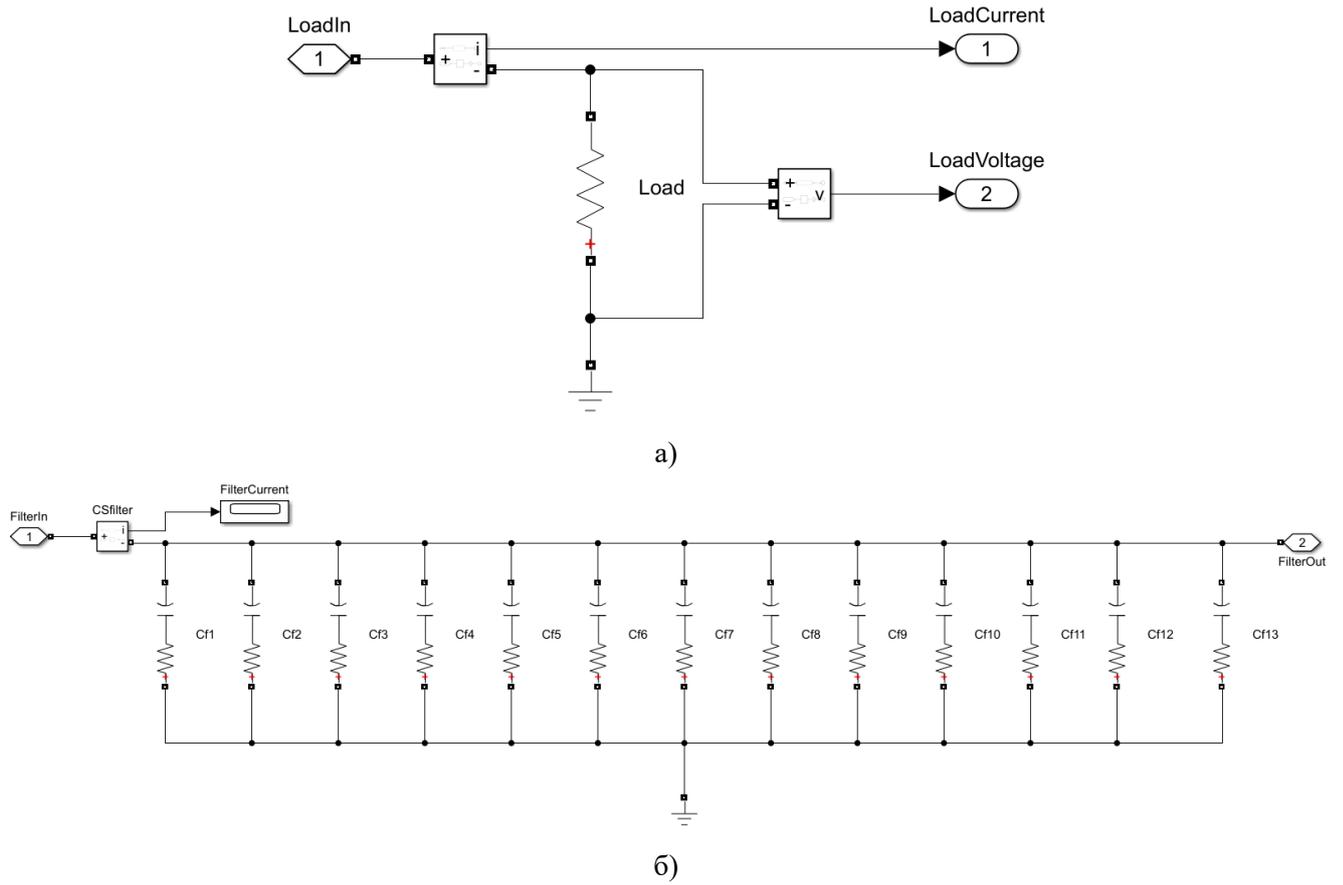


Рисунок 4.4 – Функциональные узлы нагрузки ЭПК МКА
 а) нагрузки; б) выходного фильтра.

б) Система формирования КК (рисунок 4.5). Длительность периода модуляции задается с помощью переменной K_{mod} , длительность периода вынужденных колебаний задается с помощью переменной K_{for} .

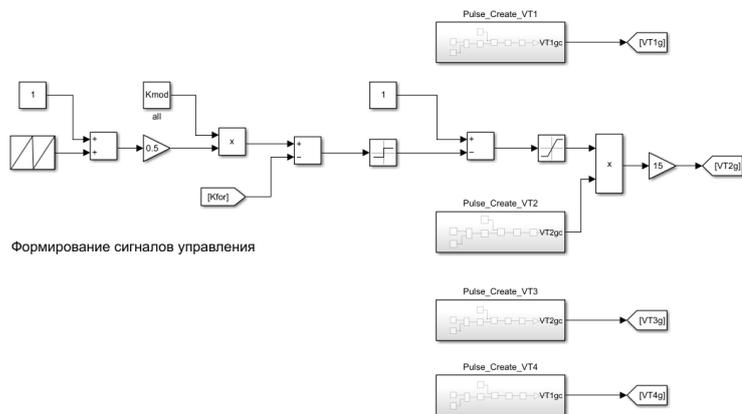


Рисунок 4.5 – Функциональный узел формирования КК

7) Резонансный бестрансформаторный преобразователь (рисунок 4.6).

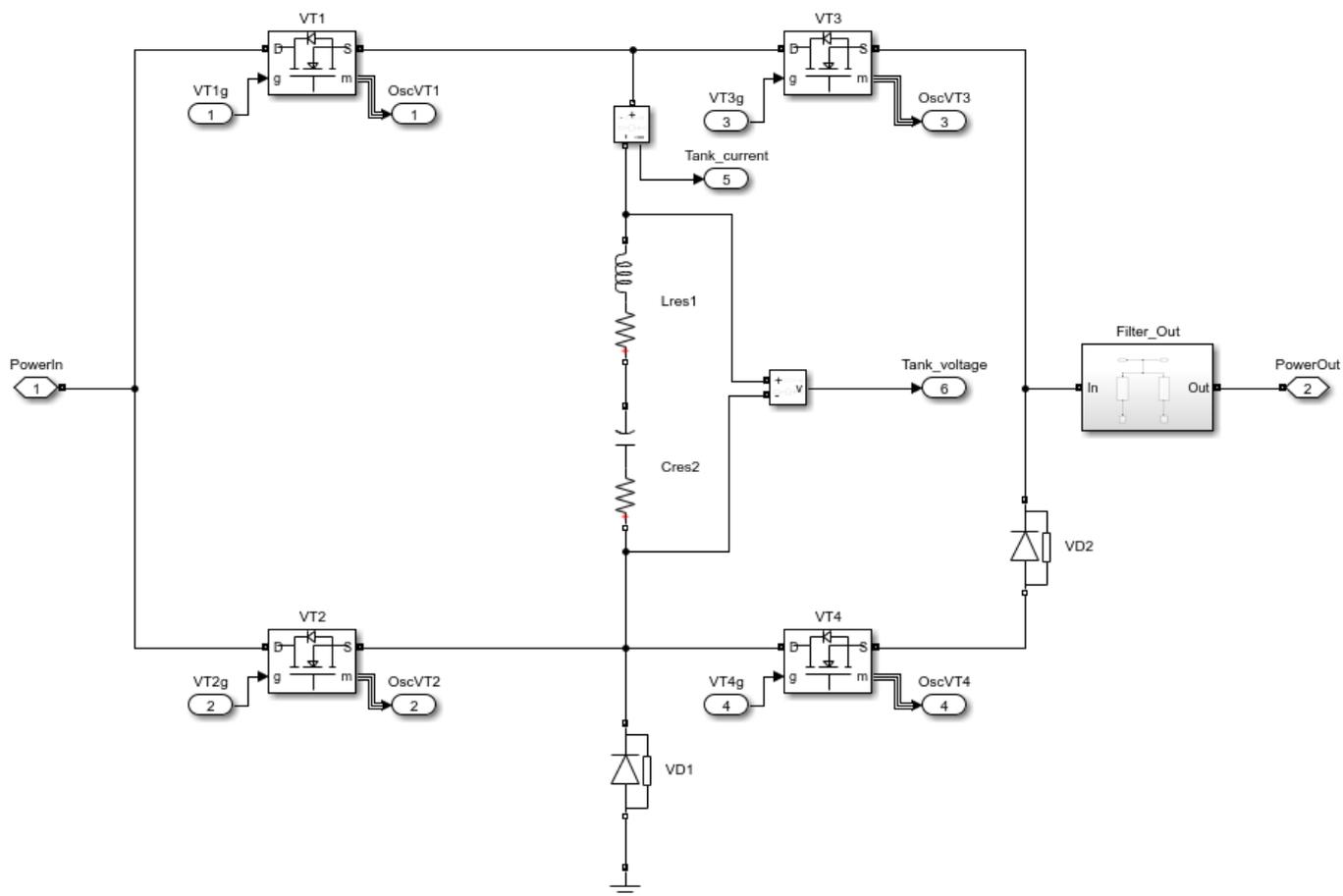


Рисунок 4.6 – Функциональный узел РБП

Использованы параметры транзистора 2П7169В9 ($R_{СИ\max} = 30 \text{ мОм}$, $U_{VDпр} = 1,2 \text{ В}$) и диода 2ДШ2942В ($U_{VDобр\max} = 80 \text{ В}$, $U_{VDпр} = 0,9 \text{ В}$) [2, 48].

Параметры колебательного контура:

- $L_{рез} = 10 \text{ мкГн}$, $r_{esr} = 5 \text{ мОм}$;
- $C_{рез} = 220 \text{ нФ}$, $r_{esr} = 5 \text{ мОм}$.

Выходной фильтр (ФУ Filter_Out) состоит из двух параллельно соединенных конденсаторов по 10 мкФ и эквивалентным последовательным сопротивлением по 20 мОм.

Для модели приняты следующие значения мощности нагрузки:

- $P_{пост} = 66 \text{ Вт}$ (при $U_H = 34 \text{ В}$, $R_H = 17,5 \text{ Ом}$);
- $P_{имп} = 330 \text{ Вт}$ (при $U_H = 34 \text{ В}$, $R_H = 3,5 \text{ Ом}$).

КПД РБП в режиме прямой передачи энергии (рисунок 4.7) имеет линейный вид, отклонение потерь мощности от (3.20) не превышает 5 % и вызвано тем, что при расчете использовалось статичное значение прямого падения напряжения на диоде.

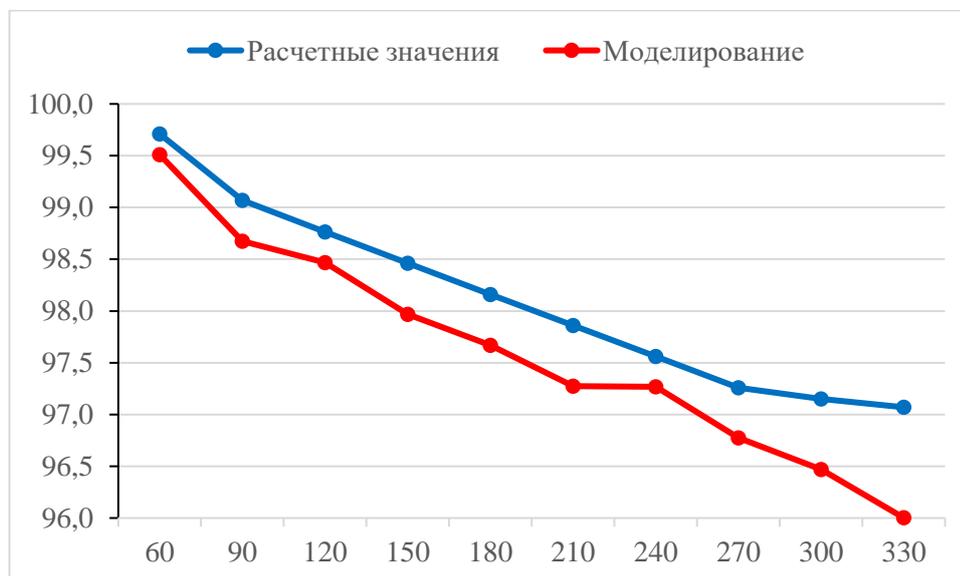


Рисунок 4.7 – КПД РБП в режиме прямой передачи энергии

Регулировочные характеристики РБП с ОКИР (рисунок 4.8), в режиме регулирования выходного напряжения, имеют два вида – экспоненциальный, при малых нагрузках (рабочая область преобразователя находится в окрестности точки ХХ), и линейный, при больших нагрузках (рабочая область преобразователя находится между точкой ММ и точкой ХХ).

Разница между данными имитационного моделирования и расчетными значениями (раздел 2.3) связана с отличием в расчете среднего значения за период. При расчетах по (2.6)-(2.14) использовались средние значения напряжения за $T_{\text{раб}}$, в то время как при имитационном моделировании использовалось усреднение значений за $T_{\text{мод}}$.

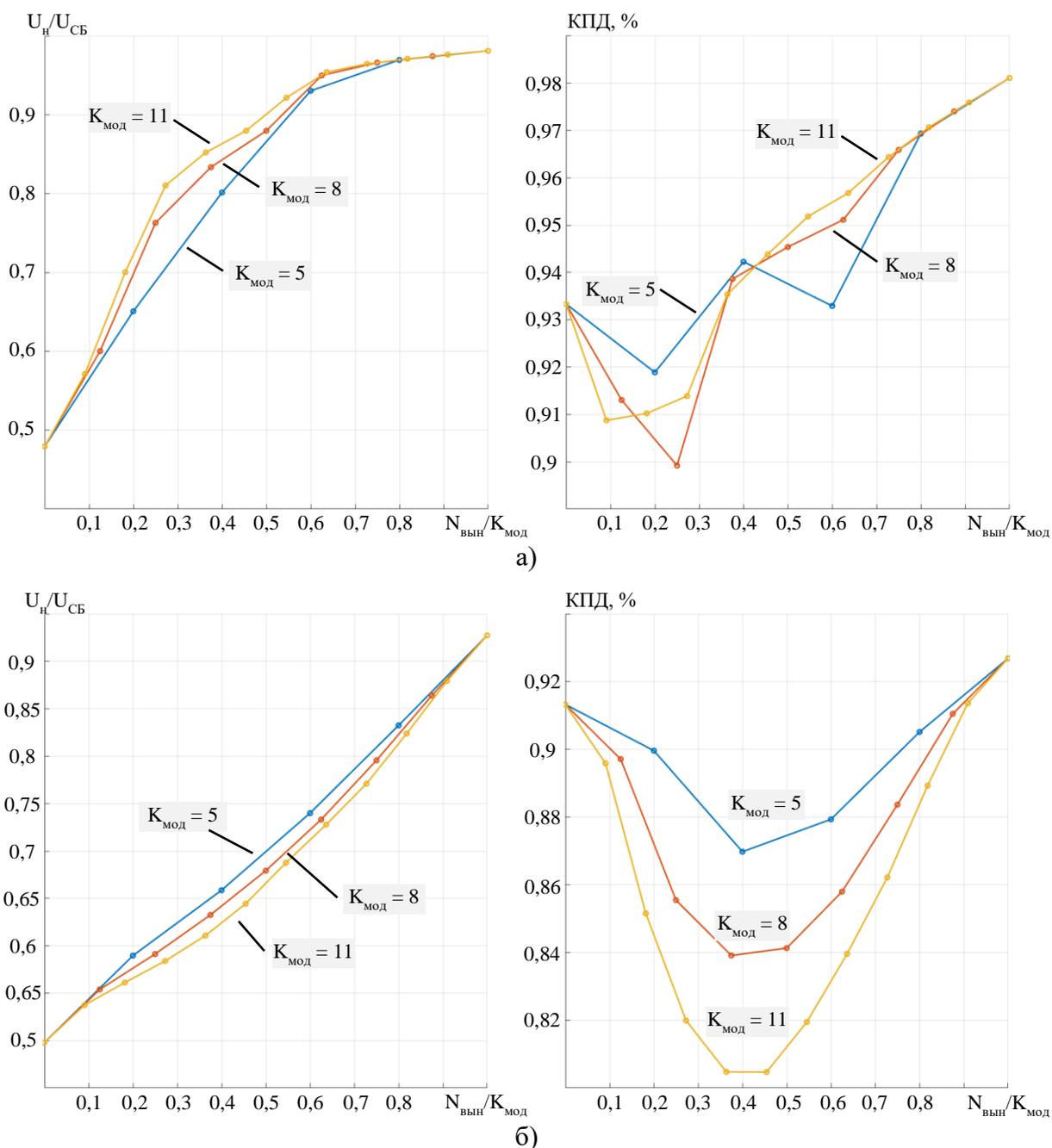


Рисунок 4.8 – Энергетические характеристики РБП с ОКИР

в режиме регулирования выходного напряжения

а) для $P_{\text{пост}}$; б) для $P_{\text{имп}}$.

Как видно из диаграмм моделирования работы преобразователя в режиме регулирования выходного напряжения (рисунок 4.9-рисунок 4.12), для диапазона нагрузок [$P_{\text{пост}} \dots P_{\text{имп}}$], для произвольных КК (при $K_{\text{мод}} = 11$) обеспечивается НДК за счет синусоидальной формы тока резонансного контура.

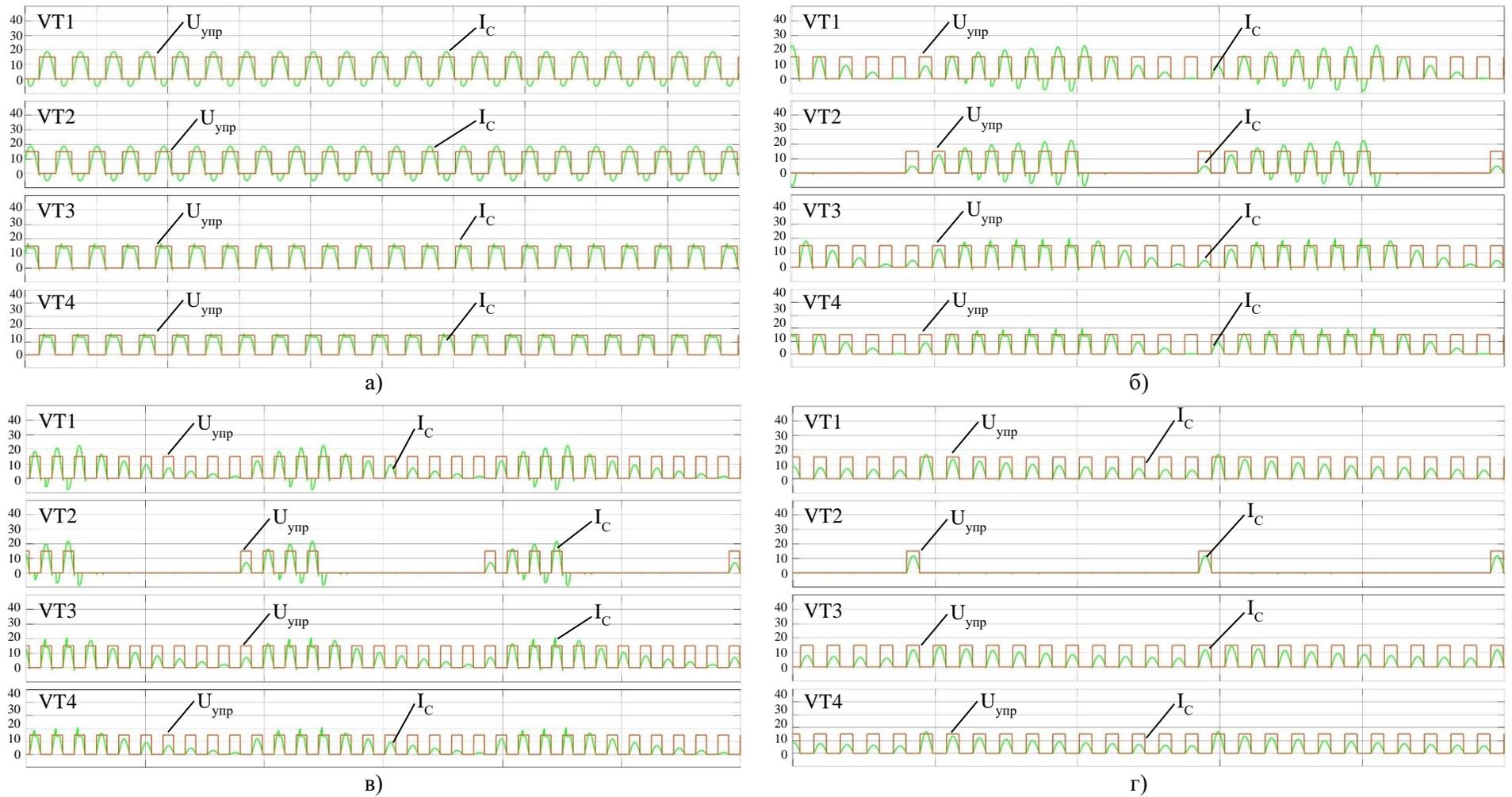


Рисунок 4.9 – Сигналы управления и ток транзисторов для $P_{\text{имп}}$ (режим регулирования выходного напряжения)

а) при КК 11/11; б) при КК 7/11;

в) при КК 4/11; г) при КК 2/11.

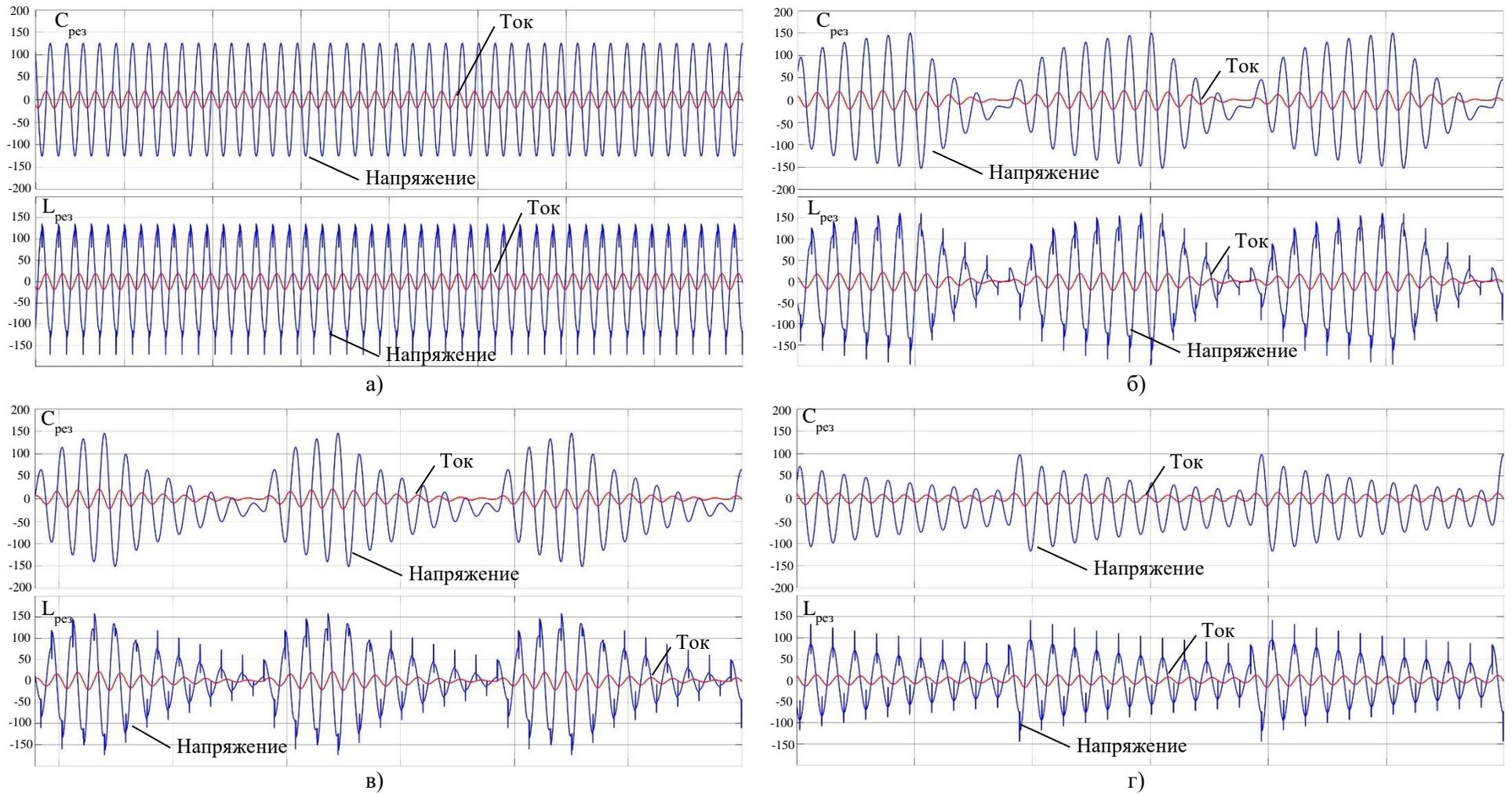


Рисунок 4.10 – Напряжение и ток колебательного контура для $R_{имп}$ (режим регулирования выходного напряжения)

а) при КК 11/11; б) при КК 7/11;

в) при КК 4/11; г) при КК 2/11.

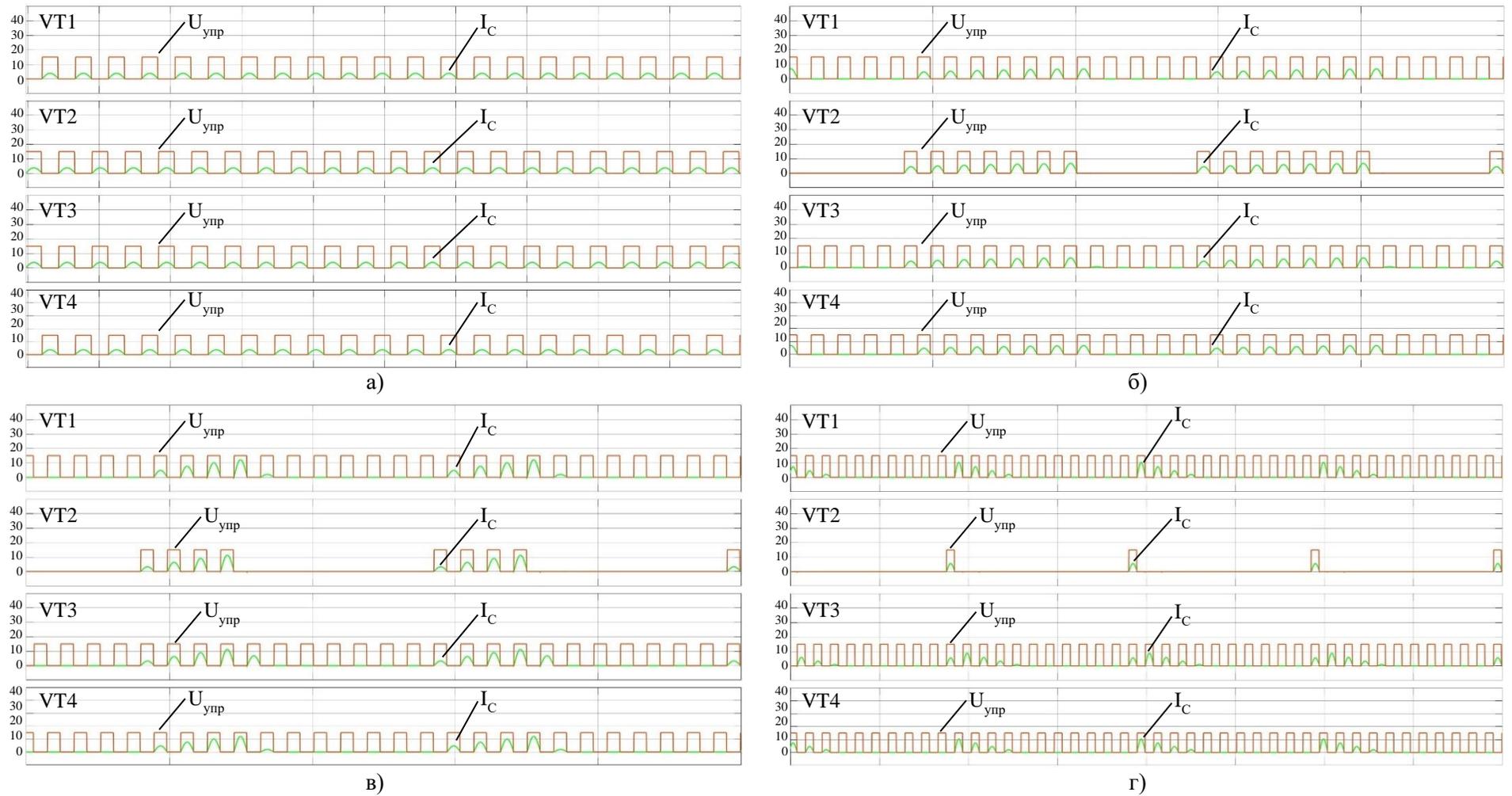


Рисунок 4.11 – Сигналы управления и ток транзисторов для $P_{пост}$ (режим регулирования выходного напряжения)

а) при КК 11/11; б) при КК 7/11;

в) при КК 4/11; г) при КК 2/11.

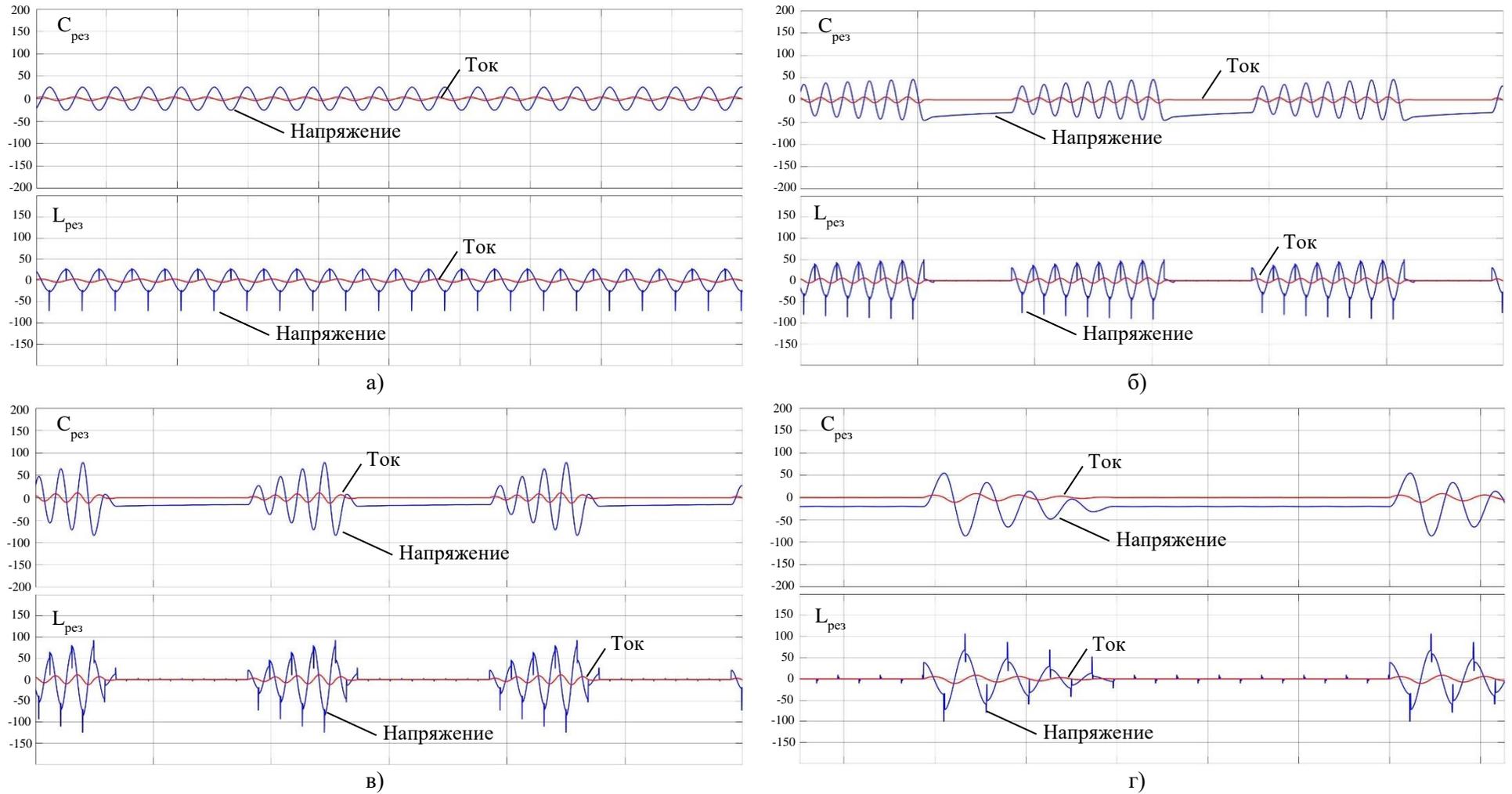


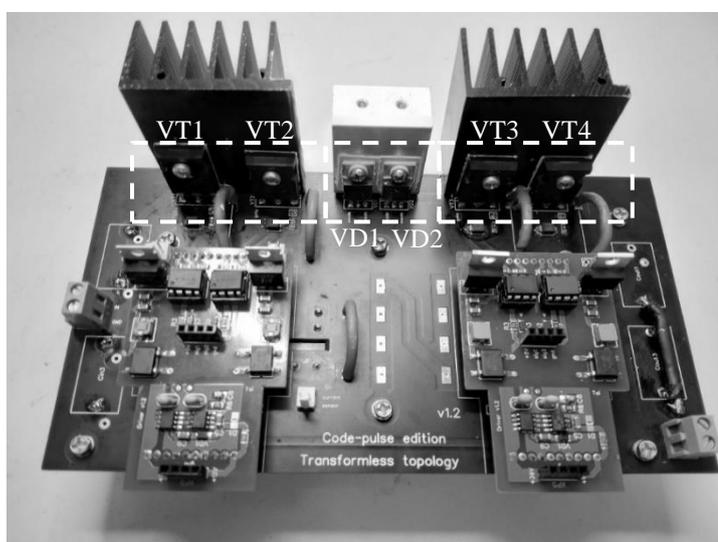
Рисунок 4.12 – Напряжение и ток колебательного контура для $P_{пост}$ (режим регулирования выходного напряжения)

а) при КК 11/11; б) при КК 7/11;

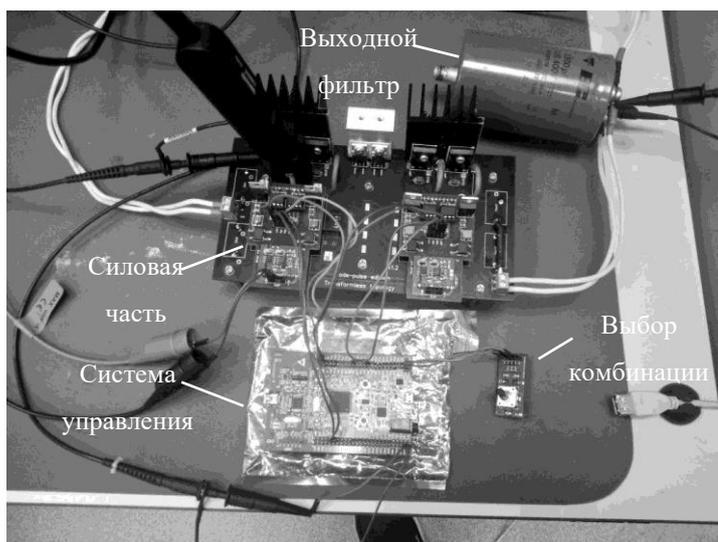
в) при КК 4/11; г) при КК 2/11.

4.2. Исследование макетного образца резонансного бестрансформаторного преобразователя

Для верификации результатов аналитического расчета и имитационного моделирования, был изготовлен макетный образец РБП (рисунок 4.13). С целью минимизации влияния паразитных параметров соединительных проводников на результаты эксперимента, была разработана печатная плата РБП с печатными проводниками минимальной длины.



а)



б)

Рисунок 4.13 – Макетный образец РБП с ОКИР

а) верхняя сторона печатной платы; б) в составе рабочего места испытаний.

Примененная элементная база:

- транзистор IRFP4868PbF [93]. Выбор обусловлен как эксплуатационными особенностями (возможна установка на радиатор без изоляционной обкладки), так и электрическими характеристиками, а именно – высоким предельным напряжением сток-исток (300 В), позволяющим проводить испытания как для низковольтной, так и высоковольтной ВШЭ. Отечественный аналог космического уровня качества – 2ПЕ303Б9 [5];

- диод MBR20200СТ [112]. Выбор обусловлен высоким значение предельного тока (20 А), а также низкого уровня прямого падения напряжения (до 0,9 В при 20 А). Отечественный аналог космического уровня качества – 2ДШ2942Е1 [48];

- дроссель колебательного контура (общая индуктивность – 11,8 мкГн) выполнен с помощью четырех последовательно соединенных безвыводных дросселей SPM1256ХТ [124] индуктивностью ($2,8 \pm 20\%$) мкГн каждый. Выбор обусловлен эксплуатационными особенностями (простота набора требуемого номинала, малый габарит и масса элемента) и электрическими характеристиками такими как – высокий ток насыщения (28 А), низкое эквивалентное последовательное сопротивление (максимальное – 5,2 мОм, типовое – 4,0 мОм). Отечественный аналог космического уровня качества – безвыводные дроссели серии Д372 [21];

- конденсатор колебательного контура (общая емкость – 0,66 мкФ) выполнен с помощью двух параллельно соединенных пленочных конденсаторов К78-2-250 [57], емкостью ($0,33 \pm 10\%$) мкФ каждый. Выбор обусловлен высоким допустимым рабочим напряжением (250 В), протекающим током (до 32,9 А) и скоростью изменения напряжения (до 70 В/мкс). Отечественный аналог космического уровня качества – пленочные конденсаторы К73-17 [58].

- токовый датчик AS-331 [123]. Выбор обусловлен универсальной схемой подключения датчика (рисунок 4.14), позволяющей обеспечить повышенную нагрузочную способность по току в диапазоне рабочих частот 20...200 кГц и протекающих токов. Датчик представляет из себя готовое калиброванное изделие, с выходным сигналом в диапазоне 0...150 мА, что упрощает построение системы управления.

Electrical Specifications at 25°C

Part Number		Prim./Sec. Ratio	L _{sec} ⁽¹⁾ (mHMin.)	DCR _{sec} (Ohms Max.)	Sec. Term. ⁽²⁾ Resistance (Ohms Nom.)	I _{sec} ⁽³⁾ Max.	Volt μs ⁽⁴⁾ Max.	Schematic
Type 1	Type 2							
AS-200	AS-300	1:50	5	0.65	50	300mA	175	
AS-201	AS-301	1:100	20	1.30	100	150mA	350	
AS-202	AS-302	1:200	80	4.50	200	75mA	700	
AS-210	AS-310	1:50CT	5	0.65	25 + 25	300mA	175	
AS-211	AS-311	1:100CT	20	1.30	50 + 50	150mA	350	
AS-212	AS-312	1:200CT	80	4.50	100 + 100	75mA	700	
	AS-320	1:50	5	0.65	50	300mA	175	
	AS-321	1:100	20	1.30	100	150mA	350	
	AS-322	1:200	80	4.50	200	75mA	700	
	AS-330	1:50CT	5	0.65	25 + 25	300mA	175	
	AS-331	1:100CT	20	1.30	50 + 50	150mA	350	
	AS-332	1:200CT	80	4.50	100 + 100	75mA	700	

Рисунок 4.14 – Основные параметры датчика тока AS-331

- выходной фильтр канала преобразования энергии (общая емкость – 20 мкФ) выполнен с помощью двух параллельно соединенных пленочных конденсаторов TDK В3254R3106К [125]. Выбор обусловлен хорошими частотными свойствами элемента, обеспечивающих высокий уровень фильтрации высокочастотных шумов. Отечественный аналог космического уровня качества – пленочные конденсаторы К73-87 [59].

На печатной плате, рядом с каждым силовым транзистором, установлены аркообразные перемычки сечением 2,5 мм², для непосредственного подключения токовых щупов осциллографов. Кроме того, в цепь колебательного контура установлена перемычка сечением 2,5 мм² для подключения токового щупа осциллографа.

Как было установлено в процессе разработки макетного образца, применение бутстреперной схемы и схемы трансформаторной развязки сигнала драйвера с применением конденсаторов в первичной и вторичной обмотках приводит к искажениям управляющего сигнала и некорректной коммутации транзисторов. С учетом вышеуказанной особенности, а также необходимости отработки процесса перехода преобразователя из режима в режим, было принято решение использовать для каждого силового транзистора одиночный опто-драйвер HCPL-3120. Структура драйвера позволяет реализовать гальваническую развязку между питанием драйвера и сигналом управления. При этом каждый драйвер питается от отдельной обмотки инверторно-трансформаторного ИВЭП, выполненного на основе полумостового инвертора напряжения со средней точкой.

Рабочее место испытаний (рисунок 4.15) состоит из следующих ФУ:

1. Двухканальный имитатор солнечной батареи, Keysight E4360A с двумя модулями E4362A [101, 102]. Модули подключены параллельно, выбран режим экспоненциальной ВАХ со следующими параметрами:

- напряжение холостого хода 45 В;
- ток короткого замыкания канала 5 А;
- напряжение в точке максимальной мощности 35 В;
- ток в точке максимальной мощности 4,1 А.

Для имитации выходной паразитной емкости СБ, к выходным клеммам имитатора подключены два пленочных конденсатора К78-2-250 В-0,1 мкФ.

2. Силовая часть бестрансформаторного преобразователя энергии.

3. Выходной емкостный фильтр, состоящий из конденсатора емкостью 3300 мкФ, имитирующего выходной фильтр МКА.

4. Четырехканальный имитатор нагрузки, Keysight N3300A с двумя модулями N3305A [104-106]. Модули подключены параллельно, выбран режим заданного сопротивления. Суммарная мощность – 1000 Вт. Имитация АБ реализована с помощью источника питания Keysight N7976A с модулями N7909A [103, 105].

5. Цифровой датчик напряжения, на основе гальванически развязанного ОУ с АЦП, для измерения выходного напряжения и передачи в систему управления

6. Система управления, выполненная на отладочной плате микроконтроллера STM32F407V6T6. При проведении испытаний реализована ручная смена режимов работы и изменения КК.

7. Источник напряжения GW Instek GPS-74303 [33], для питания драйверов управления транзисторами.

8. Гальванически развязанные драйверы управления транзисторами.

9. Энкодер для задания КК.

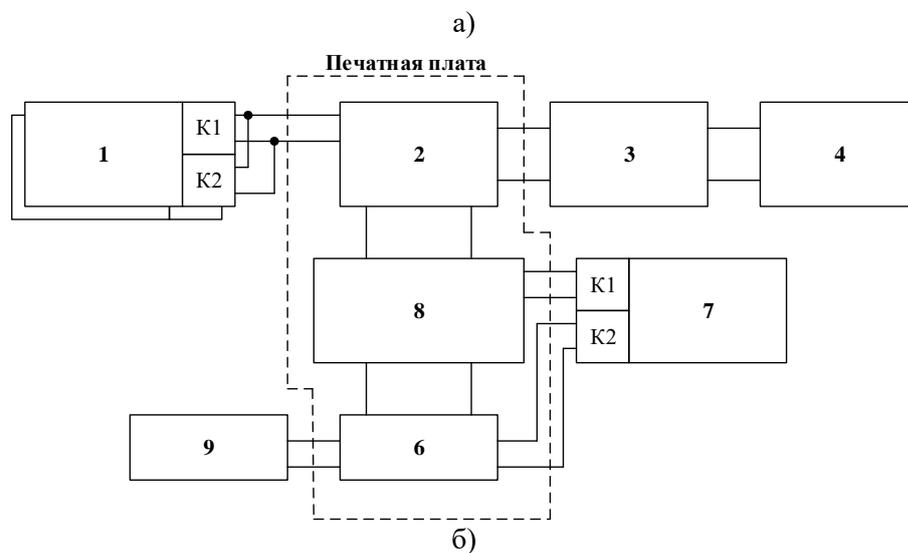
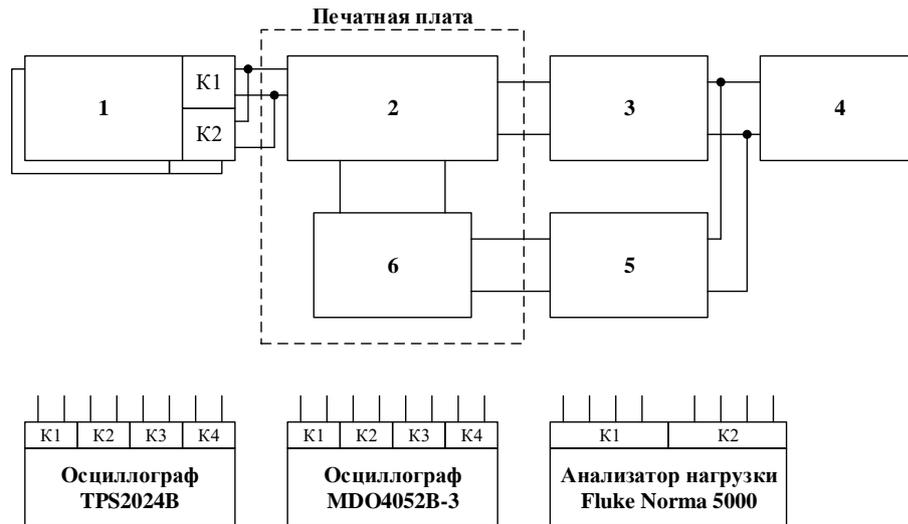
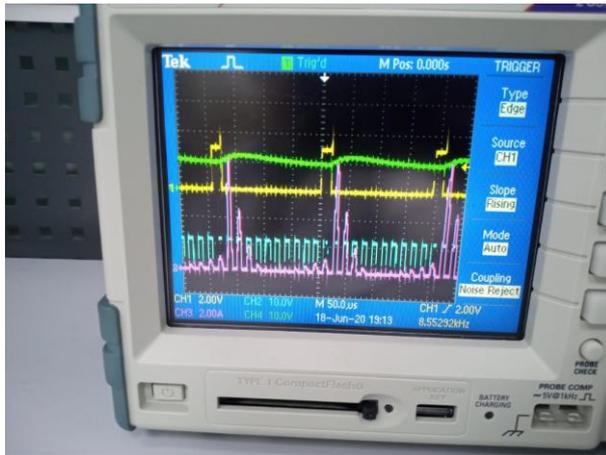


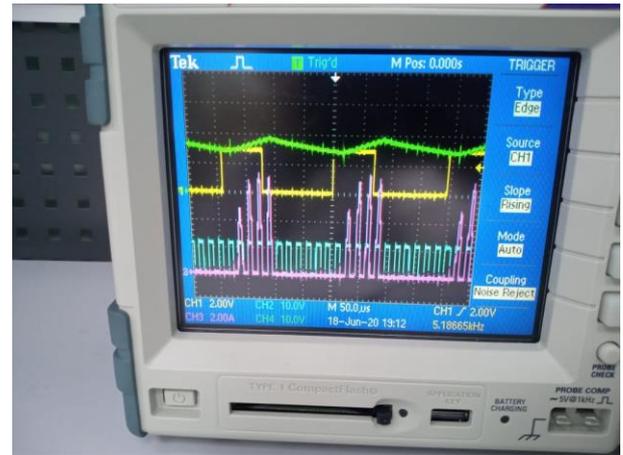
Рисунок 4.15 – Рабочее место испытаний РБС с ОКИР

а) Общая схема, с контрольно-измерительным оборудованием; б) Схема задания КК.

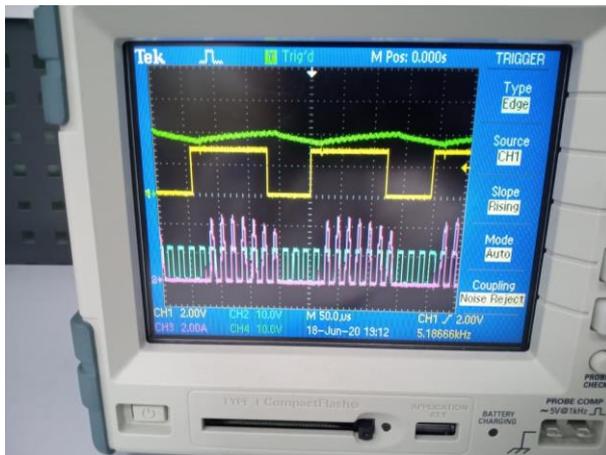
Осциллограммы испытаний макетного образца РБП, в режиме ручного формирования КК, при питании от источника напряжения, демонстрируют линейное изменение напряжения нагрузки и сохранение синусоидальной формы тока колебательного контура (рисунок 4.16) и, соответственно, НДК всех транзисторных ключей.



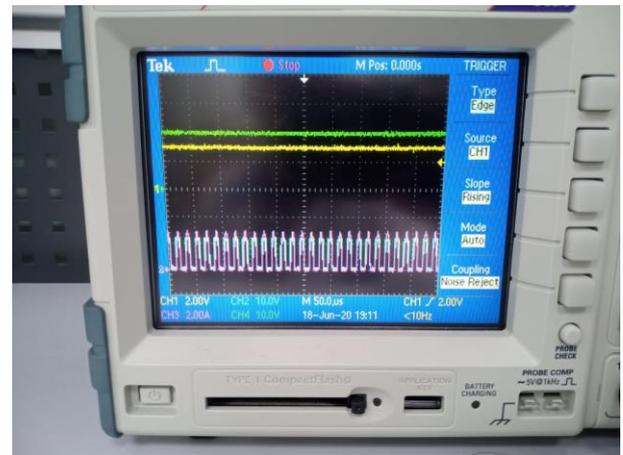
а)



б)



в)



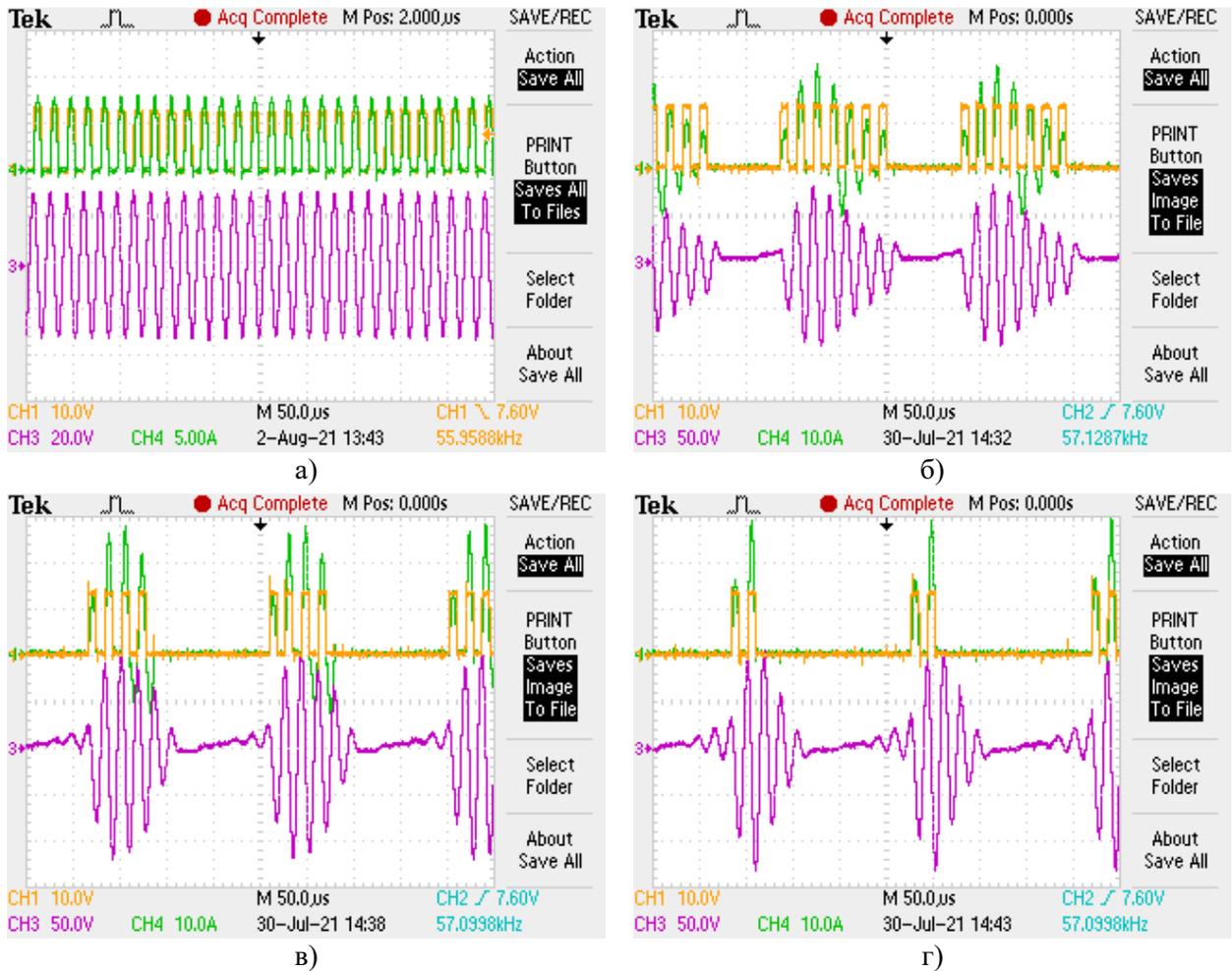
г)

- CH1 – импульс синхронизации;
- CH2 – напряжение на затвор-источке транзистора VT3;
- CH3 – ток стока транзистора VT3;
- CH4 – выходное напряжение;

Рисунок 4.16 – Осциллограммы РБП с ОКИР при задании КК

- а) при КК 1/11; б) при КК 4/11;
- в) при КК 7/11; г) при КК 11/11.

Осциллограммы токов и напряжений макетного образца РБП, в режиме ручного формирования КК ($K_{\text{мод}} = 11$), при изменении выходной мощности в диапазоне $[P_{\text{пост}} \dots P_{\text{имп}}]$ (рисунок 4.17, рисунок 4.18) показывают сохранение режима НДК всех транзисторных ключей. Для эксперимента были приняты следующие значения мощности нагрузки $P_{\text{пост}} = 66$ Вт, $P_{\text{имп}} = 330$ Вт, $U_{\text{н}} = 24$ В.

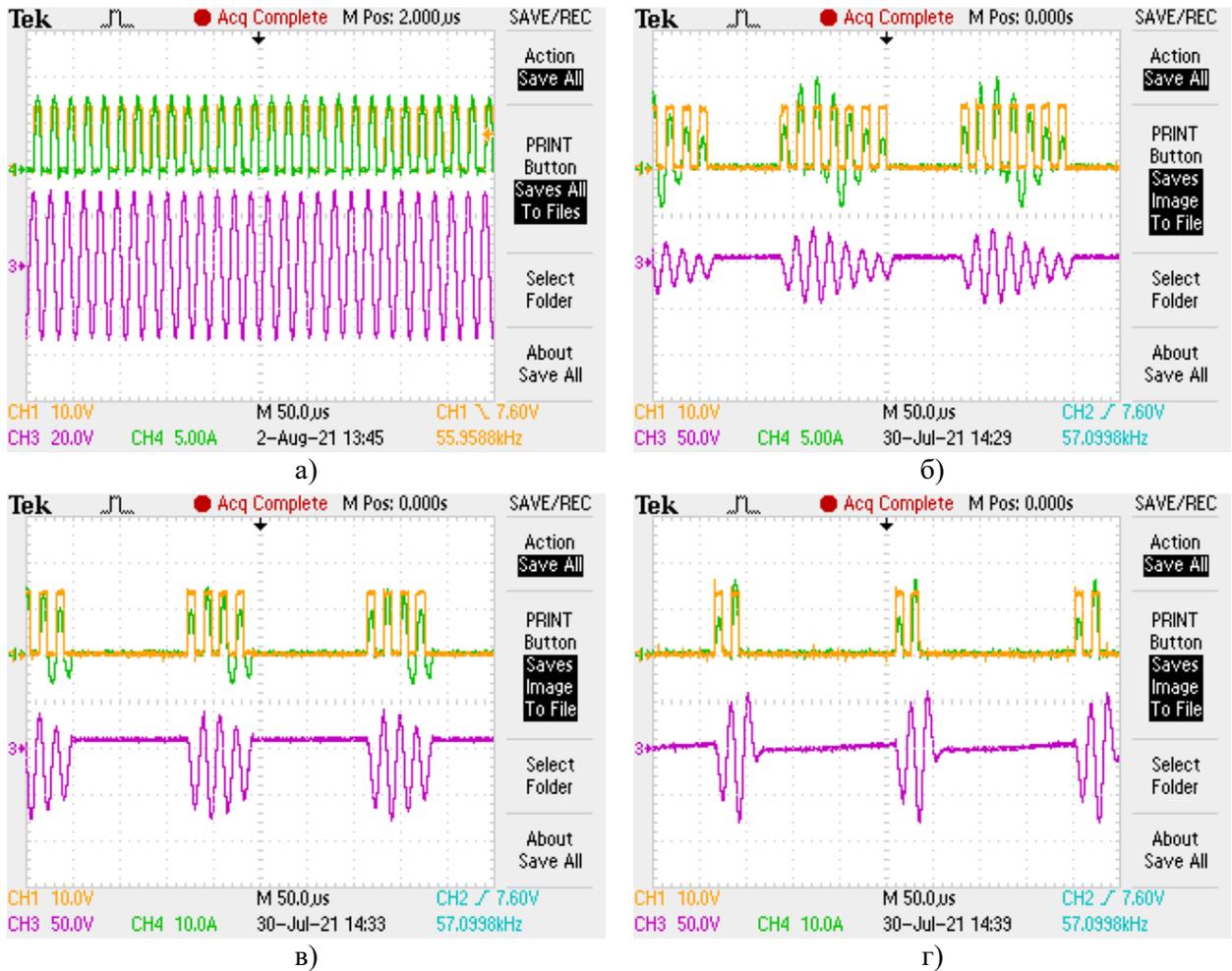


CH1 – напряжение на затвор-истоке транзистора VT2;
 CH3 – напряжение конденсатора колебательного контура;
 CH4 – ток стока транзистора VT2.

Рисунок 4.17 – Осциллограммы основных токов и напряжений РБП с ОКИР для $P_{\text{имп}}$ (режим регулирования выходного напряжения)

а) при КК 11/11; б) при КК 7/11;
 в) при КК 4/11; г) при КК 2/11.

На приведенных осциллограммах, для $Q_{\text{конт}} > 1$, присутствует обратный ток транзистора, обусловленный наличием только первой гармоники, имеющий синусоидальную форму, что подтверждает результаты аналитического расчета и имитационного моделирования (рисунок 4.9).



CH1 – напряжение на затвор-истоке транзистора VT2;
 CH3 – напряжение конденсатора колебательного контура;
 CH4 – ток стока транзистора VT2.

Рисунок 4.18 – Осциллограммы основных токов и напряжений РБП с ОКИР для $P_{\text{пост}}$ (режим регулирования выходного напряжения)

а) при КК 11/11; б) при КК 7/11;
 в) при КК 4/11; г) при КК 2/11.

В процессе испытаний было проведено измерение КПД макетного образца РБП с ОКИР при помощи Fluke Norma 5000 [22]. Полученные данные для режима прямой передачи энергии и заряда АБ (таблица 4.1) и регулирования выходного напряжения (таблица 4.3) демонстрируют, что имитационная модель с достаточной точностью отражает основные энергетические характеристики РБП.

Таблица 4.1 – КПД в режиме прямой передачи энергии и заряде АБ

№ п/п	Мощность нагрузки, Вт	Расчетное значение КПД, %	Измеренное значение КПД, %
1	60	99,71	95,82
2	90	99,07	95,29
3	120	98,765	96,01
4	150	98,46	95,00
5	180	98,16	95,43
6	210	97,86	94,62
7	240	97,56	94,65
8	270	97,26	95,48
9	300	97,15	94,66
10	330	97,07	95,57

Примечание – напряжение нагрузки $U_n = 24$ В, мощность нагрузки $P_n = 330$ Вт.

Различие между расчетным и измеренным значениями КПД в режиме прямой передачи энергии и заряда АБ обусловлено примененной в макете высоковольтной элементной базой. Использование компонентов с максимальным напряжением 100...150 В позволило снизить максимальную относительную погрешность до 2 % (таблица 4.2).

Таблица 4.2 – КПД в режиме прямой передачи энергии (низковольтные элементы)

№ п/п	Мощность нагрузки, Вт	Расчетное значение КПД, %	Измеренное значение КПД, %
1	60	99,71	99,01
2	90	99,07	98,38
3	120	98,765	98,27
4	150	98,46	97,58
5	180	98,16	97,18
6	210	97,86	96,88
7	240	97,56	96,78
8	270	97,26	96,19
9	300	97,15	95,99
10	330	97,07	95,71

Примечание – напряжение нагрузки $U_n = 24$ В, мощность нагрузки $P_n = 330$ Вт.

Несмотря на удовлетворительные значения КПД в режиме регулирования выходного напряжения, необходимо отметить высокую нагрузку на элементы колебательного контура в течение $T_{\text{мод}}$. Напряжение, прикладываемое к резонансному конденсатору, почти в 3 раза превышает напряжение $U_{\text{СБ_ХХ}}$, амплитуда тока через дроссель превышала суммарный $I_{\text{СБ_КЗ}}$ обоих каналов имитатора СБ в 1,5 раза.

Таблица 4.3 – КПД в режиме регулирования выходного напряжения

Кодовая комбинация	Расчетное значение КПД, %	Измеренное значение КПД, %
$U_{\text{н}} = 34 \text{ В}, P_{\text{н}} = P_{\text{пост}}$		
11/11	98,11	98,03
10/11	97,59	97,51
9/11	97,07	99,01
8/11	96,44	94,51
7/11	95,68	92,81
6/11	95,18	96,13
5/11	94,38	96,27
4/11	93,54	91,67
3/11	91,39	91,39
2/11	91,02	91,02
1/11	90,88	91,79
0/11	93,33	95,20
$U_{\text{н}} = 34 \text{ В}, P_{\text{н}} = P_{\text{имп}}$		
11/11	92,69	89,91
10/11	91,36	93,19
9/11	88,93	87,48
8/11	86,22	84,5
7/11	83,96	81,6
6/11	81,95	81,13
5/11	80,47	77,45
4/11	80,48	81,28
3/11	81,99	82,81
2/11	85,15	83,45
1/11	89,59	90,49
0/11	91,33	92,24

Для подтверждения снижения тепловыделения и оценки энергоэффективности работы, с помощью тепловизора были сняты температуры силовых элементов РБП с ОКИР для максимальной нагрузки в режиме регулирования выходного напряжения. Для получения корректной картины распределения тепла по элементам печатной платы, фиксация проводилась после часовой выдержки, для достижения теплового равновесия. Контроль тепловыделения проводился при нормальном давлении и температуре окружающего пространства $25\text{ }^{\circ}\text{C}$, режим работы – регулирование выходного напряжения при $U_n = 34\text{ В}$ и $P_n = P_{\text{имп}}$.

Контроль элементов РБП с помощью тепловизора показал, что температура транзисторов и диодов не превышает плюс $40\text{ }^{\circ}\text{C}$, температура печатной платы составляла плюс $35\text{ }^{\circ}\text{C}$. Наибольший нагрев демонстрировали элементы колебательного контура, в частности максимальная температура резонансных дросселей достигала плюс $50\text{ }^{\circ}\text{C}$, увеличиваясь до плюс $90\text{ }^{\circ}\text{C}$ при $K_{\text{вын}}/K_{\text{мод}} \rightarrow 0$. Таким образом, можно сделать следующие выводы:

- НДК транзисторов РБП с ОКИР обеспечивает минимальный перегрев относительно температуры печатной платы даже при максимальной нагрузке;
- для обеспечения максимальной энергоэффективности РБП с ОКИР требуется модификация колебательного контура в части снижения потерь мощности.

4.3. Выводы по главе 4

1. Расхождение данных экспериментального исследования и результатов имитационного моделирования не превышает 5 %, что подтверждает адекватность разработанной имитационной модели.

2. Результаты экспериментального исследования макетного образца РБП с ОКИР в режиме регулирования выходного напряжения, подтвердили сохранение НДК, для нагрузки $[P_{\text{пост}}, P_{\text{имп}}]$, во всем диапазоне регулирования.

3. Полученные осциллограммы работы демонстрируют появление обратного тока транзистора не только при высокой добротности колебательного контура, но и в процессе регулирования выходного напряжения.

4. Несмотря на высокую импульсную токовую нагрузку (до $3 \cdot I_{\text{СБ_кз}}$) в режиме регулирования выходного напряжения, перегрев транзисторов РБП относительно печатной платы не превышает 5 °С.

Заключение

В результате проведенного исследования была достигнута цель по синтезу энергоэффективной СЭП МКА на основе резонансного преобразователя энергии СБ. К основным результатам можно отнести:

1. Синтез энергоэффективной СЭП МКА, учитывающей основные требования по электрическим, надежностным и массогабаритным характеристикам. Показано, что существующая построение ЭПК на основе непосредственных и инверторно-трансформаторных преобразователей в значительной степени ограничено необходимостью резервирования силовых элементов.

2. Предложена схема РБП, позволяющая обеспечить передачу энергии СБ в нагрузку при единичном отказе произвольного элемента. Предложенный преобразователь позволяет обеспечить КПД не ниже 96 % в наиболее нагруженном режиме «прямая передача энергии и заряда АБ», при минимальном напряжении нагрузки 24 В и мощности нагрузки 330 Вт.

3. Разработан алгоритм ОКПР, позволяющий обеспечить регулирование выходного напряжения без формирования фазового сдвига между первыми гармониками тока и напряжения колебательного контура. Особенностью алгоритма является ограничение диапазона регулирования выходного напряжения $[0,5 \cdot U_{\text{вх}}; U_{\text{вх}}]$.

4. Получены уравнения регулировочной характеристики и КПД для РБП в режиме регулирования выходного напряжения в зависимости от параметров колебательного контура, нагрузки и коэффициента модуляции. Получены значения КПД макетного образца РБП для диапазона мощности нагрузки 66...330 Вт как в режиме прямой передачи энергии, так и в режиме регулирования выходного напряжения.

5. Сформирована методика расчета требований к элементам силовой части преобразователя с учетом температурных воздействий и временной деградации СБ, а также обеспечения облегченных режимов работы. Из приведенной методики

видно, что для применения в РБП транзисторов с $U_{СИ\max} = 60$ В, при $K_{ОН} = 0,75$, максимальное напряжение ХХ СБ не должно превышать 45 В.

6. Приведены расчетные соотношения для выбора основных характеристик элементов (добротности колебательного контура, $R_{СИ}$, $U_{VDпр}$ и т.п.) РБП с ОКИР в зависимости от требуемых энергетических характеристик – КПД, коэффициента модуляции, максимального напряжения.

7. В Matlab-Simulink разработана имитационная модель СЭП МКА на основе одноканального РБП энергии СБ с ОКИР и последовательно сменяемыми КК, с возможностью фиксации комбинации. Создан макетный образец РБП с ОКИР для проведения экспериментального исследования. Проведена верификация результатов аналитического расчета и имитационного моделирования данными экспериментального исследования.

Хотя поставленные задачи исследования были достигнуты, за рамками проведенной работы остался ряд задач, необходимых для проработки и выполнения в последующих работах:

1. Исследование динамических характеристик РБП с ОКИР в рассмотренных режимах работы МКА.
2. Оптимизация количества полупроводниковых элементов в РБП по критериям минимальной массы, максимального КПД и надежности.
3. Модификация колебательного контура для снижения габаритной мощности элементов, при сохранении высокой добротности и малого тепловыделения.

Список литературы

1. Автоматизированная система контроля энергопреобразующей аппаратуры систем электропитания космических аппаратов / Ю. А. Кремзуков, В. М. Рулевский, Ю. А. Шиняков, М. Н. Цветков // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2010. – № 2-2(22). – С. 274-280. – EDN NQVRQB.
2. Акционерное общество «Ангстрем». Полевой транзистор 2П7169В9 [сайт]. – 2023. – URL: https://www.angstrem.ru/catalog/n_kanalnye_1/2p7169v9 (дата обращения: 10.07.2023).
3. Акционерное общество «Ангстрем». Полевой транзистор 2ПЕ204В9 [сайт]. – 2023. – URL: https://www.angstrem.ru/catalog/n_kanalnye_1/2pe204v9 (дата обращения: 10.07.2023).
4. Акционерное общество «Ангстрем». Полевой транзистор 2ПЕ204Г9 [сайт]. – 2023. – URL: https://www.angstrem.ru/catalog/n_kanalnye_1/2pe204g9 (дата обращения: 10.07.2023).
5. Акционерное общество «Ангстрем». Полевой транзистор 2ПЕ303Б9 [сайт]. – 2023. – URL: https://www.angstrem.ru/catalog/n_kanalnye_1/2pe303b9 (дата обращения: 10.07.2023).
6. Акционерное общество «Ангстрем»: [сайт]. – 2023. – URL: <https://www.angstrem.ru> (дата обращения: 10.07.2023).
7. Акционерное общество «ВЗПП-С» [сайт]. – 2023. – URL: <https://vzpp-s.ru> (дата обращения: 10.07.2023)
8. Акционерное общество «Дизайн Центр «СОЮЗ» [сайт]. – 2023. – URL: <https://dcsoyuz.ru> (дата обращения: 10.07.2023)
9. Алатов И. В. Многомодульный импульсный стабилизатор напряжения при питании от источника тока : дис. ... канд. техн. наук : 05.09.03 / Алатов Игорь Владимирович – Красноярск, 2005. – 155 с.

10. Алгоритмы управления многоканальным шунтовым стабилизатором напряжения с цифровой системой автоматического управления / А. С. Асочаков, А. А. Дружинин, И. М. Журавлев, А. А. Лопатин // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2021. – Т. 24, № 2. – С. 84-90. – DOI 10.21293/1818-0442-2021-24-2-84-90. – EDN OCLNFE.

11. Анализ требований к ЭКБ для нового поколения энергопреобразующей аппаратуры перспективных космических аппаратов / И. М. Журавлев, А. А. Лопатин, А. А. Дружинин, А. С. Асочаков, Р. А. Латыпов // 5-я Международная научная конференция «Электронная компонентная база и микроэлектронные модули». – Москва: ТЕХНОСФЕРА, 2019.

12. Андреев А. В. Теоретические основы надежности технических систем / учебное пособие / А. В. Андреев, В. В. Яковлев, Т. Ю. Короткая. – СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2018. – 164 с.

13. Апасов В. И. Разработка и исследование комбинированного понижающе-повышающего преобразователя для системы электроснабжения автоматического космического аппарата: дис. ... канд. техн. наук : 05.09.12 / Апасов Владимир Иванович. – Томск, 2018. – 160 с.

14. Белоус А. И. Космическая электроника. В 2-х книгах. Книга 1. – Москва: Техносфера, 2015. – 696 с. ISBN 978-5-94836-398-1.

15. Борисенко В. Ю. Энергопреобразующая аппаратура нового поколения / В. Ю. Борисенко, Р. В. Козлов, К. В. Тараканов // Электронные и электромеханические системы и устройства: сборник научных трудов. Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2016. 512 с.

16. Бортовые системы управления космическими аппаратами: Учебное пособие / Бровкин А.Г., Бурдыгов Б.Г, Гордийско С.В. и др. Под редакцией А.С. Сырова – М.: Изд-во МАИ-ПРИНТ, 2010. – 304 с.: ил.

17. Бортовые системы электропитания информационных искусственных спутников Земли: опыт 35-летнего сотрудничества ОАО «ИСС» и ОАО «НПЦ «Полюс» / С. Г. Кочура, В. С. Кудряшов, М. В. Нестеришин, В. В. Хартов //

Электронные и электромеханические системы и устройства: сб. науч. тр. – Томск: Изд-во НТЛ. – 2011. – С. 20–24.

18. Вольтодобавочный резонансный преобразователь энергии солнечной батареи с активным выпрямителем / А. В. Осипов, И. М. Журавлев, М. Е. Хлыстунов, А. А. Лопатин // Решетневские чтения. – 2018. – Т. 1. – С. 297-299. – EDN YTEZBZ.

19. Воронин, П. А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение : пособие / П. А. Воронин. - 2-е изд., перераб. и доп. - Москва : ДМК Пресс, 2015. - 382 с. - ISBN 978-5-97060-266-9. - Текст : электронный. - URL: <https://znanium.com/catalog/product/1870832> (дата обращения: 31.07.2023). – Режим доступа: по подписке.

20. Выбор структуры систем электроснабжения низкоорбитальных космических аппаратов / Ю. А. Шиняков, А. С. Гуртов, К. Г. Гордеев, С. В. Ивков // Вестник Самарского государственного аэрокосмического университета им. академика С.П. Королёва (национального исследовательского университета). – 2010. – № 1(21). – С. 103-113. – EDN NXUNUP.

21. Высоконадежные дроссели отечественного производства для поверхностного монтажа, выпускаемые ОАО «ЗАВОД МАГНЕТОН» [Электронный ресурс]. URL: <http://elcomdesign.ru/wp-content/uploads/2020/12/86.pdf> (дата обращения: 10.07.2023).

22. Высокоточные анализаторы электроснабжения Fluke Norma 4000/5000 [информационный лист]. – 2023. – URL: <https://fluke.nt-rt.ru/images/manuals/1-10.PDF> (дата обращения: 10.07.2023).

23. Горяшин Н. Н. Квазирезонансный стабилизатор напряжения : дис. ... канд. техн. наук : 05.09.03 / Горяшин Николай Николаевич. – Красноярск, 2005. – 128 с.

24. Гущин В. Н. Основы устройства космических аппаратов: Учебник для вузов. – М.: Машиностроение, 2003. – 272 с.: ил.

25. Еременко В. Г. Моделирование системы электроснабжения космического аппарата с арсенид-галлиевой солнечной батареей / В. Г. Еременко, Н. Б. Жирнова,

Н. Л. Аунг // Практическая силовая электроника. – 2012. – № 1(45). – С. 43-46. – EDN OYXNCD.

26. Журавлев И. М. Анализ дискретных способов управления шунтовым преобразователем мощности солнечной батареи / А. Г. Струговец, М. Е. Хлыстунов, И. М. Журавлев // Решетневские чтения: Материалы XXV Международной научно-практической конференции, посвященной памяти генерального конструктора ракетно-космических систем академика М.Ф. Решетнева. В 2-х частях, Красноярск, 10–12 ноября 2021 года / Под общей редакцией Ю.Ю. Логинова. Том Часть 1. – Красноярск: Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Сибирский государственный университет науки и технологий имени академика М.Ф. Решетнева", 2021. – С. 346-348. – EDN HVVRIU.

27. Журавлев И. М. Анализ связи величины токовой нагрузки транзисторного ключа шунтового преобразователя энергии от параметров схемы и характеристик солнечной батареи / А. Г. Струговец, Е. И. Крутских, И. М. Журавлев // Практическая силовая электроника. – 2022. – № 1(85). – С. 42-46. – EDN NWBBES.

28. Журавлев И. М. Оценка влияния напряжения стабилизации и характеристик солнечной батареи на токовую нагрузку транзистора шунтового стабилизатора / Д. О. Дударьков, М. Е. Хлыстунов, И. М. Журавлев // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2022. – Т. 25, № 2. – С. 75-81. – DOI 10.21293/1818-0442-2022-25-2-75-81. – EDN XYSQNU.

29. Журавлев И. М. Резонансные преобразователи постоянного напряжения с кодо-импульсным регулированием / А. В. Осипов, И. М. Журавлев // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2020. – Т. 23, № 2. – С. 97-102. – DOI 10.21293/1818-0442-2020-23-2-97-102. – EDN VXCCQL.

30. Журавлев И. М. Резонансный преобразователь энергии солнечной батареи в системе электропитания малого космического аппарата / И. М. Журавлев, А. В. Осипов // Доклады Томского государственного университета систем

управления и радиоэлектроники. – 2020. – Т. 23, № 3. – С. 81-85. – DOI 10.21293/1818-0442-2020-23-3-81-85. – EDN UZOWKH.

31. Зонный принцип управления режимами комплексов автоматики и стабилизации систем электроснабжения / С. А. Поляков, Л. Н. Ракова, А. И. Чернышев, В. О. Эльман // Системы автономного электроснабжения и электромеханические устройства. Томск, 1992. – Т. 1. Аппаратура управления и преобразования энергии. – С. 65-70.

32. Имитационная модель контроллера солнечной батареи / С. С. Пост, О. А. Донцов, В. И. Иванчура, Ю. В. Краснобаев // Известия Томского политехнического университета. – 2014. – Т. 325, № 4. – С. 111-120. – EDN TEUBZZ.

33. Источники питания постоянного тока линейные GPS-72303, GPS-73303, GPS-74303. [Электронный ресурс]. URL: <https://prist.ru/upload/iblock/8bd/8bd7dff48e407c52a760329a46caf452.pdf> (дата обращения: 10.07.2023).

34. Источники энергии систем электроснабжения космических аппаратов : монография / [М. В. Лукьяненко и др.] ; Федеральное агентство по образованию, Сибирский гос. аэрокосмический ун-т им. М. Ф. Решетнева. – Красноярск : Сибирский гос. аэрокосмический ун-т им. М. Ф. Решетнева, 2008. – ISBN 978-5-86433-362-4. – EDN QNVJQT.

35. Казанцев, Ю. М. Автоматизированная система контроля энергопреобразующей аппаратуры системы электропитания космического аппарата / Ю. М. Казанцев, Ю. А. Кремзуков // Известия Томского политехнического университета. – 2009. – Т. 314, № 4. – С. 138-141. – EDN KVIYIN.

36. Кобзев А. В. Многозонная импульсная модуляция. Теория и применение в системах преобразования параметров электрической энергии / А. В. Кобзев. – Новосибирск: Наука, 1979. – 304 с.

37. Кобзев А. В. Модуляционные источники питания РЭА / А. В. Кобзев, Г. Я. Михальченко, Н. М. Музыченко. – Томск: Радио и связь, 1990. – 336 с.

38. Козлов Р. В. Оптимизация энергомассовых характеристик системы электропитания геостационарного космического аппарата : дис. ... канд. техн. наук : 05.09.12 / Козлов Роман Викторович. – Томск, 2021. – 183 с.

39. Кочура С. Г. Система электропитания нового поколения / С. Г. Кочура, М. В. Нестеришин, Р. В. Козлов [и др] // Третий азиатский симпозиум по инженерии и информатике. Китай, г. Ченду, 22-25.04.2015.

40. Краснобаев Ю. В. Быстродействующие импульсные стабилизаторы напряжения с модульным принципом построения и дискретным управлением / Ю. В. Краснобаев, Д. В. Капулин, Д. В. Гончарук // Журнал СФУ. Серия: Техника и технологии. – 2012. – Т.5. – №3. – С.327-339.

41. Краснобаев Ю. В. Многомодульные импульсные стабилизаторы напряжения с управлением по дискретным значениям переменных состояния / Ю. В. Краснобаев, В. И. Иванчура, Д. В. Капулин // Известия ТПУ. – 2012. – Т.320. – №4. – С.123-127.

42. Критерии выбора схемы стабилизации напряжения солнечных батарей для системы электроснабжения космического аппарата / К. Г. Гордеев, Ю. А. Шиняков, А. И. Чернышев, В. О. Эльман // Электронные и электромеханические системы и устройства : сборник научных трудов / Федеральное космическое агентство, Федеральное государственное унитарное предприятие "Научно-производственный центр "Полюс". – Новосибирск : Наука, Сибирское отделение, 2007. – С. 43-48. – EDN UWXNYM.

43. Кузоро, В. И. Солнечные батареи АО "ИСС" / В. И. Кузоро, В. С. Шанаврин, Е. Н. Маренина // Актуальные вопросы проектирования автоматических космических аппаратов для фундаментальных и прикладных научных исследований : Посвящается 80-летию Акционерного общества «Научно-производственное объединение им. С.А. Лавочкина», Анапа, Краснодарский край, 04–09 сентября 2017 года / АО «НПО Лавочкина» ; Составитель В.В. Ефанов. Том Выпуск 2. – Анапа, Краснодарский край: Акционерное общество «Научно-производственное объединение им. С.А. Лавочкина», 2017. – С. 518-523. – EDN YNKXDJ.

44. Лесных А. Н. Исследование высоковольтных систем электропитания космических аппаратов со стабилизаторами напряжения вольтодобавочного типа / А. Н. Лесных, В. А. Сарычев // Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета им. академика М.Ф. Решетнева. – 2006. – № 6(13). – С. 63-66. – EDN IUEQEH.

45. Мелешин В. И. Транзисторная преобразовательная техника. Москва: Техносфера, 2005. - 632 с. ISBN 5-94836-051-2.

46. Меньшиков В. А. Контроль качества космических аппаратов при отработке и производстве. Оптимизация и управление рисками / В. А. Меньшиков, В. Б. Рудаков, В. Н. Сычев ; В. А. Меньшиков, В. Б. Рудаков, В. Н. Сычев. – Москва : Машиностроение, 2009. – 399 с. – ISBN 978-5-217-03456-7. – EDN QNWIWX.

47. Микросборки и многокристальные модули. Микросхема 2607КП1АТ. [информационный лист]. – 2023. – URL: <https://aobzpp.ru/wp-content/uploads/2021/01/mikroshema-2607kp1at.pdf> (дата обращения: 10.07.2023).

48. Мощные диоды Шоттки 2ДШ2942 АЕЯР.432120.555ТУ с приемкой ВП [сайт]. – 2023 – URL: <https://fzmt.ru/produce/military/schottky-diodes> (дата обращения: 10.07.2023).

49. Надёжность электрорадиоизделий. Справочник нормативного характера. М.: 22 ЦНИИ МО РФ, 2006. 641 с.

50. Нестеришин М. В. Методика оценки энергетической эффективности энергопреобразующей аппаратуры систем электропитания космических аппаратов / М. В. Нестеришин [и др.] // Доклады ТУСУР. – 2018. – Т. 21, № 1. – С. 112–118. DOI: 10.21293/1818-0442-2018-21-1-112-118.

51. Нестеришин, М. В. Современные системы электропитания космических аппаратов информационного обеспечения производства АО "ИСС" / М. В. Нестеришин, Н. В. Стадухин, П. А. Крючков // Актуальные вопросы проектирования автоматических космических аппаратов для фундаментальных и прикладных научных исследований : Посвящается 80-летию Акционерного общества «Научно-производственное объединение им. С.А. Лавочкина», Анапа, Краснодарский край, 04–09 сентября 2017 года / АО «НПО Лавочкина» ;

Составитель В.В. Ефанов. Том Выпуск 2. – Анапа, Краснодарский край: Акционерное общество «Научно-производственное объединение им. С.А. Лавочкина», 2017. – С. 476483. – EDN YNKXBH.

52. Нестеришин, М. В. Сравнительный анализ энергетической эффективности энергопреобразующей аппаратуры с параллельным и последовательным регулятором мощности солнечной батареи / М. В. Нестеришин, Р. В. Козлов, А. В. Журавлев // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2018. – Т. 21, № 3. – С. 98-102. – DOI 10.21293/1818-0442-2018-21-3-98-102. – EDN PLSTPV.

53. Обеспечение надежности сложных технических систем : учебник / А. Н. Дорохов, В. А. Керножицкий, А. Н. Миронов, О. Л. Шестопалова. — 3-е изд., стер. — Санкт-Петербург : Лань, 2022. — 352 с. — ISBN 978-5-8114-1108-5.

54. Однотактный резонансный LCL-T преобразователь энергии солнечной батареи / С. А. Запольский, А. В. Осипов, И. М. Журавлев, М. Е. Хлыстунов // Актуальные проблемы электронного приборостроения АПЭП-2018: Труды XIV международной научно- технической конференции: в 8 томах, Новосибирск, 02–06 октября 2018 года. Том 7. – Новосибирск: Новосибирский государственный технический университет, 2018. – С. 105-109. – EDN JMNGMM.

55. Осипов В. А. Последовательный резонансный преобразователь для систем электропитания от аккумуляторов / В. А. Осипов [и др.] // Доклады ТУСУР. – 2017. – Т. 20, № 2. – С. 103–110. DOI: 10.21293/1818-0442-2017-20-2-103-110.

56. Оценка параметров солнечной батареи при проектировании устройств преобразования энергии космического аппарата / А. Г. Струговец, И. М. Журавлев, М. Е. Хлыстунов, В. Е. Хлыстунов // Практическая силовая электроника. – 2022. – № 3(87). – С. 38-43. – EDN ZAAXKS.

57. Полипропиленовые металлизированные и фольговые конденсаторы К78-2 [информационный лист]. – 2023. – URL: <https://eandc.ru/pdf/kondensator/k78-2.pdf> (дата обращения: 10.07.2023).

58. Полиэтилентерефталатные металлизированные конденсаторы K73-17 [информационный лист]. – 2023. – URL: <https://eandc.ru/pdf/kondensator/k73-17.pdf> (дата обращения: 10.07.2023).

59. Полиэтилентерефталатные металлизированные конденсаторы K73-87 [информационный лист]. – 2023. – URL: [https://giricond.ru/upload/Новые конденсаторы органическим диэлектриком/K73-87.pdf](https://giricond.ru/upload/Новые_конденсаторы_органическим_диэлектриком/K73-87.pdf) (дата обращения: 10.07.2023).

60. Проектирование надежных спутников связи. Томск: Раско, 1993. 221 с.

61. Пухальский Г. И. Проектирование дискретных устройств на интегральных микросхемах: Справочник / Г. И. Пухальский, Т. Я. Новосельцева. – М.: Радио и связь, 1990. – 304 с.: ил.

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

63. Резонансный инверторно-трансформаторный преобразователь энергии солнечной батареи с активным выпрямителем / И. М. Журавлев, А. В. Осипов, А. А. Лопатин, М. Е. Хлыстунов // IV Всероссийский молодежный конкурс научно-технических работ «Орбита Молодежи». – 2018.

64. Романенко А. С. Имитационная модель системы электроснабжения малого космического аппарата / А. С. Романенко, В. Д. Семенов // Материалы II Всероссийской научно-технической конференции «Актуальные проблемы ракетно-космической техники» («II Козловские чтения») (Самара, 12–16 сентября 2011 г.); под общ. ред. А. Н. Кириллина / СамНЦ РАН. – Самара, 2011. – С. 416–419.

65. Романенко А. С. Моделирование комплекса управления системой электроснабжения малого космического аппарата / А. С. Романенко, С. С. Какуев // Разработка, производство, испытания и эксплуатация космических аппаратов и систем: материалы научно-технической конференции молодых специалистов ОАО «ИСС» им. академика М. Ф. Решетнёва». – Железногорск, 2011. – С. 145, 146.

66. Романенко А. С. Модель автономной системы электроснабжения с секционированной солнечной батареей в пакете MatLab / А. С. Романенко,

В. Д. Семенов // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2011. – № 2 (24), ч. 1. – С. 269–274.

67. Романенко А. С. Резервированная аппаратура регулирования и контроля системы электроснабжения малого космического аппарата: дис. ... канд. техн. наук : 05.09.12 / Романенко Алексей Сергеевич. – Томск, 2013. – 197 с.

68. Сандырев О. Е. Установка высокочастотного индукционного нагрева с кодово-импульсным регулированием для плавки металлов : дис. ... канд. техн. наук: 05.09.12 / Сандырев Олег Евгеньевич. – Томск, 2007. – 146 с.

69. Системы электропитания космических аппаратов / Б. П. Соустин, В. И. Иванчура, А. И. Чернышев, Ш. Н. Исляев // Новосибирск: ВО «Наука». Сибирская издательская фирма, 1994. 318 с.

70. Системы электропитания космических аппаратов на основе регулируемых инверторов тока / А. В. Осипов, Ю. А. Шиняков, А. И. Отто [и др.] // Известия Томского политехнического университета. – 2014. – Т. 324, № 4. – С. 102-109. – EDN SFRHAN.

71. Цыпкин Я. З. Релейные автоматические системы. М.: Наука, 1974. – 576 с.

72. 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. – 142 с.

73. Чети П. Проектирование ключевых источников электроснабжения: Пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 236 с.

74. Шиняков Ю. А. Особенности построения аппаратуры регулирования и контроля систем электропитания маломасогабаритных КА / Ю. А. Шиняков, К. Г. Гордеев, С. П. Черданцев [и др.] // Электронные и электромеханические системы и устройства: сб. науч. тр. НПЦ «Полюс». – Томск: МГП «РАСКО» при издательстве «Радио и связь», 2001. – С. 28-35.

75. Шиняков, Ю. А. Экстремальное регулирование мощности солнечных батарей автоматических космических аппаратов / Ю. А. Шиняков // Вестник Самарского государственного аэрокосмического университета им. академика С.П. Королёва. – 2007. – № 1(12). – С. 123-129. – EDN IRGGFH.

76. Шиняков, Ю. А. Энергетический анализ структурных схем систем электроснабжения автоматических космических аппаратов / Ю. А. Шиняков // Известия Томского политехнического университета. – 2006. – Т. 309, № 8. – С. 152-155. – EDN NYZWBP.

77. Широков А. М.. Надежность радиоэлектронных устройств [Текст] : [Учеб. пособие для вузов]. - Москва : Высш. школа, 1972. - 272 с. : черт.; 20 см.

78. A New Sequential Switching Shunt Regulator – Digital Shunt Regulator (S3R – DSR) for Solar Array Regulators / A. Garrigos, J. A. Carrascol, J. M. Blanes, E. Sanchis-Kilders // IEEE ISIE. – 2006. – pp. 1064–1069.

79. A Power Conditioning Unit for High Power GEO Satellites based on the Sequential Switching Shunt Series Regulator / A. Garrigos, J. A. Carrasco, J. M. Blanes, Francisco Garcia de Quiros, E. Sanchis-Kilders // IEEE MELECON 2006, Benalmadena (Malaga), Spain. – May 16-19. – pp. 1186-1189.

80. Arthur Birchenough. The Series Connected Buck Boost Regulator Concept for High Efficiency Light Weight DC Voltage Regulation//First International Energy Conversion Engineering Conference. – August 17-21. – 2003.

81. Basic families of medium-power soft-switched isolated bidirectional DC-DC converters / H. R. Karshenas, H. Daneshpajoo, A. Safaee, A. Bakhshai and P. Jain // Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC). 2nd ed. Tehran. – 2011. – P. 92-97.

82. Capel A. Comparative performance evaluation between the S4R and the S3R regulated bus topologies / A. Capel, P. Perol // Proceedings of the sixth European space power conference, 2002. – Portugal, Porto. – May 6-10. – 2002.

83. Chen W. Snubberless Bidirectional DC–DC Converter With New CLLC Resonant Tank Featuring Minimized Switching Loss / W. Chen, P. Rong // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2010. – Vol. 57, no. 9. – pp. 3075-3086. DOI:10.1109/TIE.2009.2037099.

84. Dawidziuk J. Review and comparison of high efficiency high power boost DC/DC converters for photovoltaic applications //Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences. – 2011. – Vol. 59. – №. 4. – pp. 499–506.

85. Design Methodology of Bidirectional CLLC Resonant Converter for High-Frequency Isolation of DC Distribution Systems / J. H. Jung, H. S. Kim, M. H. Ryu, J. W. Baek // IEEE Transactions on Power Electronics. 2013. – Vol. 28, no. 4. – pp. 1741-1755. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2213346.168

86. Diaz E. O. Satellite's Energy Balance, Modelling and Sizing Tool with Ecosimpro / E. O. Diaz, J. I. Caudepon, S. Alia // European Space Power Conference, ESPC 2019.

87. Femia N. Power electronics and control techniques for maximum energy harvesting in photovoltaic systems. – CRC press. – 2012. – P.355.

88. Gonzalez-Longatt F. M. Model of Photovoltaic Module in Matlab. 2do Congreso Iberoamericano de estudiantes de ingenieria electrica, electronica y computation (II Cibelec 2005). – 2005. – pp. 1–5.

89. Handbook of Space Technology. Edited by Wilfried Ley, Klaus Wittmann and Willi Hallmann © 2009 John Wiley & Sons, Ltd.

90. Hillers A. Design of a Highly Efficient Bidirectional Isolated LLC Resonant Converter/ A. Hillers, D. Christen, J. Biela // 15th International Power Electronics and Motion Control Conference. – 2012.

91. Hirose Toshiro. An AC-link bidirectional DC-DC converter with synchronous rectifier / Hirose Toshiro, Nishimura Keisuke, Kimura Takayuki, Matsuo Hirofumi// IECON. – 2010.

92. Hu S. A high-efficiency single-phase inverter for transformerless photovoltaic grid-connection / S. Hu, W. Cui, W. Li, X. He, F. Cao //Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) – IEEE. – 2014. – pp. 4232–4236.

93. Infineon IRFP4868PbF. [Data Sheet]. – 2023. – URL: <https://www.infineon.com/dgdl/irfp4868pbf.pdf?fileId=5546d462533600a40153562c9c822023> (дата обращения: 10.07.2023).

94. Intelligent Sequential Switching Shunt Regulation for Satellite Solar Arrays / Ahmed M. Kamel, Usama R. Abou-Zayed, Amged S. El-Wakeel, Walid A. Wahballah // IEEE Aerospace Conference Conference. – 2018. – P. 1–10.

95. International Rectifier RADIATION HARDENED POWER MOSFET IRHM7360SE [Data Sheet]. – 2023. – URL: <http://irf.ru/pdf/irhm7360se.pdf> (дата обращения: 10.07.2023).

96. International Rectifier RADIATION HARDENED POWER MOSFET IRHMB57064 [Data Sheet]. – 2023. – URL: <http://irf.ru/pdf/irhmb57064.pdf> (дата обращения: 10.07.2023).

97. Ivensky G. Approximate Analysis of Resonant LLC DC-DC Converter / G. Ivensky, S. Bronshtein, A. Abramovitz // IEEE Transactions on Power Electronics. 2011. – Vol. 26, no. 11. – pp. 3274–3284.

98. Ivo Barbi. Isolated DC-DC Converters With High-Output Voltage for TWTA Telecommunication Satellite Applications // IEEE Transactions on Power Electronics. – Vol. 18, No. 4. – pp. 975-984.

99. K. Mark Smith. Engineering Design of Lossless Passive Soft Switching Methods for PWM Converters—Part II. With Non-Minimum Voltage Stress Circuit Cells // IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 17, no. 6, November 2002, pp. 864-873

100. K. Sowjanya. Isolated Bidirectional Full-Bridge DC-DC Converter with a Flyback Snubber/ K. Sowjanya, P. Raghavendran// International Journal of Soft Computing and Engineering. – Volume 3. – Issue 2. – May 2013.

101. Keysight E4360. Modular Solar Array Simulator. E4361A-E4362A Output Modules. E4360A SAS Mainframe. [Specifications Guide]. – 2023. – URL: <https://www.farnell.com/datasheets/652282.pdf> (дата обращения: 10.07.2023).

102. Keysight E4360. Modular Solar Array Simulators. Models: E4360-62A, E4366-68A. [Data Sheet]. – 2023. – URL: https://www.altoo.dk/cosmoshop/default/artikelpdf/E4366A_en.pdf (дата обращения: 10.07.2023).

103. Keysight Technologies. Advanced Power System N6900 and N7900 Series Power Supplies. [Data Sheet]. – 2023. – URL: <https://www.axiomtest.com/documents/models/Keysight N7952A Datasheet.pdf> (дата обращения: 10.07.2023).

104. Keysight Technologies. N3300 Series DC Electronic Loads. [Data Sheet]. – 2023. – URL: [https://www.fer.unizg.hr/_download/repository/Keysight-N3300A-N3305A-Data-Sheet-5980-0232E_\(1\)\[1\].pdf](https://www.fer.unizg.hr/_download/repository/Keysight-N3300A-N3305A-Data-Sheet-5980-0232E_(1)[1].pdf) (дата обращения: 10.07.2023).

105. Keysight Technologies. Производительная система питания. Источники питания серий N6900 и N7900. Техническое описание. [Электронный ресурс]. URL: [https://propribory.ru/static/upl/12-10-2021/SuGmdVTvbRkZoXBx/5991-2698\(1\)\(1\).pdf](https://propribory.ru/static/upl/12-10-2021/SuGmdVTvbRkZoXBx/5991-2698(1)(1).pdf) (дата обращения: 10.07.2023).

106. Keysight Technologies. Серия N3300 Электронные нагрузки постоянного тока. Техническое описание. [Электронный ресурс]. URL: <https://jais.ru/media/uploads/5980-0232RURU.pdf> (дата обращения: 10.07.2023).

107. Kjaer S. B. Power inverter topologies for photovoltaic modules-a review / S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, F. Blaabjerg // Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the. – IEEE, 2002. – Vol. 2. – pp. 782–788.

108. Kjaer S. B. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules / S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, F. Blaabjerg // IEEE transactions on industry applications. – 2005. – Vol. 41. – №. 5. – pp. 1292–1306.

109. Konishi Y. High-frequency link single-phase grid connected inverter using LCL resonant tank for photovoltaic AC module / Y. Konishi, Y. F. Huang // Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE. – 2008. – pp.2184 – 2188.

110. Koutroulis E. Methodology for the optimal design of transformerless grid-connected PV inverters / E. Koutroulis, F. Blaabjerg // IET Power Electronics. – 2012. – Vol. 5, no. 8. – pp. 1491–1499.

111. Kumar R. A. Effect of solar array capacitance on the performance of switching shunt voltage regulator / R. A. Kumar, M. S. Suresh, J. Nagaraju // IEEE transactions on power electronics. – Vol. 21, no. 2. – march 2006.

112. LGE MBR20150CT-MBR20200CT. [Data Sheet]. – 2023. – URL: https://www.triatron.ru/upload/catalog_photo/elements/pdf/024064.pdf (дата обращения: 10.07.2023).

113. Li X. Analysis and Design of High-Frequency Isolated Dual-Bridge Series Resonant DC/DC Converter / X. Li, A.K.S. Bhat // IEEE Transactions on Power Electronics. 2010. – Vol. 25, no. 4. – pp. 850–862. DOI: 10.1109/TPEL.2009.2034662.
114. Nelms R. M. Simulation of DC spacecraft power systems / R. M. Nelms, L. L Grigsby // IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems. 1989. – Vol. 25. – pp. 90-95.
115. Patel, Mukund R. Spacecraft power systems. CRC Press, 2005. – 691 p.
116. Schloss A. Technical memorandum 33-464: capacitance of solar cells and panels under various load conditions [Электронный ресурс]: National Aeronautics and Space Administration (NASA). URL: http://archive.org/download/nasa_techdoc_19710009488/19710009488.pdf, свободный (дата обращения 22.05.2013).
117. Sher A. Design and Simulation of Small Satellite Power System in Simulink / A. Sher, M. S. Baig // Proceedings of 2019 16th International Bhurban Conference on Applied Sciences and Technology, IBCAST. – 2019. – pp.359-365.
118. Simulation model of spacecraft power system for power balance calculation / R.V. Kozlov, V. G. Bukreev, M. V. Nesterishin, A. T. Lelekov // International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, EDM. – 2020. – pp. 340-345.
119. Simulation of uniform bus alignment satellite power system / F. Li, Y. Li, J. Zhao, X. Yang // Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering. – 2008. – 7128.
120. Simulation of Uniform Bus Alignment Satellite Power System / F. Li, Y. Zhao, J. Zhao, X. Yang. School of Instrument Science and Optoelectronics Engineering. Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing, China, 100083.
121. Single-Cycle LCL-T Resonant Converter for Solar Battery / S. A. Zapolskiy, A. V. Osipov, I. M. Zhuravlev, M. E. Khlystunov // Actual problems of electronic instrument engineering (APEIE) - proceedings APEIE - 2018 : 14TH INTERNATIONAL SCIENTIFIC- TECHNICAL CONFERENCE. In 8 Volumes, Novosibirsk, 02–06 октября 2018 года. Vol. Volume 1, Part 6. – Novosibirsk: Новосибирский

государственный технический университет, 2018. – pp. 90-93. DOI 10.1109/APEIE.2018.8545079. – EDN ZPOUАН.

122. Spacecraft Systems Engineering. 4th ed. NY : Wiley, 2011.

123. TalemaGroup. AS Series. Current Sense Inductors & Transformers. [Data Sheet]. – 2023. – URL: <https://talema.com/wp-content/uploads/datasheets/AS.pdf> (дата обращения: 10.07.2023).

124. TDK Inductors for Power Circuits. Wound Metal. SPM Series. SPM12565XT Type [Data Sheet]. – 2023. – URL: <https://www.micro-semiconductor.com/datasheet/6d-SPM12565XT-1R0M.pdf> (дата обращения: 10.07.2023).

125. TDK. Film Capacitors. Metallized Polyester Film Capacitors (MKT) Series/Type: B362520...B32529 [Data Sheet]. – 2023. – URL: https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/20/20/db/fc_2009/B32520_529.pdf (дата обращения: 10.07.2023).

126. Wei C. Investigation on topology for Type-4 LLC resonant DC-DC converter / C. Wei, L. Zhengyu // IEEE Power Electronics Specialists Conference, Rhodes. 2008. – pp. 1421-1425. DOI: 10.1109/PESC.2008.4592134.

127. Zhao B. Extended-Phase-Shift Control of Isolated Bidirectional DC–DC Converter for Power Distribution in Microgrid / B. Zhao, Q. Yu, W. Sun // IEEE Transactions on Power Electronics. 2012. Vol. 27, no. 11. – pp. 4667-4680. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2180928.

128. Zhao B. Power Characterization of Isolated Bidirectional Dual-Active-Bridge DC–DC Converter With Dual-Phase-Shift Control / B. Zhao, Q. Song // IEEE Transactions on Power Electronics. 2012. Vol. 27, no. 9. – pp. 4172–4176, DOI:10.1109/TPEL.2012.2189586.

129. Zhenhua J. Application of VTB in design and testing of satellite electrical power systems / J. Zhenhua, Roger A. Dougal, L. Shengyi // Department of Electrical Engineering, University of South Carolina, Columbia, SC 29208, USA.

Приложение А

(справочное)

Список сокращений и условных обозначений

АБ	- аккумуляторная батарея;
АЦП	- аналого-цифровой преобразователь;
ВАХ	- вольт-амперная характеристика;
ВБР	- время безотказной работы;
ВВХ	- вольт-ваттная характеристика;
ВШЭ	- выходная шина электропитания;
ЗУ	- зарядное устройство;
КА	- космический аппарат;
КЗ	- короткое замыкание;
КИР	- кодово-импульсное регулирование;
КК	- кодовая комбинация;
КПД	- коэффициент полезного действия;
МКА	- малый космический аппарат;
ММ	- максимальная мощность;
НДК	- низкодиссипативная коммутация;
ОКИР	- однополярная кодово-импульсное регулирование;
ОУ	- операционный усилитель;
РБП	- резонансный бестрансформаторный преобразователь;
САС	- срок активного существования;
СБ	- солнечная батарея;
СОС	- система ориентации и стабилизации;
СЭП	- система электропитания;
ТУ	- технические условия
ФАПЧ	- фазовая автоподстройка частоты;
ФМ	- фазовая модуляция;

- ФП - фотопреобразователь;
- ФУ - функциональный узел;
- ХХ - холостой ход;
- ЧШИМ - частотно-широотно-импульсная модуляция;
- ШИМ - широтно-импульсная модуляция;
- ШС - шунтовой стабилизатор;
- ЭПА - энергопреобразующая аппаратура;
- ЭПК - энергопреобразующий комплекс.

Приложение Б

(справочное)

Список иллюстративного материала

Рисунок 1.1 – Структура электропитания МКА	12
Рисунок 1.2 – Классификация ЭПК по уровню напряжения.....	13
Рисунок 1.3 – Основные структуры СЭП МКА с отдельным преобразованием энергии.....	15
Рисунок 1.4 – Циклограмма работы ЭПК СЭП с отдельным преобразованием энергии.....	16
Рисунок 1.5 – СЭП МКА с буферным подключением АБ.....	17
Рисунок 1.6 – Циклограмма работы ЭПК СЭП с буферным подключением АБ	18
Рисунок 1.7 – ЭПА СБ на основе шунтового стабилизатора	19
Рисунок 1.8 – ЭПА СБ на основе непосредственного понижающего преобразователя.....	20
Рисунок 1.9 – ЭПА СБ на основе двойного активного моста	21
Рисунок 1.10 – Конструктивное исполнение модульной СЭП.....	25
Рисунок 1.11 – Резервированная ЭПА СБ	28
Рисунок 1.12 – Параметры ВБР транзистора в различных режимах	31
Рисунок 1.13 – Коммутационные потери транзистора 2ПЕ303А9	33
Рисунок 1.14 – Структурная схема СЭП МКА с буферным подключением АБ к ВШЭ.....	34
Рисунок 1.15 – ЭПА МКА на основе резонансных преобразователей.....	36
Рисунок 1.16 – РБП энергии СБ.....	38
Рисунок 1.17 – Основные схемы работы РБП.....	42
Рисунок 1.18 – Схемы работы РБП при единичном отказе произвольного транзистора	43
Рисунок 2.1 – Регулирование параметров нагрузки с помощью КИР	46
Рисунок 2.2 – Диаграмма работы ОКИР.....	48

Рисунок 2.3 – Способы смены КК.....	50
Рисунок 2.4 – Реализация последовательной смены комбинации.....	51
Рисунок 2.5 – Принцип формирования и смены КК для алгоритма S3R.....	52
Рисунок 2.6 – Алгоритм смены КК S3R типа «кольцо»	55
Рисунок 2.7 – Изменение огибающей напряжения резонансного конденсатора	58
Рисунок 2.8 – Пульсации напряжения нагрузки для РБП с ОКИР в режиме регулирования выходного напряжения	59
Рисунок 2.9 – Регулировочная характеристика РБП с ОКИР в режиме регулирования выходного напряжения для $\rho_{\text{конт}} = 6$ Ом при усреднении за $T_{\text{мод}}$..	62
Рисунок 2.10 – Регулировочная характеристика РБП с ОКИР в режиме регулирования выходного напряжения для $\rho_{\text{конт}} = 18$ Ом при усреднении за $T_{\text{мод}}$	63
Рисунок 2.11 – Зависимость $R_{\text{посл}}$ от параметров колебательного контура	64
Рисунок 3.1 – Характер энергопотребления МКА на орбитальном витке.....	66
Рисунок 3.2 – Зависимость ВАХ СБ от точности ориентации на Солнце	68
Рисунок 3.3 – Временная зависимость ВВХ СБ	69
Рисунок 3.4 – Характеристики TJ Solar Cell 3G30C.....	70
Рисунок 3.5 – Алгоритм выбора элементов ЭПА с учетом параметров СБ	71
Рисунок 3.6 – Температурный дрейф ВАХ СБ	75
Рисунок 3.7 – Температурный дрейф ВВХ СБ	78
Рисунок 3.8 – Температурный и временной дрейф характеристик СБ	79
Рисунок 3.9 – РБП в режиме прямой передачи энергии и заряда АБ.....	80
Рисунок 3.10 – Зависимость КПД РБП в режиме прямой передачи энергии и заряда АБ.....	81
Рисунок 3.11 – Сравнение энергоэффективности РБП и непосредственного понижающего преобразователя в режиме прямой передачи энергии и заряда АБ	82
Рисунок 3.12 – Энергетические характеристики в режиме прямой передачи энергии.....	83
Рисунок 3.13 – Эквивалентная схема РБП с ОКИР в режиме регулирования выходного напряжения.....	84
Рисунок 3.15 – Эквивалентные схемы РБП с ОКИР	86

Рисунок 3.16 – Зависимость максимального напряжения резонансного конденсатора от параметров контура.....	87
Рисунок 3.17 – Диаграмма токов и напряжений ОКИР при использовании сокращения эквивалентных КК	88
Рисунок 4.1 – Имитационная модель СЭП МКА.....	90
Рисунок 4.2 – Функциональный узел СБ.....	91
Рисунок 4.3 – Функциональный узел АБ.....	91
Рисунок 4.4 – Функциональные узлы нагрузки ЭПК МКА.....	92
Рисунок 4.5 – Функциональный узел формирования КК	92
Рисунок 4.6 – Функциональный узел РБП	93
Рисунок 4.7 – КПД РБП в режиме прямой передачи энергии.....	94
Рисунок 4.8 – Энергетические характеристики РБП с ОКИР в режиме регулирования выходного напряжения	95
Рисунок 4.9 – Сигналы управления и ток транзисторов для $P_{имп}$ (режим регулирования выходного напряжения).....	96
Рисунок 4.10 – Напряжение и ток колебательного контура для $P_{имп}$ (режим регулирования выходного напряжения).....	97
Рисунок 4.11 – Сигналы управления и ток транзисторов для $P_{пост}$ (режим регулирования выходного напряжения).....	98
Рисунок 4.12 – Напряжение и ток колебательного контура для $P_{пост}$ (режим регулирования выходного напряжения).....	99
Рисунок 4.13 – Макетный образец РБП с ОКИР	100
Рисунок 4.14 – Основные параметры датчика тока AS-331	102
Рисунок 4.15 – Рабочее место испытаний РБС с ОКИР.....	104
Рисунок 4.16 – Осциллограммы РБП с ОКИР при задании КК	105
Рисунок 4.17 – Осциллограммы основных токов и напряжений РБП с ОКИР для $P_{имп}$ (режим регулирования выходного напряжения).....	106
Рисунок 4.18 – Осциллограммы основных токов и напряжений РБП с ОКИР для $P_{пост}$ (режим регулирования выходного напряжения)	107