

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Московский авиационный институт
(национальный исследовательский университет)»

УДК 621.314

На правах рукописи



Дякин Сергей Валерьевич

**ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ СТАТИЧЕСКОГО
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ В ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ
С СОЛНЕЧНЫМИ ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ УСТАНОВКАМИ**

Специальность 05.09.03 «Электротехнические комплексы и системы»

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель
д.т.н., профессор Вольский С.И.

Москва – 2016

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
1 СТАТИЧЕСКИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ В СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ С ПРИМЕНЕНИЕМ СОЛНЕЧНЫХ БАТАРЕЙ.....	12
1.1 Анализ способов построения солнечных фотоэлектрических установок ..	12
1.2 Анализ статических преобразователей постоянного тока в постоянный ток (конвертеров)	25
1.3 Анализ статических преобразователей постоянного тока в переменный ток (инверторов).....	39
1.4 Выводы по первой главе.....	46
2 РАЗРАБОТКА ПРИНЦИПА РЕГУЛИРОВАНИЯ ВЫХОДНОГО ИНВЕРТОРА СТАТИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С СЕТЬЮ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА.....	47
2.1 Способы синхронизации статического преобразователя с сетью переменного тока	47
2.2 Анализ принципов реализации фазовой автоподстройки частоты.....	55
2.3 Разработка принципа двухконтурной системы регулирования выходного инвертора статического преобразователя	64
2.4 Выводы по второй главе	72
3 СИНТЕЗ И АНАЛИЗ РАБОЧИХ ПРОЦЕССОВ СИЛОВОЙ СХЕМЫ СТАТИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ	73
3.1 Принцип действия разработанной силовой схемы статического преобразователя.....	73
3.2 Математическое описание рабочих процессов в предложенной силовой схеме статического преобразователя	84

3.3 Исследование рабочих процессов в разработанной силовой схеме статического преобразователя посредством использования компьютерного моделирования.....	97
3.4 Выводы по третьей главе.....	117
4 ПРАКТИЧЕСКАЯ АПРОБАЦИЯ СТАТИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ	119
4.1 Алгоритм проектирования силовой схемы статического преобразователя.....	119
4.2 Результаты экспериментальных исследований разработанной силовой схемы статического преобразователя	125
4.3 Выводы по четвертой главе	140
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	141
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	144
ПРИЛОЖЕНИЕ А	161
ПРИЛОЖЕНИЕ Б.....	162
ПРИЛОЖЕНИЕ В	164
ПРИЛОЖЕНИЕ Г	165

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы. В последнее десятилетие наблюдается неуклонный рост доли возобновляемых источников энергии (ВИЭ) в общей доле мировой энергетики, что связано с необходимостью снизить влияние человека на окружающую среду, обусловленное вредными выбросами при сжигании углеводородов, а также в рамках формирования будущей мировой энергетики возникает потребность в расширении использования источников энергии альтернативных углеводородам [1-8].

Одним из таких ВИЭ является солнечная энергия. Преобразование солнечной энергии осуществляется с использованием солнечных фотоэлектрических установок (СФУ), состоящих из солнечных батарей (СБ), статических преобразователей (СП) и накопителей энергии (НЭ). В свою очередь, СП с использованием инвертора на основе современных полупроводниковых устройств осуществляет преобразование напряжения постоянного тока в требуемое напряжение переменного тока и синхронизацию его с сетью переменного тока в случае подключения к ней СФУ.

В настоящее время СФУ находит самое широкое применение при создании энергетических установок в труднодоступных районах России, в условиях ограниченных значений генерируемой мощности, включая космические аппараты (КА), а также в качестве дополнительного источника энергии [2-18].

В области повышения эффективности работы СБ и СП многочисленные разработки проводят такие зарубежные компании, как KGS Electronics (США), SMA (Германия), Hitachi (Япония), International Rectifier (США), NWComp Solar (Германия), Terra Sola Ventures (Швейцария), VPT (США), TBS Electronics (Нидерланды), EATON (США), ABB (Швеция), Microsemi (США), Siemens (Германия), Crane Aerospace & Electronics (США), Activ Solar (Австрия), Foshan Snat Energy Electrical Technology (Китай), Sunways (Германия), Ingeteam (Испания), Danfoss (Дания).

В России научно-исследовательские работы в данной области осуществляют такие организации, как ОАО «НПП «Квант» (Москва), Московский авиационный институт (Москва), Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет (Санкт-Петербург), Московский энергетический институт (Москва), Сибирский государственный аэрокосмический университет имени академика М.Ф. Решетнева (Красноярск), Новосибирский государственный технический университет (Новосибирск), Томский политехнический институт (Томск), ЗАО «Орбита» (Воронеж), ОАО НПЦ «Технокомплекс» (Москва), Научно-производственный центр «Полюс» (Томск), ООО «SOLBAT» (Краснодар), ООО «АТС-КОНВЕРС» (Псков), группа компаний «Штиль» (Тула), A-electronica.ru (Новосибирск). Этому направлению посвящены научные работы таких ученых, как Ж.И. Алферов, В.С. Моин, Г.С. Зиновьев, Ю.К. Розанов, С.Б. Резников, О.И. Хасаев, Ю.И. Конев, И.А. Войтович, В.С. Руденко, М.В. Лукьяненко, В.Е. Тонкаль, Н.Н. Лаптев, Е.В. Машуков, В.И. Мелешин, Д.А. Шевцов, М.А. Дыбко, В.М. Андреев, В.А. Грилихес, Ю.А. Шиняков, Ю.А. Шурыгин, А.Е. Усков, В.Д. Румянцев, Ю.С. Забродин и др. [10, 19-40].

Потребность в повышении коэффициента полезного действия и коэффициента мощности СП при передаче электрической энергии от СБ в сеть переменного тока является одной из важнейших задач научных исследований. В связи с этим данная работа, посвященная одному из способов такого повышения за счет разработки силовой схемы СП и принципа его синхронизации с сетью переменного тока, является актуальной и имеет несомненный практический интерес.

Целью диссертационной работы является повышение коэффициента мощности и коэффициента полезного действия статического преобразователя солнечной фотоэлектрической установки при условии передачи в магистральную сеть переменного тока максимально возможной энергии от солнечной батареи.

Для достижения указанной цели поставлены следующие основные задачи.

1. Провести анализ известных способов построения солнечных фотоэлектрических установок и схемотехнических решений силовой схемы СП, функционирующего с солнечной батареей.

2. Разработать силовую схему СП с повышенным коэффициентом полезного действия, которая будет обеспечивать условия передачи в магистральную сеть переменного тока максимально возможную энергию от солнечной батареи при безопасном для человека уровне тока утечки.

3. Разработать принцип синхронизации СП с сетью переменного тока, при котором будут обеспечены функционирование солнечной батареи с максимально возможной выходной мощностью и коэффициентом мощности близким к единице при передаче электрической энергии от солнечной батареи в сеть переменного тока.

4. Разработать математическую и компьютерную модели СП для исследования рабочих процессов, которые будут учитывать особенности разработанной силовой схемы и принципа синхронизации СП с сетью переменного тока.

5. Провести экспериментальную проверку на макетном образце основных теоретических положений, результатов компьютерного моделирования, работоспособности разработанной силовой схемы и принципа синхронизации СП с магистральной сетью переменного тока.

Объект исследования. Система электроснабжения различных объектов с использованием солнечных фотоэлектрических установок.

Предмет исследования. Статический преобразователь, работающий в составе солнечной фотоэлектрической установки.

Методы исследования. При решении поставленных задач в диссертационной работе использованы аналитические методы теоретической электротехники, методы математического анализа, методы оптимизации, современные программные продукты компьютерного моделирования и методы экспериментальных исследований. При проведении расчетов параметров СП

применен математический пакет MathCAD. Для компьютерного моделирования схмотехнического решения и проверки положений диссертационной работы использован программный продукт PSIM.

Научная новизна. При решении задач, поставленных в диссертационной работе, получены следующие новые научные результаты:

1. Предложены новые признаки (способы соединения фотоэлектрических модулей, устранения токов утечки, подключения накопителей энергии, а также схмотехнические решения СП) и разработана классификация солнечных фотоэлектрических установок. Представлены критерии для сравнения по каждому из признаков, которые позволяют осуществлять рациональный выбор структуры солнечной фотоэлектрической установки и синтез силовой схемы СП в зависимости от области применения.

2. Предложен способ передачи электрической энергии от солнечной батареи в сеть переменного тока с коэффициентом мощности близким к единице и синхронизации СП с сетью переменного тока с помощью разработанной двухконтурной системы регулирования инвертора СП. При этом СБ функционирует с максимально возможной выходной мощностью. Один из контуров предложенной системы регулирования инвертора СП отвечает за формирование сигнала ошибки, характеризующего отклонение напряжения промежуточного звена постоянного тока СП от заданного значения, а второй – за формирование управляющего сигнала для ШИМ инвертора СП под воздействием сигнала с выходного датчика тока инвертора СП.

3. Разработаны математическая и компьютерная модели для предложенного в данной работе СП, позволяющие проводить анализ и исследование переходных и установившихся процессов в СП в широком диапазоне изменения исходных данных. Особенностью компьютерной модели является применение разработанного программного модуля с целью использования в компьютерном моделировании предложенного двухконтурного принципа регулирования СП.

4. Предложен алгоритм проектирования силовой части СП, при котором посредством применения разработанной компьютерной модели определяют частоту преобразования электрической энергии и параметры силовых компонентов СП в зависимости от требований к массе, коэффициенту полезного действия или стоимости СП.

Практическая ценность работы заключается в следующем:

1. Разработана силовая схема СП, обеспечивающая снижение токов утечки и потерь мощности на 15-20% по сравнению с известными аналогами при передаче максимально возможной выходной мощности от солнечной батареи. Кроме того, в силовой схеме реализуется балансировка напряжения конденсаторов в промежуточном звене постоянного тока СП. Получен положительный результат формальной экспертизы Федерального института промышленной собственности (ФИПС) от 14.10.16 на предложенную силовую схему СП (заявка №2016129030 на патент РФ от 15.07.2016).

2. Обеспечена передача электрической энергии от солнечной батареи в сеть переменного тока при коэффициенте мощности близком к единице при помощи предложенного принципа двухконтурной системы регулирования инвертора СП.

3. Разработана компьютерная программа, которая реализует предложенный принцип двухконтурной системы регулирования инвертора в системе управления СП. Данная программа с использованием динамически подключаемой библиотеки позволяет дополнить программный продукт компьютерного моделирования PSIM с целью применения предложенного принципа регулирования инвертора СП. Программа защищена свидетельством о государственной регистрации программы для ЭВМ №2016660668 от 20.09.2016.

4. Разработана компьютерная модель предложенной силовой схемы СП, которая позволяет проводить анализ и исследование рабочих процессов в СП в широком диапазоне исходных данных с использованием характеристик полупроводниковых приборов, заявленных производителем.

5. Разработан алгоритм проектирования силовой части СП, позволяющий осуществлять рациональный выбор частоты преобразования электрической энергии, как в повышающем конвертере, так и в выходном инверторе, и, соответственно, рациональный выбор полупроводниковых и реактивных элементов силовой схемы в зависимости от требований минимума массы, максимума коэффициента полезного действия или минимума стоимости устройства.

6. Создан макетный образец СП, с помощью которого экспериментально показана работоспособность разработанной силовой схемы и предложенного принципа двухконтурной системы регулирования инвертора СП, а также подтверждена справедливость полученных результатов компьютерного моделирования. Таким образом, экспериментально подтверждено, что в дальнейшем целесообразно применять разработанную компьютерную модель при проектировании СП на основе предложенной силовой схемы и принципа регулирования инвертора.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Новая классификация солнечных фотоэлектрических установок и СП, основанная на совокупности новых классификационных признаков (способов соединения фотоэлектрических модулей, устранения токов утечки, подключения накопителей энергии и схемотехнических решений СП). Представлены критерии сравнения по каждому из признаков, которые дают возможность осуществлять рациональный выбор структуры солнечной фотоэлектрической установки и синтез силовой схемы СП в зависимости от области применения.

2. Принцип двухконтурной системы регулирования инвертора СП, который обеспечивает передачу электрической энергии от солнечной батареи в магистральную сеть переменного тока с максимально возможной выходной мощностью и при коэффициенте мощности близкому к единице.

3. Математическая и компьютерная модели разработанного СП позволяют проводить исследования рабочих процессов в широком диапазоне

исходных данных и подтвердить снижение мощности потерь на 15-20% в разработанной силовой схеме СП по сравнению с известными аналогами, а также подтвердить работоспособность принципа двухконтурной системы регулирования инвертора СП с помощью написанного на языке Си программного модуля.

4. Алгоритм проектирования силовой части СП позволяет осуществлять рациональный выбор частоты преобразования электрической энергии с учетом критерия минимизации массы устройства.

5. Сопоставительная оценка результатов экспериментальных исследований на макетном образце СП и компьютерного моделирования.

Реализация результатов диссертационной работы

Результаты диссертационной работы были использованы при разработке преобразователей стендового типа ПС120 УХЛ4**, предназначенных для проведения испытаний асинхронного тягового двигателя, и преобразователя типа ПС70-02 УХЛ4, предназначенного для электропитания тягового двигателя при проведении испытаний колесно-моторного блока грузового электровоза.

Теоретические положения диссертационной работы использованы в учебном процессе в соответствии с учебно-методическими планами кафедры 310 «Энергетические, электромеханические и биотехнические системы» МАИ.

Достоверность полученных результатов. Основные положения и результаты диссертационной работы проверены и оценены путем сопоставления результатов, полученных в ходе компьютерного моделирования и экспериментальных исследований на макетном образце разработанного СП.

Апробация работы. Основные положения и результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на Восемнадцатой международной научно-технической конференции студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и электроэнергетика» (Москва, 2012 г.), на двух международных конференциях Power Conversion and Intelligent Motion Europe (Нюрнберг, 2012 г. и 2013 г.), на всероссийской научно-технической конференции «XI научные чтения по авиации, посвященные памяти Н. Е. Жуковского» (Москва, 2014 г.) и на XLII

международной молодежной научной конференции «Гагаринские чтения - 2016» (Москва, 2016 г.).

Публикации. По теме диссертационной работы опубликовано 11 научно-технических статей, среди которых 3 – в изданиях из перечня рецензируемых научных изданий ВАК при Минобрнауки России. Подана заявка №2016129030 от 15.07.2016 на патент РФ (положительный результат формальной экспертизы ФИПС от 14.10.16) и получено свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2016660668 от 20.09.2016.

Структура и объем работы. Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы и четырех приложений. Общий объем диссертации составляет 165 страниц, включающие список литературы из 152 наименований, 58 рисунков и 20 таблиц.

1 СТАТИЧЕСКИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ В СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ С ПРИМЕНЕНИЕМ СОЛНЕЧНЫХ БАТАРЕЙ

1.1 Анализ способов построения солнечных фотоэлектрических установок

Функционирование современных солнечных фотоэлектрических установок (СФУ) основано на использовании внутреннего фотоэлектрического эффекта в неоднородных полупроводниковых структурах при воздействии на них солнечного излучения. Неоднородность фотоэлектрических преобразователей, из которых собираются фотоэлектрические модули (ФМ), образуется путем легирования (методом диффузии или ионной бомбардировки) одного и того же полупроводника различными примесями, соединения полупроводников с неоднородной шириной запрещенной зоны или химического изменения состава полупроводника [8, 9, 24].

К достоинствам таких солнечных установок можно отнести:

- сравнительно высокая надежность;
- длительный срок эксплуатации;
- отсутствует расход активного материала.

Недостатками СФУ являются неравномерность выработки электрической энергии, сложность механизмов, задействованных в разворачивании СБ под оптимальный угол функционирования, снижение вырабатываемой мощности в течение эксплуатации установки, связанное с деградацией СБ, и необходимость значительной площади облучаемых поверхностей.

Вместе с тем, СФУ, благодаря своей конструктивной простоте в случае отсутствия механизмов разворачивания СБ, относительной неприхотливости в обслуживании и принципиальному отсутствию расхода активного материала на всем жизненном цикле, находят свое применение в качестве источников питания электрической энергии не только на космических аппаратах (КА), но и на стационарных наземных объектах.

В состав СФУ обычно входят следующие основные компоненты: солнечные батареи (СБ), аккумуляторные батареи (АБ), зарядные устройства для АБ, преобразователи постоянного тока одного уровня напряжения в постоянный ток другого уровня напряжения (в дальнейшем именуемые конвертеры), преобразователи постоянного тока в переменный ток (в дальнейшем именуемые инверторы), трансформаторы.

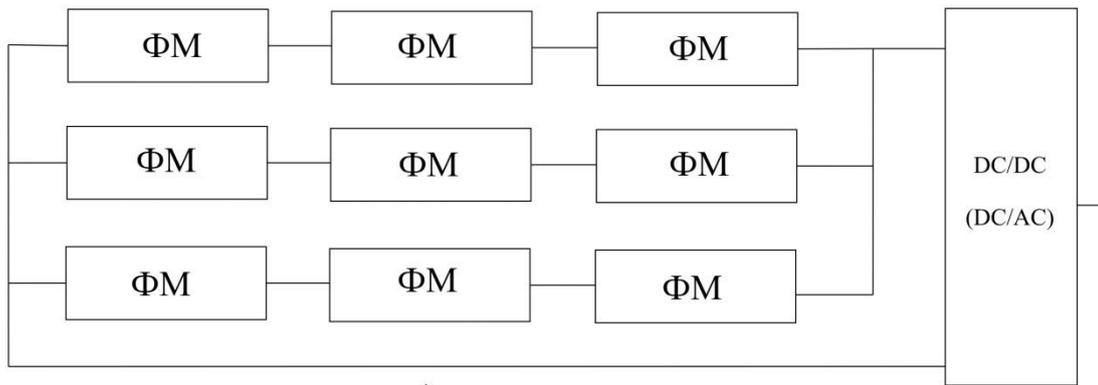
Анализ технической литературы [2, 7-10, 12, 15, 16, 30, 31, 35-44] показал, что СФУ целесообразно разделить по способу соединения фотоэлектрических модулей (ФМ): центральное, секционное и модульное.

При центральном способе (рисунок 1.1 а) ФМ соединяют последовательно – параллельно, где DC/DC – конвертер, а DC/AC - инвертор.

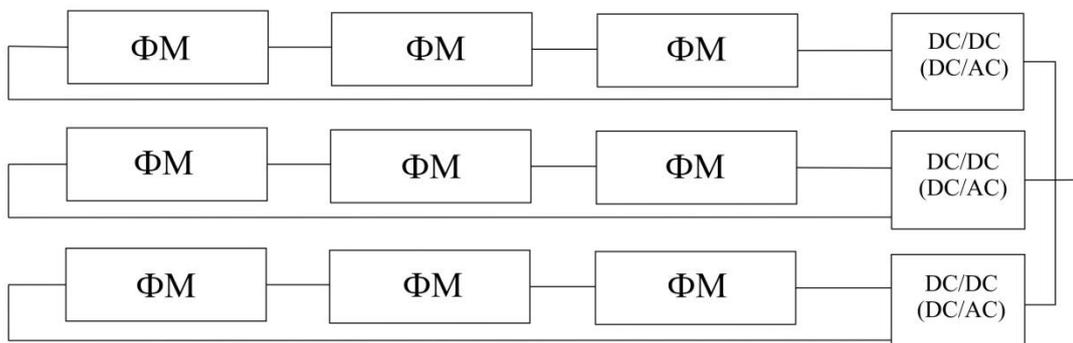
При этом используют один выходной центральный конвертер или инвертор, что является существенным достоинством рассматриваемого способа. Основными недостатками данного способа соединения являются так называемые потери мощности при рассогласовании ФМ, а также «эффект горячего пятна».

Потери мощности при рассогласовании обусловлены неравномерностью характеристик даже однотипных ФМ. Например, при разбросе характеристик ФМ на уровне 5%, потери мощности достигают 2%, а при разбросе на уровне 10 % – достигают уже 6 % [42, 43].

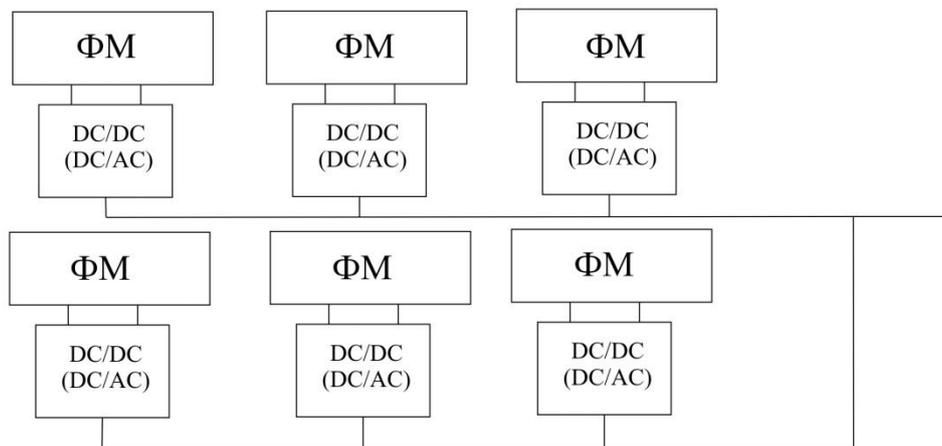
В то же время, затенение части ФМ приводят к появлению «эффекта горячего пятна». В этом случае затененный модуль начинает рассеивать генерируемую мощность от освещенных ФМ, быстро нагреваться и, как следствие, выходит из строя. Для устранения данного эффекта параллельно каждому ФМ, которые соединены последовательно, подключают обратные шунтирующие диоды, а для выравнивания напряжения устанавливают блокирующие диоды между ветвями [42].



а)



б)



в)

Рисунок. 1.1

Секционный способ соединения ФМ (рисунок 1.1 б) по сравнению с центральным позволяет реализовать метод по отслеживанию точки максимальной мощности (ОТММ) в каждой ветви последовательно соединенных ФМ [43, 44]. К недостатку «секционного» способа следует отнести наличие в каждой ветви отдельного выходного конвертера или инвертора. При этом проблема потери мощности при рассогласовании все равно имеет место в каждой ветви последовательно соединенных ФМ.

Кроме этого, центральный и секционный способы соединения ФМ образуют СБ с требуемым уровнем выходной мощности.

При модульном способе каждый ФМ подключают к потребителю через отдельный конвертер или инвертор, что исключает потери мощности при рассогласовании характеристик ФМ.

В таблице 1.1 приведено сравнение различных способов соединения ФМ в СФУ. При этом если первый критерий в таблице 1.1 в основном влияет на стоимость и сложность реализации СФУ, то наличие остальных определяет повышение потерь мощности.

Таблица 1.1

№	Критерии	Центральное соединение ФМ	Секционное соединение ФМ	Модульное соединение ФМ
1	Количество выходных конвертеров или инверторов	Один	Равно числу ветвей ФМ	Равно числу ФМ
2	Потери мощность при рассогласовании	Во всех ФМ	Только в ФМ каждой секции	Отсутствуют
3	Наличие шунтирующих диодов	Есть	Есть	Нет
4	Наличие блокирующих диодов	Есть	Нет	Нет
5	Наличие эффекта горячего пятна	Есть	Есть	Нет

Следует отметить, что в силу конструктивных особенностей СБ, образуется паразитная емкость между токопроводящим слоем панели и землей. Кроме того, при преобразовании электрической энергии от СБ посредством полупроводникового преобразователя возникает синфазное напряжение,

колебание которого на паразитной емкости способствует появлению тока утечки. Наличие тока утечки ухудшает качество выходного напряжения, является причиной выхода из строя СБ, а главное, представляет собой угрозу поражения электрическим током обслуживающего персонала [32, 53].

Анализ технической литературы [29, 32, 53-68] показывает, что СФУ по способу устранения опасных токов утечки в части схемотехнического решения (СП) следует подразделить на:

- с использованием низкочастотного трансформатора;
- с использованием высокочастотного трансформатора;
- без использования трансформатора.

В первом случае посредством низкочастотного развязывающего трансформатора, установленного на выходе СП, осуществляют гальваническую развязку СБ от потребителей. В качестве примера на рисунке 1.2 представлен один из вариантов структурной схемы СФУ с подключением АБ к шине постоянного тока со стабильным уровнем напряжения, который содержит: СБ, конвертер А1, двунаправленный конвертер (А2), осуществляющий процесс заряда/разряда АБ, инвертор (А4), выходной фильтр (А5), систему управления (А6), реализующую метод ОТММ на СБ посредством управления конвертером (А1), систему управления (А7) инвертора и выходной низкочастотный трансформатор (А8).

При простоте реализации, к существенному недостатку рассматриваемого способа устранения опасных токов утечек следует отнести относительно большую массу и габариты выходного трансформатора вследствие низкочастотного преобразования электрической энергии.

При втором способе устранения опасных токов утечек гальваническую развязку между СБ и потребителями осуществляют посредством использования высокочастотного промежуточного звена с использованием высокочастотного развязывающего трансформатора. Схемотехнические решения таких СП подробно рассмотрены в следующем параграфе.

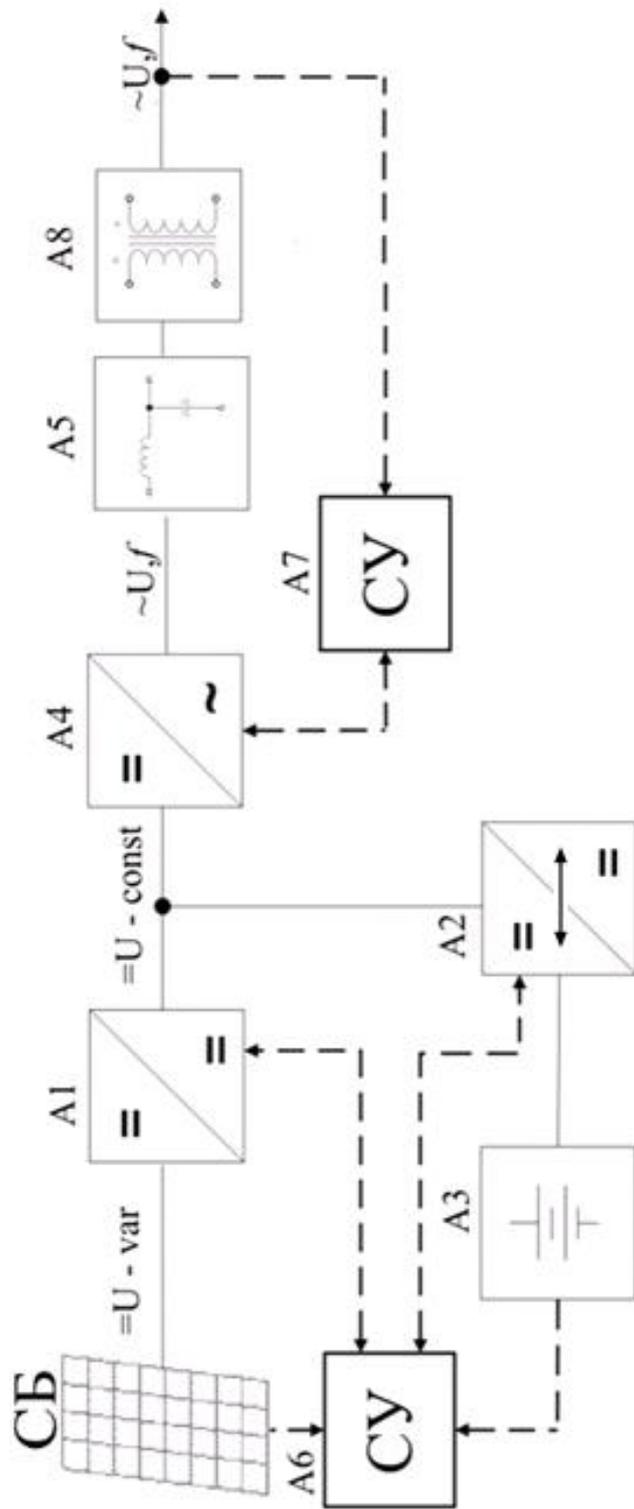


Рисунок 1.2

Очевидно, что повышение количества преобразования электрической энергии ведет, с одной стороны к усложнению СП, а с другой стороны к существенному снижению массы и габаритов используемого развязывающего трансформатора благодаря высокочастотному преобразованию электрической энергии.

Устранение опасных токов утечки без использования трансформатора достигают посредством применения специальной топологии силовой схемы выходного инвертора. В качестве примера можно привести топологии H5 компании SMA (Германия), HERIC компании Sunways (Германия) и инверторы по схеме NPC [29, 32, 53, 54, 60-68].

Данный способ является наиболее современным и перспективным, т.к. позволяет за счет топологии силовой схемы и методов управления устранить токи утечки без использования трансформатора.

Результаты сравнительного анализа различных способов устранения токов утечек в части схемотехнического решения СП в СФУ представлены в таблице 1.2.

Таблица 1.2

№	Критерии	Использование низкочастотного трансформатора	Использование высокочастотного трансформатора	Без использования трансформатора
1	Необходимость применения силового трансформатора	Есть	Есть	Нет
2	Уровень частоты преобразования электрической энергии в трансформаторе	Низкий	Высокий	Отсутствует
3	Сравнительные массо-габаритные показатели	Высокие	Средние	Низкие
4	Необходимость применения дополнительных силовых ключей	Нет	Да	Да
5	Сравнительная надежность	Высокая	Средняя	Средняя

В зависимости от места подключения АБ, СФУ подразделяют:

- с подключением АБ к шине постоянного тока;
- с подключением АБ между конвертером и инвертором;
- с подключением АБ после инвертора через преобразователь.

В качестве примеров, на рисунках 1.2 – 1.5 приведены варианты структурных схем СФУ в зависимости от места подключения АБ. Ранее на рисунке 1.2 было представлено первое исполнение структурной схемы СФУ с подключением АБ к шине постоянного тока. На рисунке 1.3 представлено второе исполнение структурной схемы СФУ, в которой АБ подключена к шине постоянного тока. Рассматриваемая схема содержит: СБ, двунаправленный конвертер (А1), обеспечивающий заданный процесс заряда/разряда АБ (А2), инвертор (А3), выходной фильтр (А4), системы управления (А5 и А6), которые управляют конвертером (А1) и инвертором (А3).

В случае избытка электрической энергии от СБ, конвертер А1 заряжает АБ, а инвертор А3 через фильтр А4 питает потребителей. В противном случае, АБ через конвертер А1 компенсирует недостаток электрической энергии от СБ.

К недостатку данного решения следует отнести сложность одновременной реализации метода ОТММ на СБ и оптимального процесса заряда/разряда АБ.

Структурная схема СФУ с подключением АБ между конвертером и инвертором приведена на рисунке 1.4. Она содержит: СБ, однонаправленный конвертер (А1), АБ (А2), инвертор (А3), выходной фильтр (А4), систему управления (А5), которая осуществляет реализацию метода ОТММ на СБ, а также управление конвертером (А1) и систему управления (А6), которая управляет силовыми ключами инвертора (А3).

Аналогично предыдущему случаю, при избытке электрической энергии от СБ конвертер А1 производит заряд АБ (А2), а инвертор А3 через выходной фильтр А4 питает потребителей. В противном случае АБ (А2) непосредственно компенсирует недостаток электрической энергии от СБ.

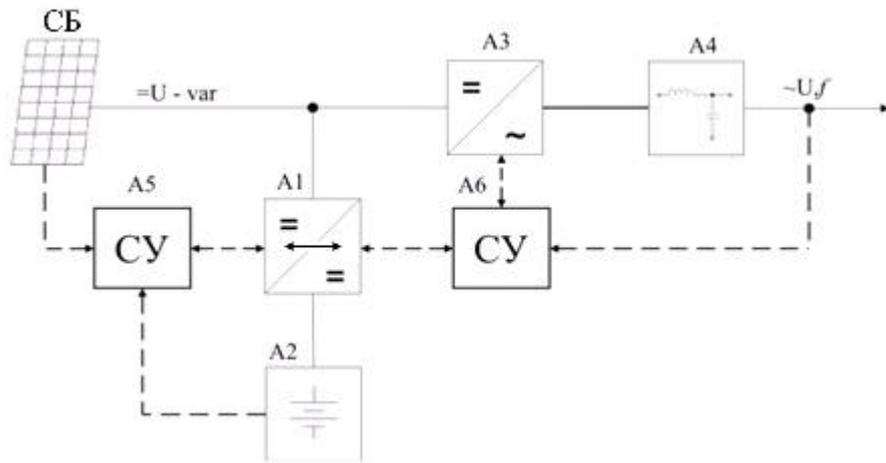


Рисунок 1.3

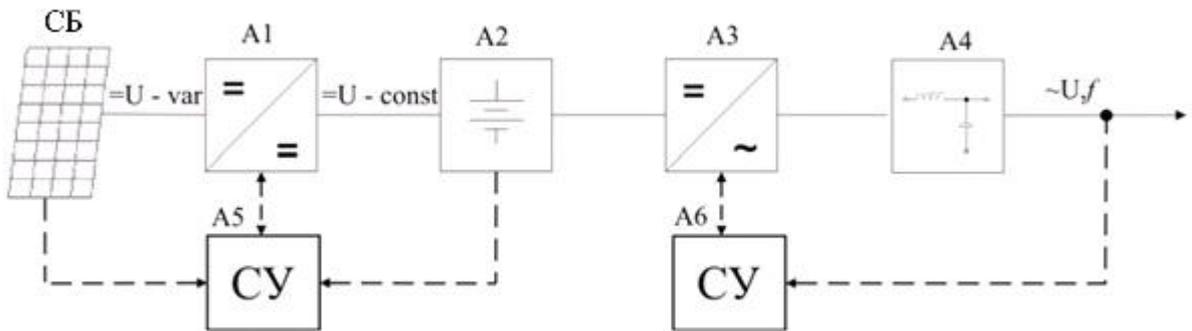


Рисунок 1.4

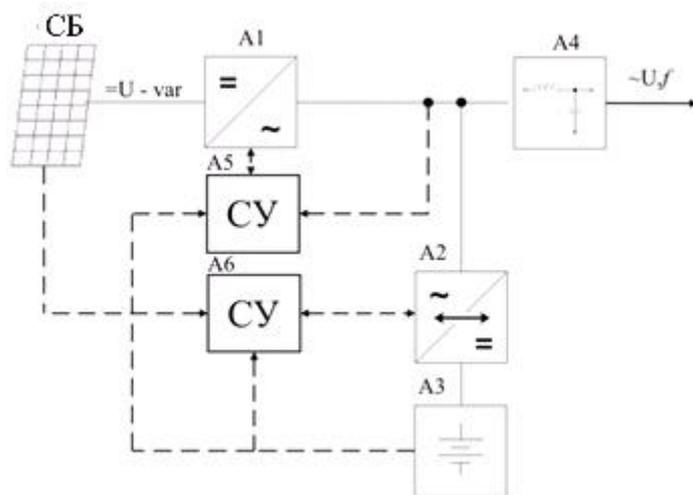


Рисунок 1.5

К достоинству рассматриваемой структурной схемы следует отнести отсутствие двунаправленного конвертера А1. При этом достаточно проблематично одновременно реализовывать метод ОТММ на СБ и оптимальный процесс заряда/разряда АБ (А2).

В качестве примера, на рисунке 1.5 представлена структурная схема СФУ, в которой АБ подключена после выходного инвертора через двунаправленный преобразователь переменного тока в постоянный ток, которая содержит: СБ, инвертор (А1), двунаправленный преобразователь (А2), АБ (А3), выходной фильтр (А4), систему управления (А5) инвертора (А1) и систему управления двунаправленного преобразователя (А2).

В случае избытка электрической энергии от СБ, инвертор А1 через выходной фильтр А5 питает потребителей. При этом двунаправленный преобразователь А2 осуществляет оптимальный процесс заряда АБ (А3). В противном случае АБ (А3) через двунаправленный преобразователь А2 компенсирует недостаток электрической энергии от СБ.

К достоинству данного решения следует отнести возможность при помощи инвертора А1 реализовывать метод ОТММ на СБ, а посредством двунаправленного преобразователя А2 осуществлять оптимальный процесс заряда/разряда АБ (А3).

По результатам проведенного анализа была составлена таблица 1.3, в которой приведено сравнение рассмотренных способов подключения АБ в СФУ. Следует заметить, что если наличие первого и четвертого критериев в таблице 1.4 в основном влияет на стоимость и сложность реализации СФУ, то отсутствие остальных критериев определяет повышение потерь мощности в СП.

Таблица 1.3

№	Критерии	Подключение АБ к шине постоянного тока		Подключение АБ между конвертером и инвертором	Подключение АБ после инвертора
		Исп.1	Исп.2		
1	Необходимость применения двунаправленного конвертера	Есть	Есть	Нет	Нет
2	Возможность реализации метода ОТММ на СБ	Есть	Есть	Есть	Есть
3	Возможность реализации оптимального процесса заряда АБ	Есть	Нет	Нет	Есть
4	Необходимость двунаправленного преобразователя переменного тока в постоянный ток	Нет	Нет	Нет	Есть

На базе проведенного анализа предложена классификация способов построения СФУ согласно выбранным признакам, которая приведена на рисунке 1.6.

В качестве функциональной схемы СФУ была выбрана структура, представленная на рисунке 1.7 с возможностью подключения к однофазной сети переменного тока, где А1 – СБ, А2 – повышающий конвертер, А3 – система управления (СУ) конвертером А2, А4 – СУ двунаправленным конвертером А5, А5 – двунаправленный конвертер, А6 – АБ, А7 – инвертор, А8 – СУ инвертором, А9 – выходной фильтр. Данная структура дополнена СУ конвертером А3 и разработанной СУ инвертором А8 по двухконтурному принципу, детальное описание которой представлено во второй главе диссертации. Особенности СУ А3 и А8 является то, что, во-первых, СУ конвертером А3 на основе данных по току $i_{СБ}$ и напряжению $u_{СБ}$ с использованием метода ОТММ формирует управляющие импульсы на полупроводниковые устройства конвертера А2 с целью генерации максимальной мощности СБ, а, во-вторых, СУ инвертором А8 обеспечивает синхронизацию инвертора А7 с сетью переменного тока таким образом, чтобы передать электрическую энергию от СБ с коэффициентом мощности равным единице.

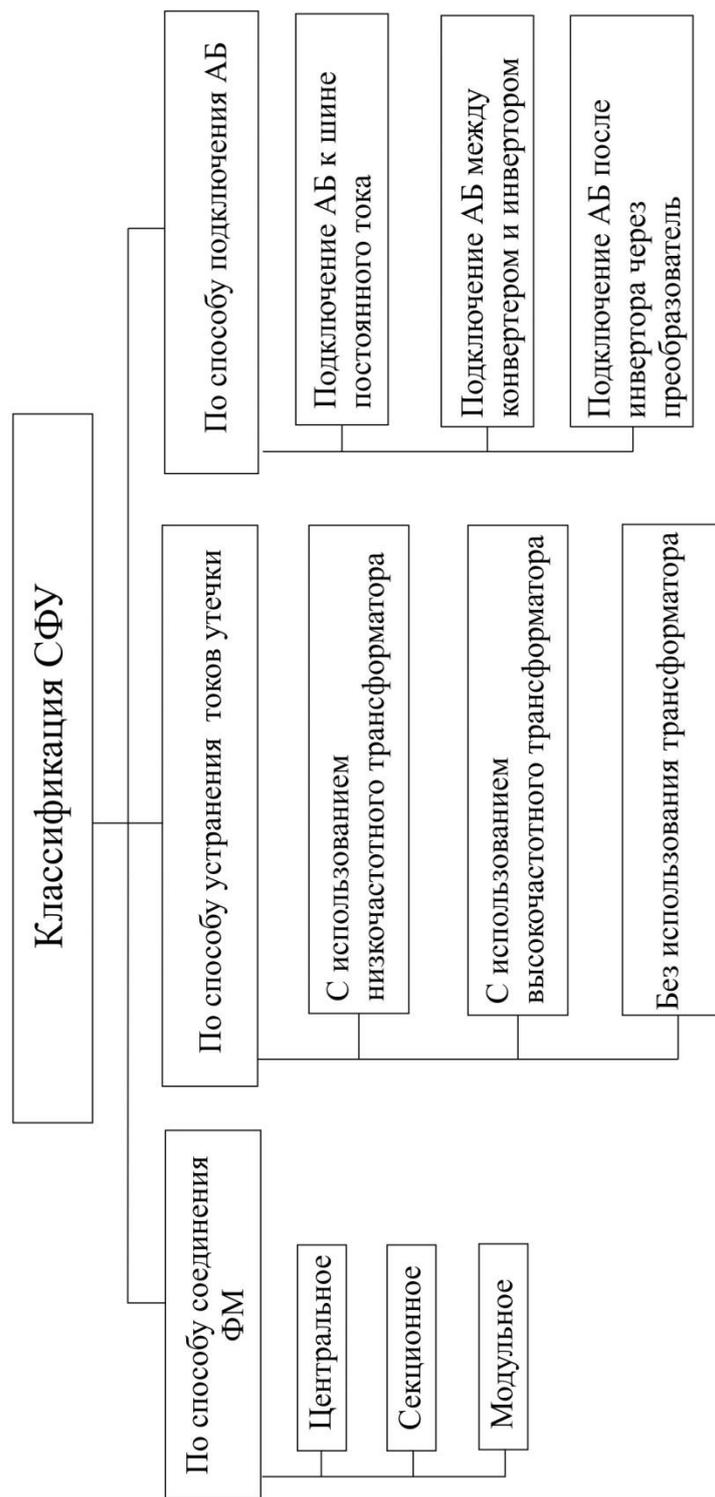


Рисунок 1.6

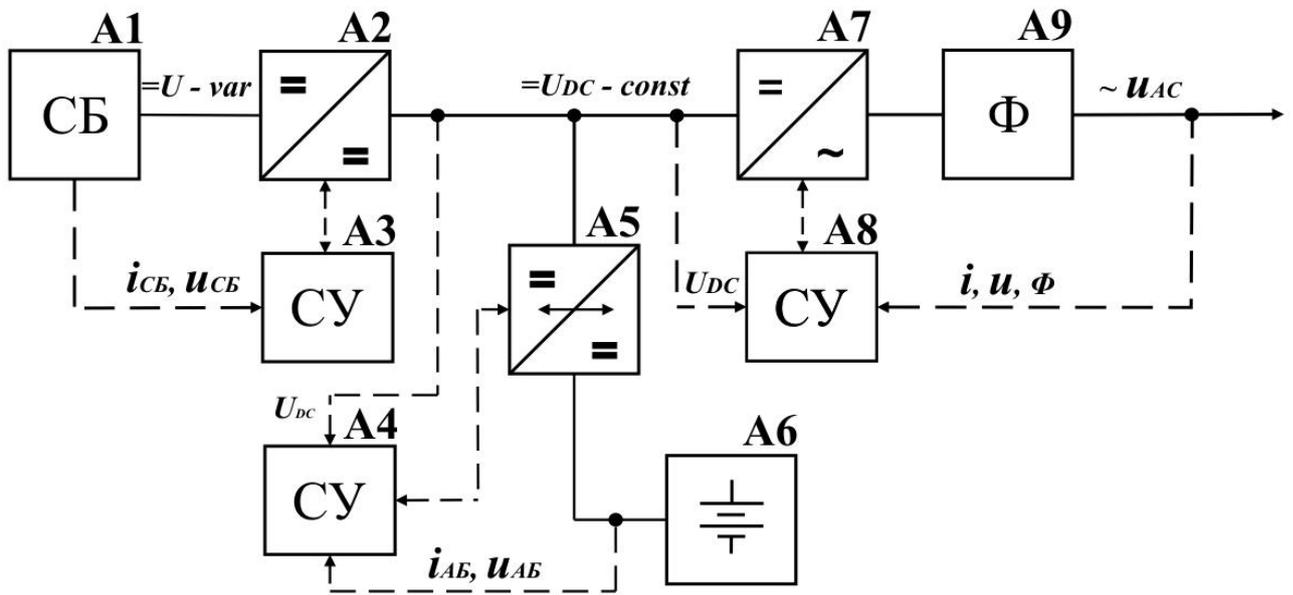


Рисунок 1.7

Кроме этого, посредством двунаправленного конвертера А5 и его СУ А4 обеспечивается обмен электрической энергией между промежуточным звеном постоянного тока и АБ с заданными параметрами по току i_{AB} и напряжению u_{AB} , уровни которых определяются типом АБ.

Анализ разработанной силовой схемы с использованием созданной компьютерной модели СП в составе повышающего конвертера А2, двунаправленного конвертера А3 и инвертора А8, представлен в третьей главе диссертации.

1.2 Анализ статических преобразователей постоянного тока в постоянный ток (конвертеров)

Конвертером принято называть статический преобразователь постоянного тока одного уровня напряжения в постоянный ток другого уровня напряжения. Существует большое разнообразие силовых схем конвертеров. Анализ технической литературы [2, 18-22, 33, 34, 47, 54-59, 69-83] показал, что конвертеры целесообразно разделить по наличию гальванической развязки между входным и выходным напряжениями. При этом рассматриваемые устройства без гальванической развязки следует подразделить:

- на понижающие конвертеры;
- на повышающие конвертеры;
- инвертирующие конвертеры;
- конвертеры с разделительным конденсатором.

В качестве примеров на рисунках 1.8-1.10 представлены силовые схемы понижающего, повышающего и инвертирующего конвертеров соответственно. На рисунке 1.8 приведена силовая схема понижающего конвертера, которая имеет два характерных интервала работы. На первом интервале времени, когда ключ VT включен, электрическая энергия от источника питания поступает к потребителям. При этом происходит накопление электромагнитной энергии в дросселе L и электростатической энергии в конденсаторе C. На втором интервале времени, когда ключ VT выключен, указанная накопленная энергия в дросселе L и

конденсаторе C поддерживает заданный уровень выходного напряжения на потребителях.

В результате, за счет изменения длительности включенного состояния силового ключа VT можно регулировать выходное напряжение от 0 В до уровня напряжения входного источника питания. Основными достоинствами рассматриваемой силовой схемы являются линейный закон регулирования, возможность реализации защиты от короткого замыкания, наличие небольшого количества реактивных элементов.

При этом напряжение, прикладываемое к силовому ключу VT в закрытом состоянии, теоретически не выше напряжения источника питания. К недостаткам данной схемы можно отнести существенные пульсации входного тока.

Силовая схема повышающего конвертера представлена на рисунке 1.9, которая функционирует следующим образом. Когда транзистор VT включен, за счет роста тока происходит накопление электромагнитной энергии в дросселе L . При этом ранее накопленная электростатическая энергия в конденсаторе C поддерживает заданный уровень выходного напряжения на потребителях. На интервале времени, когда силовой ключ VT выключен, энергия от источника питания и дросселя L поступает к потребителям и в конденсатор C . В результате, за счет изменения длительности включенного состояния силового ключа VT , можно регулировать выходное напряжение от уровня напряжения входного источника питания до теоретически бесконечно больших значений.

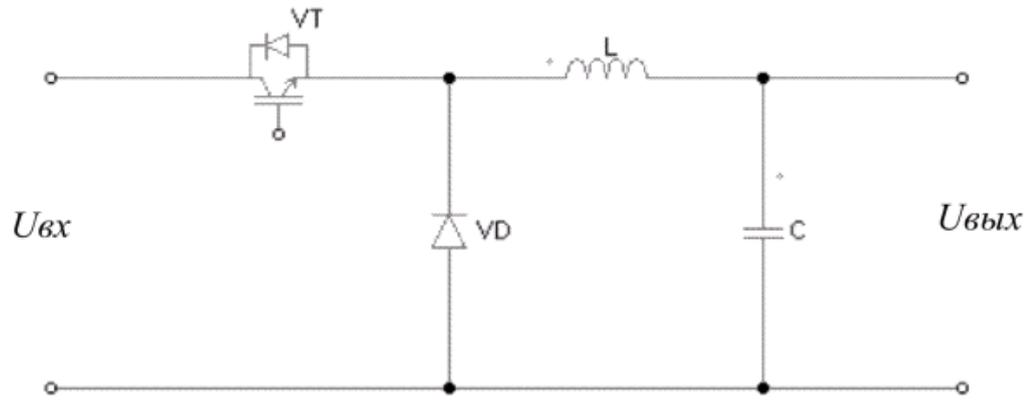


Рисунок 1.8

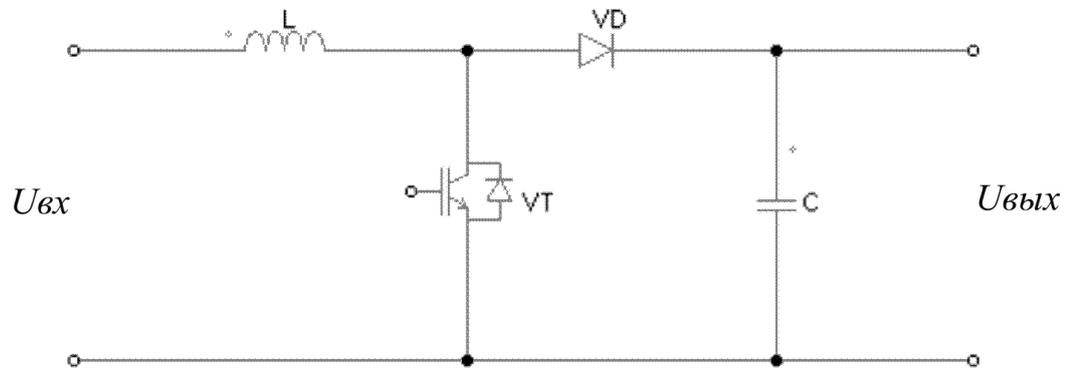


Рисунок 1.9

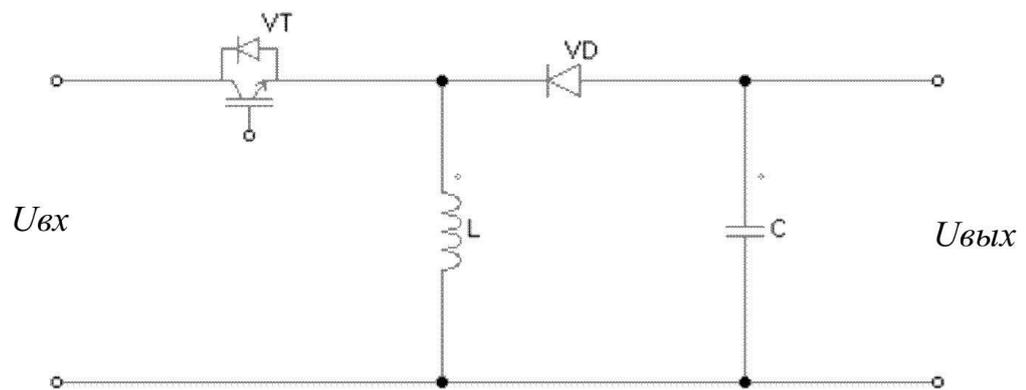


Рисунок 1.10

К достоинствам силовой схемы повышающего конвертера целесообразно отнести возможность снижения пульсаций входного тока, малые пульсации, наличие небольшого количества реактивных элементов. Недостатками являются нелинейный закон регулирования, отсутствие защиты от короткого замыкания и наличие напряжения, прикладываемого к силовому ключу VT в закрытом состоянии, выше напряжения источника питания.

Особенностью силовой схемы инвертирующего конвертера без гальванической развязки (рисунок 1.10) является формирование напряжения на выходе преобразователя с обратной полярностью. Когда силовой ключ VT включен, за счет роста тока происходит накопление электромагнитной энергии в дросселе L . При этом ранее накопленная электростатическая энергия в конденсаторе C поддерживает заданный уровень выходного напряжения на потребителях. На интервале времени, когда силовой ключ VT выключен, энергия, накопленная в дросселе L , поступает к потребителям и в конденсатор C . За счет того, что потребители параллельно подключены к дросселю L , полярность выходного напряжения имеет обратный знак по сравнению с источником питания. В результате, за счет изменения длительности включенного состояния силового ключа VT можно регулировать выходное напряжение от 0 В до теоретически бесконечно больших значений.

Основными достоинствами рассматриваемой силовой схемы являются возможность реализации защиты от короткого замыкания и наличие небольшого количества реактивных элементов. К отличительной особенности инвертирующего конвертера следует отнести возможность работы как в режиме понижения, так и в режиме повышения выходного напряжения.

Недостатками данной силовой схемы являются нелинейный закон регулирования и существенные пульсации входного тока. При этом напряжение, прикладываемое к силовому ключу VT в закрытом состоянии, может достигать значения выше напряжения источника питания.

Также к существенному недостатку инвертирующего конвертера следует отнести передачу электрической энергии от источника входного напряжения к потребителям только за счет промежуточного накопления электромагнитной энергии в дросселе L , что ограничивает выходную мощность устройства.

Одним из примеров силовой схемы конвертера с разделительным конденсатором является схема Кука, представленная на рисунок 1.11.

Когда силовой ключ VT включен, за счет роста тока происходит накопление электромагнитной энергии в дросселе $L1$. В то же время, буферный конденсатор $C1$ передает ранее накопленную электростатическую энергию через дроссель $L2$ в конденсатор $C2$, который в свою очередь поддерживает заданный уровень выходного напряжения на потребителях.

На интервале времени, когда силовой ключ VT выключен, ток под действием ЭДС самоиндукции дросселя $L1$ начинает протекать по цепи: положительный потенциал входного источника питания – дроссель $L1$ – буферный конденсатор $C1$ – диод VD – отрицательный потенциал входного источника питания, за счет чего происходит накопление электростатической энергии в буферном конденсаторе $C1$. При этом ранее накопленная электростатическая энергия в конденсаторе $C1$ поддерживает заданный уровень выходного напряжения на потребителях.

В результате за счет изменения длительности включенного состояния силового ключа VT можно регулировать выходное напряжение от 0 В до теоретически бесконечно больших значений.

В схеме Кука входной ток имеет непрерывный характер, что позволяет исключить входной LC-фильтр. При этом благодаря непрерывному характеру тока, протекающего через дроссель $L2$, существует возможность снижения емкости накопительного конденсатора $C2$.

Другим примером силовой схемы конвертера с разделительным конденсатором является, так называемая, силовая схема КУ с двумя силовыми ключами $VT1$ и $VT2$ (рисунок 1.12).

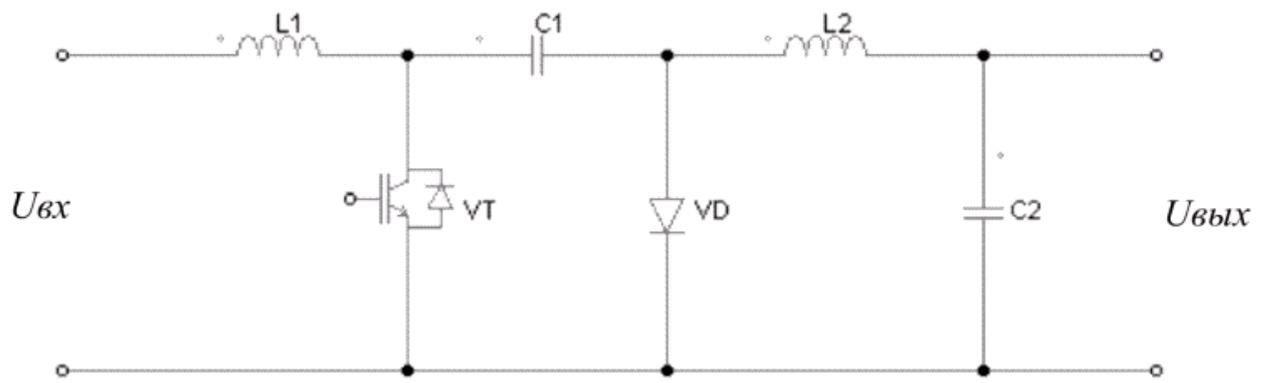


Рисунок 1.11

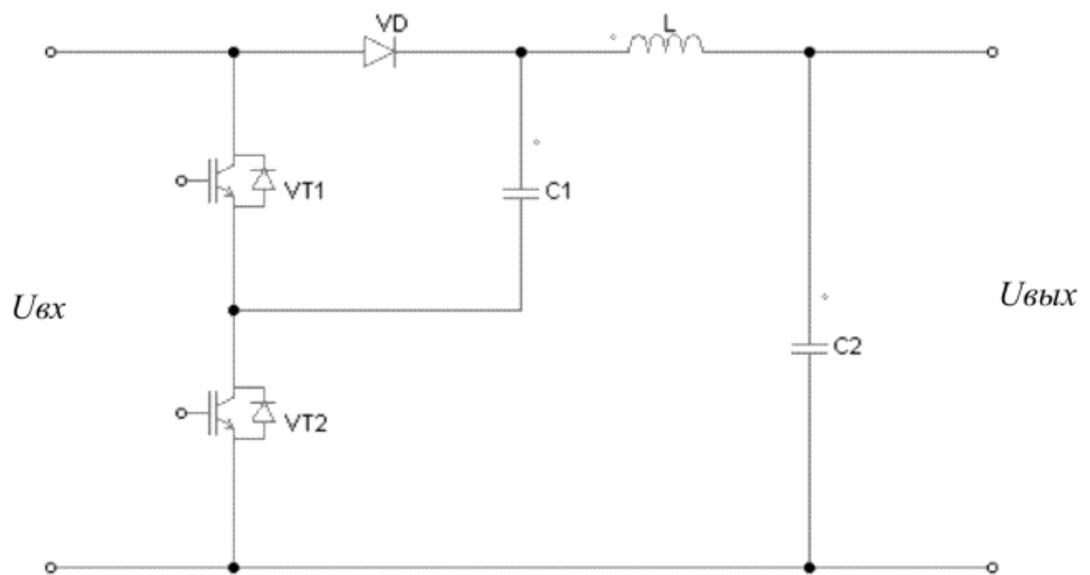


Рисунок 1.12

К существенному недостатку рассмотренных конвертеров следует отнести передачу электрической энергии от источника входного напряжения к потребителям только посредством промежуточного накопления электростатической энергии в буферном конденсаторе, что ограничивает выходную мощность устройства.

Результаты проведенного сравнительного анализа конвертеров без гальванической развязки входного источника питания от выходного напряжения представлены в таблице 1.4.

Таблица 1.4

№	Фактор	Понижающий конвертер	Повышающий конвертер	Инвертирующий конвертер	Конвертер с разделительным конденсатором
1	Уровень выходного напряжения	От 0 В до напряжения источника питания	От напряжения источника питания до бесконечности	От 0 В до бесконечности	От 0 В до бесконечности
2	Характер закона регулирования	Линейный	Нелинейный	Нелинейный	Нелинейный
3	Возможность снижения пульсаций входного тока	Нет	Есть	Есть	Есть
4	Наличие защиты от короткого замыкания	Есть	Нет	Есть	Нет
5	Число реактивных элементов	2	2	2	4
6	Максимальное напряжение на закрытом силовом ключе	На уровне напряжения источника питания	Выше уровня напряжения источника питания	Выше уровня напряжения источника питания	Выше уровня напряжения источника питания
7	Поступление энергии непосредственно от источника питания	Да	Да	Нет	Нет

Рассматриваемые преобразователи с гальванической развязкой целесообразно подразделить:

- на одноктактные конвертеры;
- на двухтактные конвертеры.

В однотактных конвертерах, в отличие от двухтактных, передача электрической энергии происходит в течение одного интервала времени (такта) за период. В свою очередь, однотактные конвертеры следует подразделить на обратноходовые и прямоходовые конвертеры.

В качестве примера на рисунке 1.13 представлена силовая схема однотактного обратноходового конвертера [21, 22, 54, 55], который работает следующим образом.

При включенном состоянии силового ключа VT под действием нарастающего тока в первичной обмотке, происходит накопление электромагнитной энергии в трансформаторе TV. При этом ранее накопленная электростатическая энергия в конденсаторе C поддерживает заданный уровень выходного напряжения на потребителях.

На интервале времени, когда силовой ключ VT выключен, накопленная электромагнитная энергия трансформатора TV через вторичную обмотку поступает потребителям и в конденсатор C.

В результате, за счет изменения длительности включенного состояния силового ключа VT можно регулировать выходное напряжение от 0 В до теоретически бесконечно больших значений.

К существенному недостатку обратноходового конвертера следует отнести передачу электрической энергии от источника входного напряжения к потребителям только посредством промежуточного накопления электромагнитной энергии в трансформаторе TV, что ограничивает выходную мощность устройства.

На рисунке 1.14 представлен прямоходовой конвертер с двумя силовыми ключами [56, 57], который работает следующим образом.

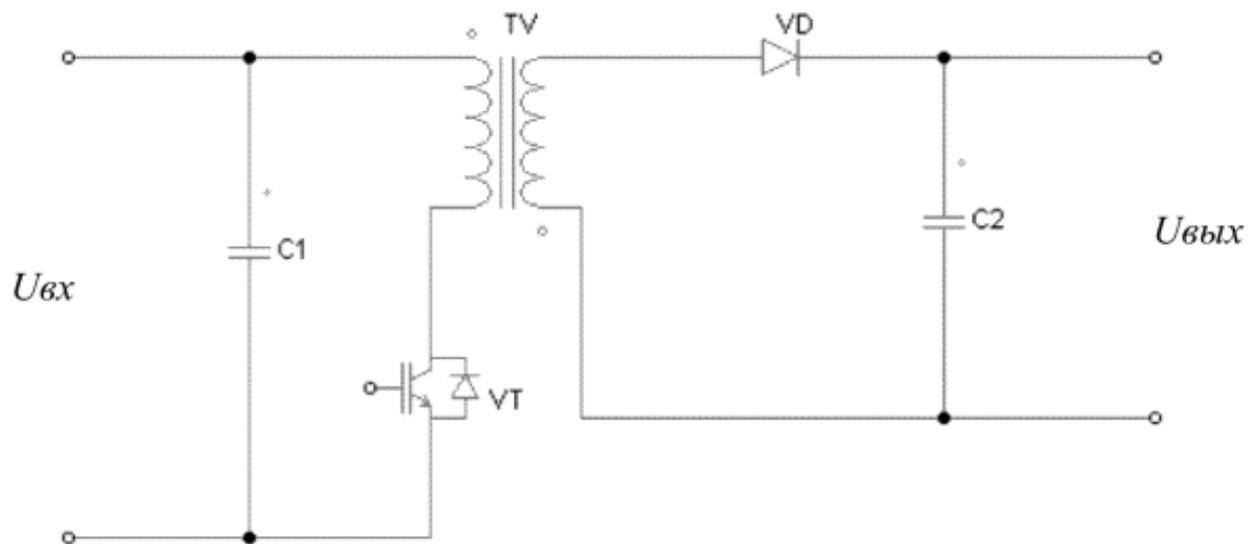


Рисунок 1.13

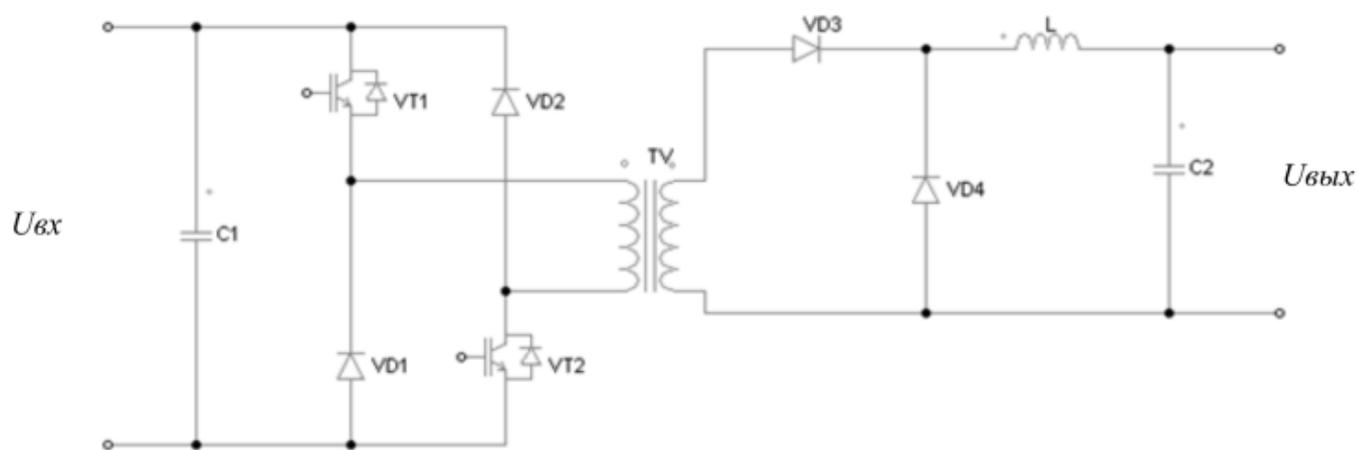


Рисунок 1.14

Когда два силовых ключа VT1 и VT2 включены, к первичной обмотке приложено входное напряжение источника питания, которое после преобразования поступает через диод VD3 и дроссель L к потребителям.

В то же время происходит накопление электромагнитной энергии в дросселе L и электростатической энергии в конденсаторе C2. После выключения силовых ключей VT1 и VT2, указанная накопленная энергия в дросселе L и конденсаторе C2, поддерживает заданный уровень выходного напряжения на потребителях.

При этом происходит автоматическое размагничивание трансформатора TV благодаря подключению первичной обмотки через диоды VD1 и VD2 к входному источнику питания. В результате, за счет изменения длительности включенных состояний силовых ключей VT1 и VT2 можно регулировать выходное напряжение от 0 В до уровня напряжения входного источника питания.

К достоинству рассматриваемой силовой схемы следует отнести прямую передачу энергии от входного источника питания через трансформатор к потребителям и возможность реализации защиты от короткого замыкания.

В двухтактных конвертерах передача электрической энергии от входного источника питания к потребителям осуществляют в течение двух интервалов времени (тактов) за период. Двухтактные конвертеры целесообразно разделять на мостовые, полумостовые и силовые схемы со средней точкой.

В качестве наглядного примера на рисунке 1.15 приведена силовая схема двухтактного конвертера, выполненная по мостовой схеме, которая работает следующим образом. На интервале времени, когда включены силовые ключи VT1 и VT4, к первичной обмотке трансформатора TV приложено входное напряжение источника питания, которое после преобразования поступает через силовые диоды VD1, VD4 и дроссель L к потребителям.

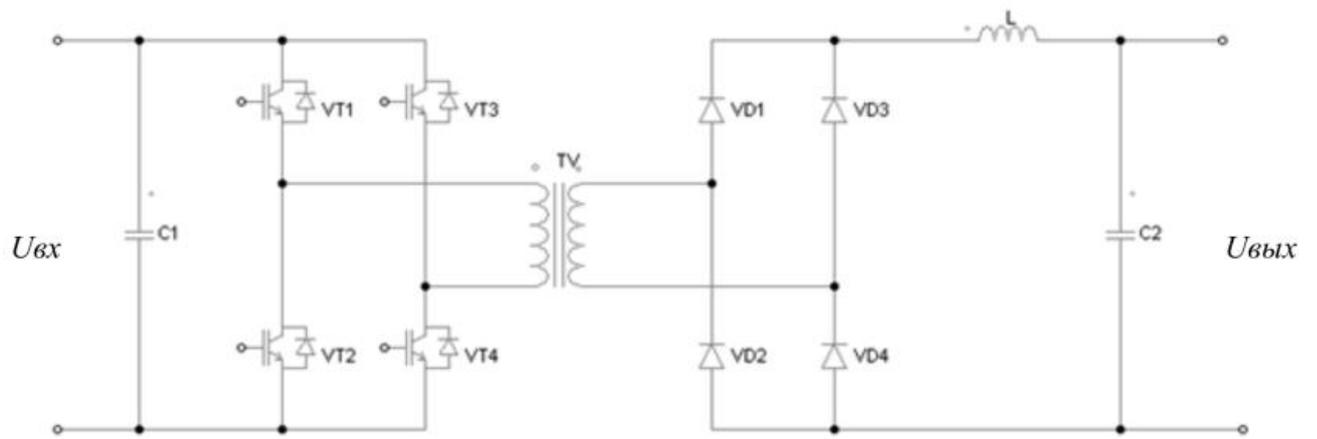


Рисунок 1.15

На следующем интервале времени, когда включены силовые ключи VT2 и VT3, к первичной обмотке уже приложено в обратном направлении входное напряжение источника питания, которое после преобразования поступает через диод VD2, VD3 и дроссель L к потребителям.

В результате, за счет изменения длительности включенных состояний силовых ключей VT1, VT4 и VT2, VT3 можно регулировать выходное напряжение от 0 В до уровня напряжения входного источника питания.

К достоинству силовых схем двухтактных конвертеров следует отнести прямую передачу энергии от входного источника питания через трансформатор к потребителям, линейный закон регулирования и возможность реализации защиты от короткого замыкания. При этом напряжение, прикладываемое к силовому ключу VT в закрытом состоянии, теоретически не превышает напряжение входного источника питания.

Благодаря двухтактному принципу действия, рассматриваемые конвертеры по сравнению с одноктактными имеют более высокий коэффициент полезного действия и лучшие массогабаритные показатели выходного фильтра, а силовые ключи и трансформатор выбирают на меньшую установленную мощность.

Следует отметить, что одним из способов снижения потерь в силовых ключах, а соответственно повышения эффективности преобразователя, является организация коммутации силовых ключей либо при нулевом токе, либо при нулевом напряжении [19, 21, 22, 80-83], посредством применения резонансных силовых схем.

По результатам анализа была составлена таблица 1.5, в которой приведено сравнение рассмотренных силовых схем конвертеров с гальванической развязкой, где K_{tr} – коэффициент трансформации.

Следует отметить, что наличие шестого и седьмого критериев, представленных в таблице 1.5, существенно влияет на повышение потерь мощности в СП.

Таблица 1.5

№	Критерии	Однотактный обратноходовой конвертер	Однотактный прямоходовой конвертер	Двухтактный мостовой конвертер	Двухтактный полумостовой конвертер	Двухтактный конвертер со средней точкой
1	Уровень выходного напряжения	От 0 В до бесконечности	От 0 В до напряжения источника питания умноженное на $K_{тр}$	От 0 В до напряжения источника питания умноженное на $K_{тр}$	От 0 В до напряжения источника питания умноженное на $K_{тр}/2$	От 0 В до напряжения источника питания умноженное на $K_{тр}$
2	Характер закона регулирования	Нелинейный	Линейный	Линейный	Линейный	Линейный
3	Возможность снижения пульсаций входного тока	Нет	Нет	Нет	Нет	Нет
4	Наличие защиты от короткого замыкания	Есть	Есть	Есть	Есть	Есть
5	Число силовых ключей	1	2	4	2	4
6	Максимальное напряжение на закрытом силовом ключе	Выше уровня напряжения источника питания	На уровне напряжения источника питания	На уровне напряжения источника питания	На уровне напряжения источника питания	На уровне напряжения источника питания
7	Поступление энергии непосредственно от источника питания	Нет	Да	Да	Да	Да

В результате проведенного анализа предложена классификация способов построения силовых схем конвертеров согласно выбранным признакам, которая представлена на рисунке 1.16.

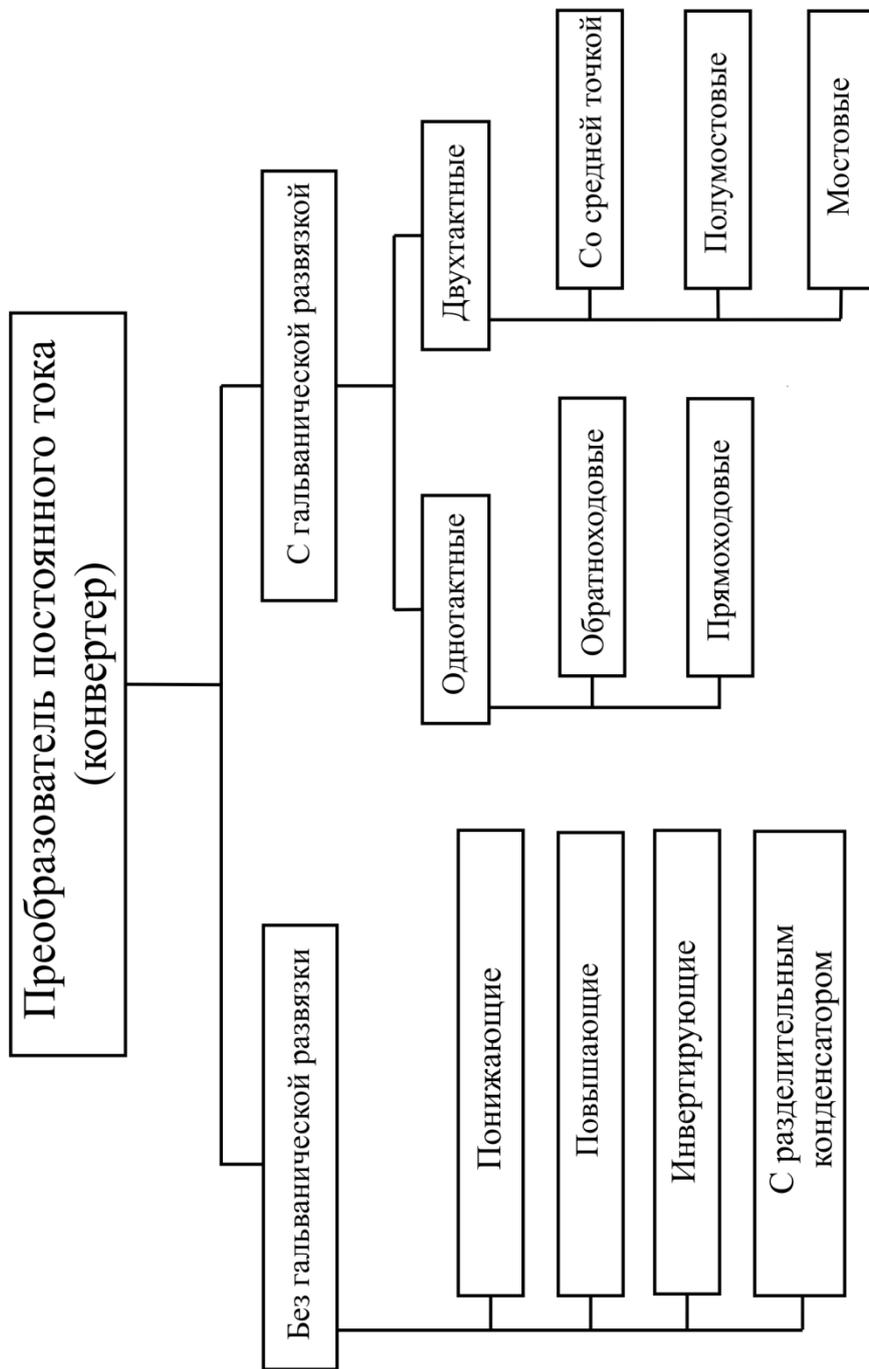


Рисунок 1.16

1.3 Анализ статических преобразователей постоянного тока в переменный ток (инверторов)

Инвертором принято называть статический преобразователь постоянного тока в переменный ток. Обычно в СФУ применяют инверторы напряжения [19-22, 29, 32, 33, 35, 38, 43, 47, 53, 58-69, 84-99] на базе полумостовой, мостовой и NPC (Neutral Point Clamped) силовых схем.

В качестве примера на рисунке 1.17 представлена силовая схема мостового инвертора, в котором за счет поочередного включения диагональных ключей VT1, VT4 и VT2, VT3, формируют на выходе положительную и отрицательную полуволну переменного напряжения. При этом нулевую паузу в выходном напряжении получают путем одновременного включения VT1, VT3 или VT2, VT4. В результате, за счет изменения длительности включенных состояний силовых ключей VT1, VT3 или VT2, VT4 формируют ШИМ синусоидальное напряжение.

К существенным недостаткам данной силовой схемы следует отнести большой ток утечки и высокий уровень электромагнитных помех.

Другим примером, приведенным на рисунке 1.18, является силовой инвертор типа H5 (компания SMA, Германия), в котором, согласно названию, установлен дополнительный силовой ключ VT5 в положительной шине постоянного тока [60-62]. Дополнительный силовой ключ VT5 выполняет две основные функции:

- исключает обмен реактивной мощностью между выходными дросселями и конденсатором C1 в период нулевой паузы, что повышает эффективность статического преобразователя;

- изолирует СБ от сети переменного тока в период нулевой паузы, устраняя высокочастотную составляющую напряжения на паразитной емкости СБ.

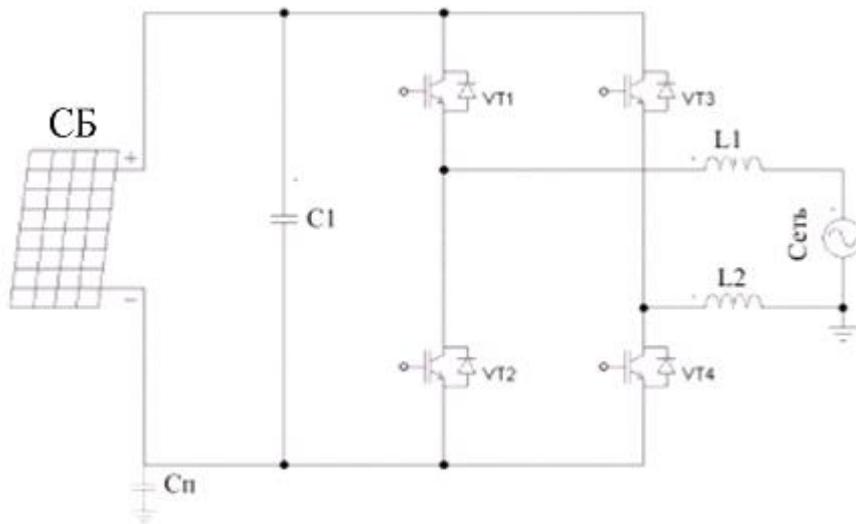


Рисунок 1.17

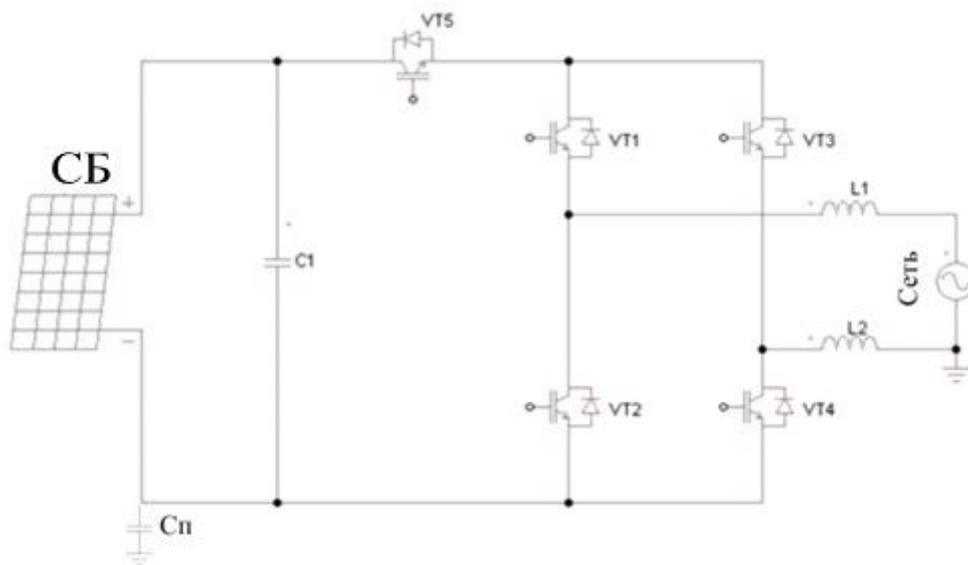


Рисунок 1.18

В рассматриваемой силовой схеме ключи VT5, VT4, VT2 коммутируют с высокой частотой ШИМ, а VT1 и VT3 с низкой частотой сети переменного тока. К достоинствам инвертора типа H5 целесообразно отнести то, что через паразитную емкость проходит только низкочастотная составляющая сети переменного тока. Данный фактор в целом влияет на снижение тока утечки и уровень электромагнитных помех. Недостатком инвертора типа H5 является наличие дополнительного силового ключа VT5.

На рисунке 1.19 представлен инвертор типа HERIC (Highly Efficient and Reliable Inverter Concept) компании Sunways (Германия), который содержит дополнительную стойку с силовыми ключами VT5 и VT6. При этом нулевую паузу организуют посредством включения силовых ключей VT5 или VT6 в зависимости от полярности выходного напряжения с низкой частотой сети переменного тока [60-63].

К достоинствам инвертора типа HERIC следует отнести относительно малые коммутационные потери силовых ключей VT5 или VT6 благодаря частоте переключений равной низкой частоте сети переменного тока.

Схожим по принципу действия с инвертором HERIC является силовая схема с дополнительным выпрямительным мостом, силовым ключом и запирающим диодом средней точки [62].

В инверторе типа H6D2 или FB-DCBP (Full-Bridge Inverter with DC By pass) компании Ingeteam (Испания) к мостовой силовой схеме добавлены силовые ключи VT5 и VT6 в шине постоянного тока, а также отсекающие диоды VD1 и VD2 (рисунок 1.20). При этом дополнительные силовые ключи VT5 и VT6 переключают с высокой частотой, в то время как силовые ключи VT1-VT4 мостовой схемы коммутируют с низкой частотой сети переменного тока [62, 91].

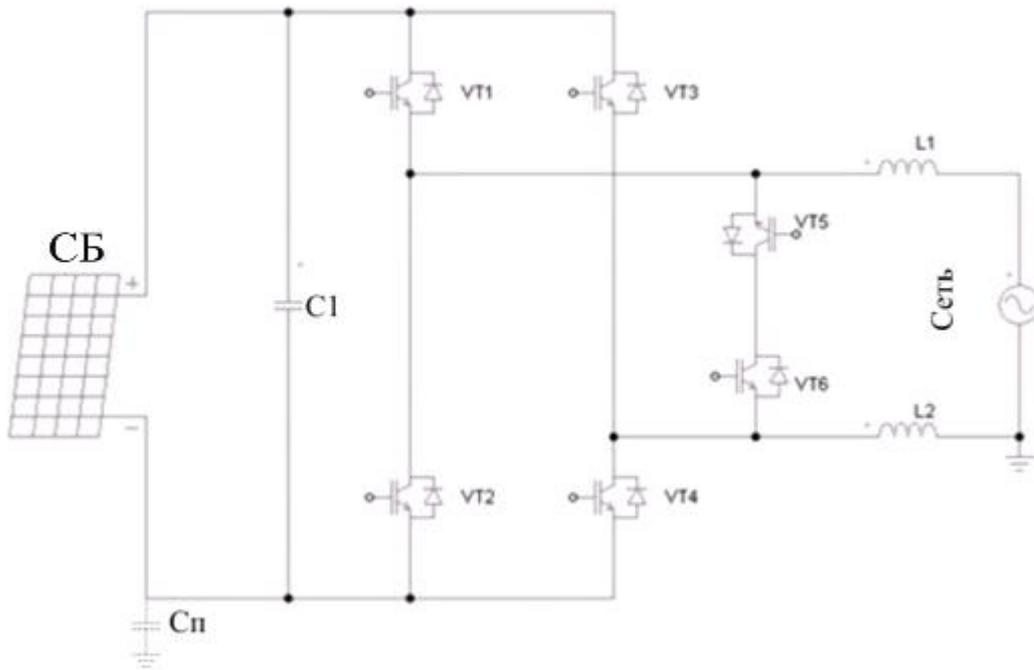


Рисунок 1.19

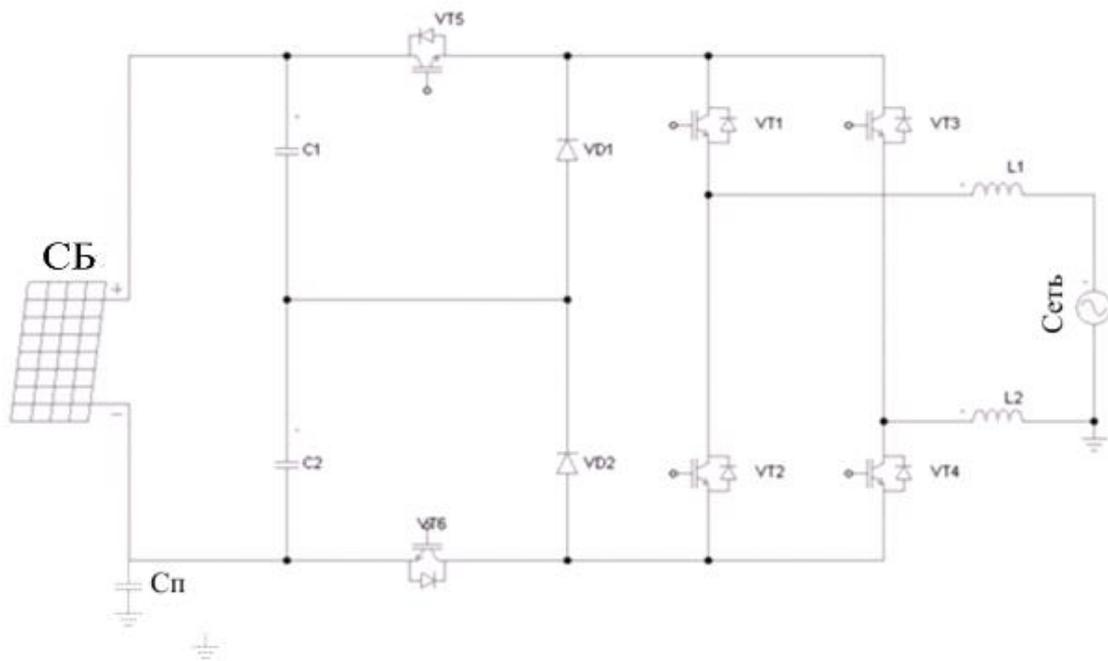


Рисунок 1.20

В СФУ также широкое применения находят силовые инверторы типа NPC (Neutral Point Clamped или трехуровневый инвертор с нейтралью) [2, 64, 65, 67, 68].

В качестве примера на рисунке 1.21 приведена силовая схема инвертора типа NPC с T-образным мостом, в которой нулевую паузу в зависимости от полярности выходного напряжения формируют силовые ключи VT3 и VT4 с параллельно включенными диодами [2, 64, 65, 68]. При этом в выключенном состоянии к силовым ключам VT3 и VT4 приложено напряжение, равное половине напряжения входного источника питания.

Другим примером инвертора типа NPC является силовая схема со связью средней точки через диоды, представленная на рисунке 1.22, в которой нулевую паузу в зависимости от требуемой полярности выходного напряжения формируют включенный силовой ключ VT2 и силовой диод VD1, либо включенный силовой ключ VT3 и силовой диод VD2. Особенностью данной силовой схемы является то, что силовые ключи VT1 и VT4 переключают с высокой частотой, а силовые ключи VT2 и VT3 коммутируют с низкой частотой сети переменного тока.

К достоинству рассматриваемого инвертора следует отнести относительно низкие коммутационные потери на переключения благодаря тому, что к силовым ключам VT1-VT4 в выключенном состоянии приложена четверть величины от входного напряжения источника питания.

Следует заметить, что в отличие от рассмотренных выше силовых схем инверторы типа NPC при одинаковом заданном уровне коэффициента нелинейных искажений (КНИ) выходного напряжения имеют меньшую частоту коммутации силовых ключей, что определяет меньшие коммутационные потери и, соответственно, лучший коэффициент полезного действия устройства.

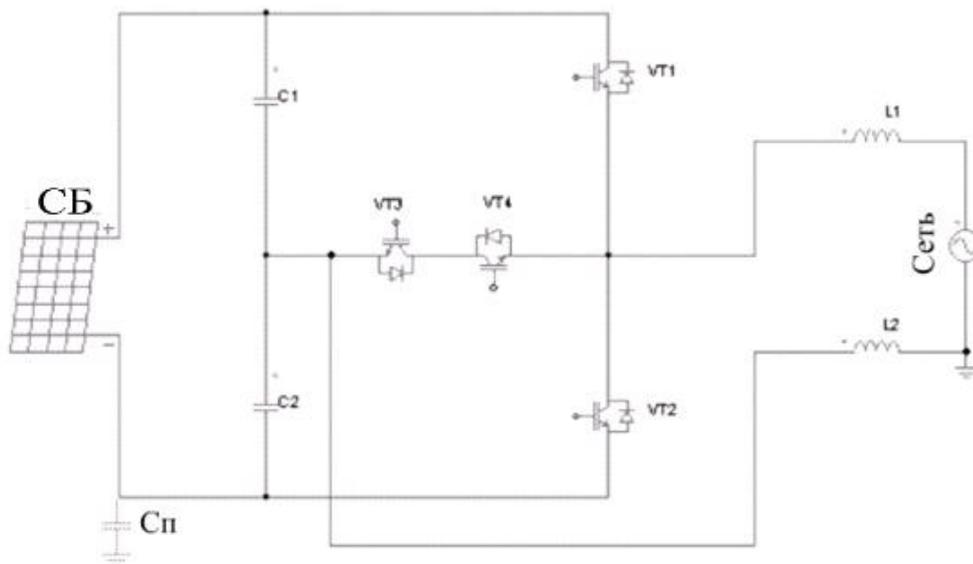


Рисунок 1.21

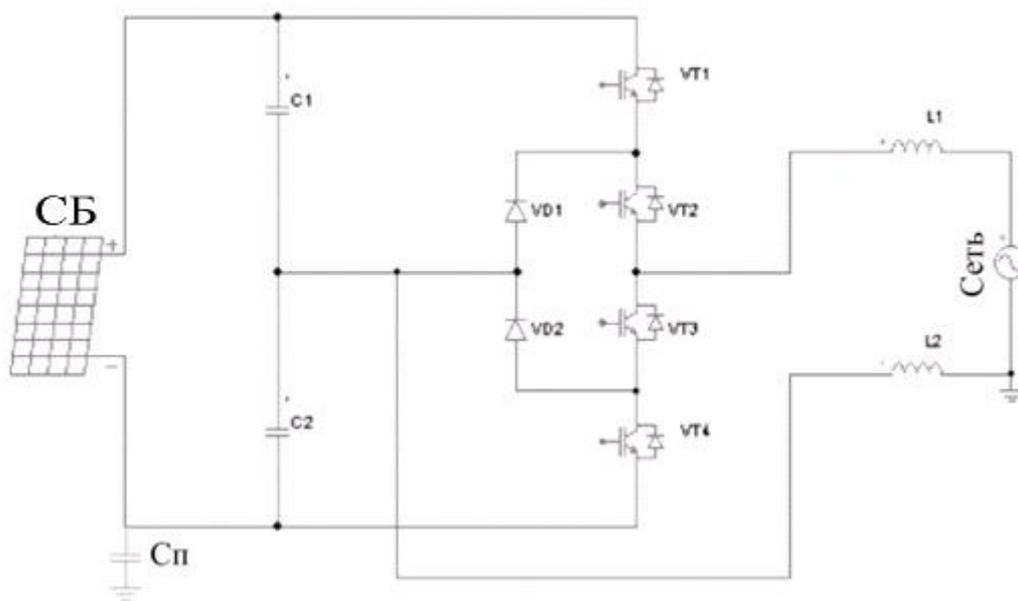


Рисунок 1.22

В результате анализа технической литературы [19-22, 29, 32, 33, 35, 38, 43, 47, 53, 58-69, 84-99] составлена таблица 1.6 сопоставления инверторов напряжения для солнечных установок, в которых устранена высокочастотная составляющая выходного напряжения паразитной емкости СБ. Следует отметить, что третий и четвертый критерии существенно влияют на повышение потерь мощности в СП.

Таблица 1.6

№	Критерии	Инвертор типа H5	Инвертор типа HERIC	Инвертор типа H6D2	Инвертор типа NPC с T-образным мостом	Инвертор типа NPC со связью со средней точкой через диоды
1	Число силовых ключей	5	6	6	4	4
2	Число дополнительных силовых диодов	0	0	2	0	2
3	Максимальное число полупроводниковых приборов, по которым одновременно протекает ток	3	2	4	2	2
4	Число силовых ключей, функционирующих с высокой частотой ШИМ	3	4	2	4	2
5	Число силовых ключей, функционирующих с низкой частотой сети переменного тока	2	2	4	0	2

1.4 Выводы по первой главе

1. Проведен обзор литературы и дан анализ существующих структурных схем солнечных фотоэлектрических установок и их особенностей, а также схемотехнических решений статического преобразователя.

2. Разработана классификация солнечных фотоэлектрических установок по новым классификационным признакам: способам соединения фотоэлектрических модулей, устранения токов утечки и подключения накопителей энергии, а также схемотехническим решениям статического преобразователя.

3. Предложенные критерии по каждому из классификационных признаков солнечных фотоэлектрических установок позволяют осуществлять рациональный выбор структуры солнечной фотоэлектрической установки и синтез силовой схемы статического преобразователя.

2 РАЗРАБОТКА ПРИНЦИПА РЕГУЛИРОВАНИЯ ВЫХОДНОГО ИНВЕРТОРА СТАТИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С СЕТЬЮ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

2.1 Способы синхронизации статического преобразователя с сетью переменного тока

В системах электроснабжения с применением альтернативных источников энергии возникает задача синхронизации СП с магистральной сетью переменного тока.

Кроме этого, аналогичная задача возникает на КА. Повышение в несколько раз уровня потребляемой мощности (до 300 кВт) в перспективных модульных орбитальных станциях по сравнению с существующими КА ставит вопрос о разработке принципиально новых типов систем электроснабжения. Среди возможных решений, актуальной является концепция применения высокочастотной (20 кГц) высоковольтной (до 440 В) однофазной распределительной сети электроснабжения КА [100-107]. Серьезное препятствие, возникающее при внедрении подобных высокочастотных систем электроснабжения на Земле, связано со сравнительно большими падениями напряжения и потерями мощности при передаче электрической энергии на высокой частоте на большие расстояния, на КА будут сведены к минимуму из-за ограниченной длины магистрали (до нескольких сотен метров).

Очевидно, применение высокой частоты передачи энергии позволит существенно упростить согласование уровней напряжений источников питания и потребителей за счет использования высокочастотных трансформаторов при явном снижении массы и габаритов как самих высокочастотных трансформаторов, так и выходных фильтров. При этом выбор однофазной системы электроснабжения обусловлен возможностью снижения количества магистральных проводов, датчиков и силовых контакторов по сравнению с трехфазной системой. По предварительным оценкам, внедрение высокочастотной распределительной однофазной сети на перспективной модульной орбитальной

станции позволит по сравнению с традиционными системами электроснабжения, снизить удельную массу электрооборудования КА на 40-60 %. Внедрение 20 кГц распределительной системы на КА связано с необходимостью синхронизации выходных однофазных высокочастотных напряжений СП.

Классическим, и до последнего времени широко внедренным способом передачи электрической энергии от источника постоянного тока в сеть переменного тока, является применение инверторов, ведомых сетью (ВИН). Обычно в ВИН используют силовые схемы, полностью идентичные управляемым выпрямителям [18, 20, 22, 69, 94-96, 98, 108, 109]. При этом используют силовые однооперационные тиристоры, которые переключают под воздействием магистральной сети переменного тока при углах регулирования более 90 электрических градусов ($\alpha > 90^\circ$).

К достоинству ВИН следует отнести простоту реализации системы управления не требующей вычисления сложных математических операций, простоту силовой схемы и успешный многолетний опыт применения во многих системах электроснабжения.

Существенным недостатком ВИН является невозможность применения современных методов высокочастотной широтно-импульсной модуляции (ШИМ) для формирования выходного тока или напряжения, что определяет сравнительно высокий коэффициент искажений выходного напряжения, высокий уровень электромагнитных помех и существенно худшие массогабаритные показатели используемых низкочастотных фильтров. К другому недостатку следует отнести критичность рассматриваемого способа к внешним возмущающим воздействиям со стороны сети переменного тока.

В другом способе используют внешнюю синхронизацию [109, 110], при которой каждый назначенный ведомый силовой инвертор получает внешний синхроимпульс от внешнего управляющего устройства или назначенного ведущего силового инвертора.

Достоинством данного способа является простота реализации системы управления, что обусловлено отсутствием сложных вычислительных операций и высокая помехоустойчивость вследствие того, что внешние возмущающие воздействия со стороны магистральной сети переменного тока теоретически не влияют на работоспособность выходных силовых инверторов. Также важным преимуществом по сравнению с ВИН является возможность применения методов высокочастотной ШИМ для формирования выходного тока или напряжения.

К существенному недостатку следует отнести наличие обязательной внешней шины синхронизации между силовыми инверторами, что значительно сужает область автономности устройств, а также зависимость работоспособности ведомых силовых инверторов от функционирования внешнего управляющего устройства или назначенного ведущего силового инвертора.

В 90-х годах прошлого века у разработчиков появились в распоряжении доступные микроконтроллеры, что определило эффективность практической реализации синхронизации выходного инвертора с сетью по способу детектирования перехода через ноль (ДПН), который в англоязычной технической литературе получил название Zero-Crossing Detection (ZCD). Рассматриваемый способ ДПН основан на определении момента времени, когда напряжение сети переменного тока меняет свой знак [98, 110-117]. В результате формируют управляющие сигналы, которые подают на силовые ключи силового инвертора.

В качестве характерного примера на рисунке. 2.1 представлена функциональная схема реализации способа ДПН, которая содержит: однофазный силовой инвертор (А1), блок ШИМ (А2), выходной силовой фильтр (А3), выходной контактор (К1), датчик напряжения (ДН), блок вычисления действующего значения (А4), детектор перехода через ноль (ДПН) и блок формирования фазы (А5).

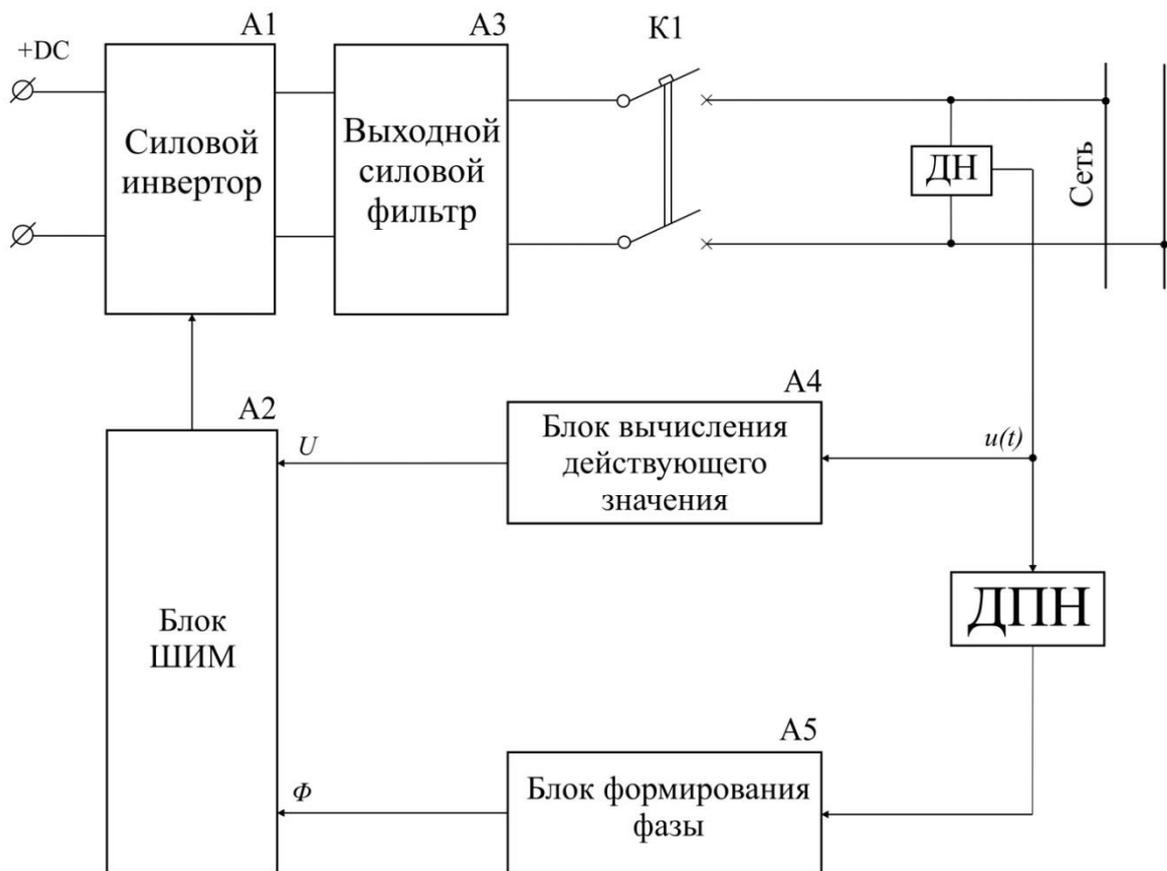


Рисунок 2.1

В общем виде рассматриваемое устройство функционирует следующим образом. Однофазный силовой инвертор А1 посредством блока ШИМ (А2) из входного напряжения (DC) постоянного тока синтезирует ШИМ напряжение переменного тока, из которого выходной силовой фильтр А3 формирует синусоидальную кривую выходного напряжения СП. Одновременно, датчик ДН преобразовывает измеряемое напряжение магистральной сети переменного тока в аналоговый сигнал $u(t)$.

С одной стороны, из аналогового сигнала $u(t)$ блок вычисления А4 формирует сигнал U , соответствующий требуемому действующему значению напряжения сети переменного тока.

С другой стороны, аналоговый сигнал $u(t)$ поступает на детектор ДПН, который вырабатывает выходной импульс в моменты времени перехода кривой напряжения сети переменного тока через нулевые значения. Под действие этих импульсов блок А5 вычисляет выходной сигнал Φ равный фазе кривой напряжения магистральной сети.

В результате, под воздействием сигналов U , Φ блок А2 вырабатывает управляющие сигналы на силовые ключи силового инвертора А1, который формирует выходное ШИМ напряжение переменного тока с требуемыми значениями по амплитуде и фазе.

Неоспоримым достоинством способа ДПН по сравнению с ВИН является возможность использования современных методов высокочастотной ШИМ для синтеза выходного тока или напряжения, что позволяет обеспечивать достижение требуемого уровня качества выходных параметров СП и его эффективность. При этом выходные инверторы могут функционировать в автономном режиме даже при отключении от сети переменного тока.

Значительный недостаток способа ДПН связан с зависимостью работоспособности выходного силового инвертора от качества кривой напряжения магистральной сети переменного тока. Искажения кривой напряжения сети переменного тока из-за наличия высших гармонических

составляющих, как в установившихся, так особенно в переходных режимах работы, могут привести к ложному переключению силовых ключей выходного инвертора и соответственно к проблемам работоспособности устройства.

Известны методы снижения влияния качества кривой напряжения магистральной сети на работоспособность выходных силовых инверторов, использующих метод ДПН, с помощью выделения основной гармонической составляющей посредством применения фильтров нижних частот или разложения в ряд Фурье. Однако данные методы значительно усложняют систему управления и ухудшают динамические свойства силовых инверторов.

С развитием микропроцессорной (цифровой) техники все более широкое применение получает способ синхронизации выходного инвертора СП с магистральной сетью переменного тока, который основан на заимствовании из области радиотехники принципа фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), обычно называемый в англоязычной литературе Phase-Locked Loop (PLL). В этом способе система управления подстраивает по цепи отрицательной обратной связи фазу выходного тока или напряжения силового инвертора [98, 109, 117-125].

В качестве характерного примера на рисунке 2.2 приведена функциональная схема СП с использованием ФАПЧ, которая содержит: силовой инвертор (А1), блок ШИМ (А2), выходной силовой фильтр (А3), выходной контактор К1, датчик напряжения (ДН), блок вычисления действующего значения (А4) и блок ФАПЧ (А5), включающий фазовый детектор ФД (А5.1), фильтр нижних частот ФНЧ (А5.2), генератор, управляемый напряжением ГУН (А5.3) и формирователь косинус сигнала ФКС (А5.4).

Приведенное на рисунке 2.2 устройство функционирует следующим образом. Силовой инвертор А1 посредством блока А2 из входного напряжения постоянного тока синтезирует ШИМ напряжение, из которого выходной силовой фильтр А3 формирует синусоидальное выходное напряжение. Одновременно, датчик ДН преобразовывает измеряемое напряжение сети в сигнал $u(t)$.

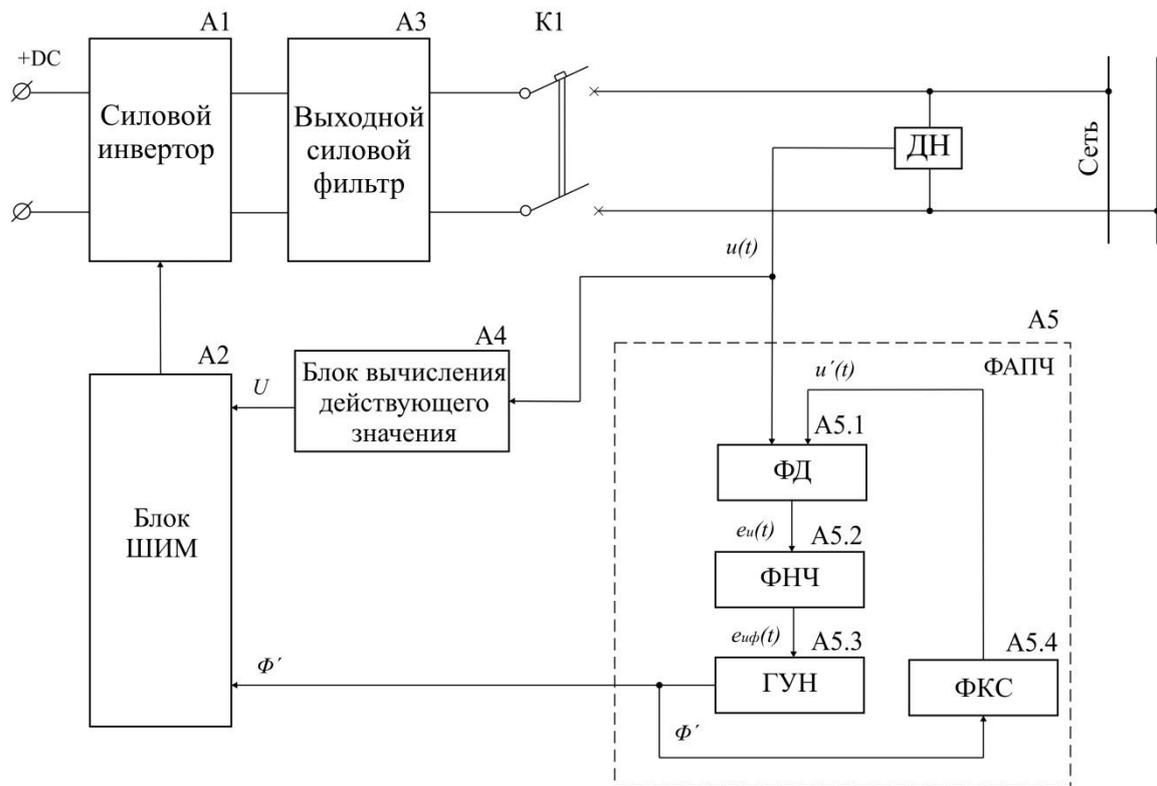


Рисунок 2.2

С одной стороны, блок вычисления А4 с помощью выходного сигнала $u(t)$ датчика ДН формирует сигнал U , соответствующий требуемому действующему значению напряжения магистральной сети переменного тока.

С другой стороны, фазовый детектор А5.1 вычисляет сигнал ошибки $e_u(t)$ с использованием сигнала $u(t)$ и выходного сигнала формирователя А5.4, который синтезирует единичный косинусоидальный сигнал $u'(t)$ с искомой фазой Φ' выходного напряжения силового инвертора А1. Полученный сигнал ошибки $e_u(t)$ характеризует отклонение искомой фазы Φ' выходного напряжения инвертора А1 от фазы Φ напряжения магистральной сети. Затем фильтр А5.2, пропуская только низкочастотные составляющие сигнала ошибки $e_u(t)$, вырабатывает на выходе сигнал $e_{u\phi}(t)$ и подает его на вход генератора А5.3, который формирует выходной сигнал Φ' обратной связи ФАПЧ.

Следует отметить, что классический фильтр нижних частот А5.2 рассчитывают на исключение составляющей сигнала ошибки $e_u(t)$, имеющей удвоенную частоту.

В случае, если сигнал искомой фазы Φ' начинает отклоняться от фазы Φ , то происходит повышение сигнала ошибки $e_u(t)$, под действием чего генератор А5.3 формирует воздействие в сторону снижения сигнала ошибки $e_u(t)$.

В результате, под воздействием сигналов U и Φ' блок А2 вырабатывает управляющие сигналы на силовые ключи инвертора А1, который формирует выходное ШИМ напряжение с требуемыми значениями по амплитуде и фазе.

Неоспоримым достоинством способа ФАПЧ по сравнению с ДПН является меньшая зависимость работоспособности выходного силового инвертора от качества кривой напряжения магистральной сети переменного тока.

К недостатку рассматриваемого способа следует отнести наличие потенциальной временной задержки, необходимой для выравнивания текущих значений выходного напряжения силового инвертора А1 с напряжением магистральной сети из-за невозможности мгновенного определения искомой фазы Φ' . Также недостатком является постоянное изменение значения искомой

фазы Φ' , что обусловлено самим принципом синхронизации за счет отрицательной обратной связи ФАПЧ. Данные факторы обуславливают протекание реактивного тока в силовом инверторе А1, который негативно влияет на эффективность СП в части достижения высоких значений коэффициента мощности устройства.

Результаты сравнительного анализа различных способов синхронизации выходных напряжений переменного тока силовых инверторов СП представлены в таблице 2.1.

Таблица 2.1

№	Критерии	Инвертор, ведомый сетью	Применение внешней синхронизации	Детектирование перехода через ноль	Фазовая автоподстройка частоты
1	Характерный тип используемых силовых ключей	Тиристоры	Транзисторы	Транзисторы	Транзисторы
2	Возможность применения современных методов ШИМ	Нет	Есть	Есть	Есть
3	Зависимость работоспособности от качества напряжения сети	Высокая	Низкая	Высокая	Средняя
4	Возможность функционирования без магистральной сети	Нет	Есть	Есть	Есть
5	Уровень вычислительных процессов в системе управления	Средний	Низкий	Высокий	Средний
6	Наличие переходного процесса синхронизации по частоте	Нет	Нет	Нет	Да
7	Вероятность ложного переключения силовых ключей	Высокая	Низкая	Высокая	Низкая

2.2 Анализ принципов реализации фазовой автоподстройки частоты

Фазовый детектор А5.1 (рисунок 2.2) в системе управления силового инвертора на базе ФАПЧ является одним из важнейших элементов СП.

В классическом виде он представляет собой смеситель мультипликативного типа, который перемножает два входных сигнала.

В рассматриваемом случае первым входным сигналом фазового детектора А5.1 является сигнал $u(t)$, который соответствует текущему напряжению магистральной сети переменного тока:

$$u(t) = A \sin(\Phi), \quad (2.1)$$

где A, Φ – амплитуда и фаза кривой напряжения магистральной сети.

Второй входной сигнал детектора А5.1 представляет собой сигнал $u'(t)$ обратной связи ФАПЧ от блока ФКС А5.4:

$$u'(t) = \cos(\Phi'), \quad (2.2)$$

где Φ' – искомая фаза кривой выходного напряжения силового инвертора А1.

С учетом выражений (2.1) и (2.2), фазовый детектор А5.1 формирует выходной сигнал ошибки:

$$e_u(t) = K_{\Phi Д} u(t) u'(t) = K_{\Phi Д} A \sin(\Phi) \cos(\Phi'), \quad (2.3)$$

где t – текущее время;

$K_{\Phi Д}$ – коэффициент передачи ФД.

Значения фазы Φ напряжения магистральной сети и искомой фазы Φ' выходного напряжения силового инвертора А1 определяют как:

$$\Phi = \omega t + \varphi; \quad (2.4)$$

$$\Phi' = \omega' t + \varphi', \quad (2.5)$$

где ω и φ – угловая частота и начальная фаза сигнала $u(t)$;

ω' и φ' – искомая угловая частота и начальная фаза сигнала $u'(t)$.

Подставляя (2.4) и (2.5) в (2.3), получено выражение для вычисления выходного сигнала ошибки:

$$\begin{aligned} e_u(t) &= K_{\Phi Д} A \sin(\omega t + \varphi) \cos(\omega' t + \psi) = \\ &= \frac{K_{\Phi Д} A}{2} [\sin((\omega - \omega')t + (\varphi - \varphi')) + \sin((\omega + \omega')t + (\varphi + \varphi'))] = \end{aligned}$$

$$= \frac{K_{\text{ФДА}}}{2} (B_0 + B_{\omega+\omega'}), \quad (2.6)$$

где B_0 – затухающая составляющая сигнала ошибки;

$B_{\omega+\omega'}$ – составляющая сигнала ошибки с двойной частотой.

Анализ выражения (2.6) показывает, что существенным недостатком рассматриваемого варианта реализации ФАПЧ является присутствие составляющей $B_{\omega+\omega'}$ в составе сигнала ошибки $e_u(t)$. Данная составляющая имеет сравнительно низкую установившуюся частоту, которая равна удвоенному значению частоты напряжения магистральной сети. При этом с целью исключения составляющей $B_{\omega+\omega'}$ применяют фильтр ФНЧ А5.2 с низкой частотой среза, что существенно снижает быстродействие и время втягивания силового инвертора А1 в синхронизм.

Указанный недостаток отсутствует в блоках ФАПЧ на базе генератора квадратурных сигналов [98, 117, 122-124].

В качестве характерного примера на рисунке 2.3 приведена структурная схема такого блока ФАПЧ, которая содержит фазовый детектор А5.1, включающий генератор квадратурных сигналов (А5.1.1), два блока умножения (U1 и U3) и блок суммирования (U2), а также фильтр Ф (А5.2), генератор фазового угла ГФУ (А5.3), блок косинус сигнала БКС (А5.4) и блок синус сигнала БСС (А5.5).

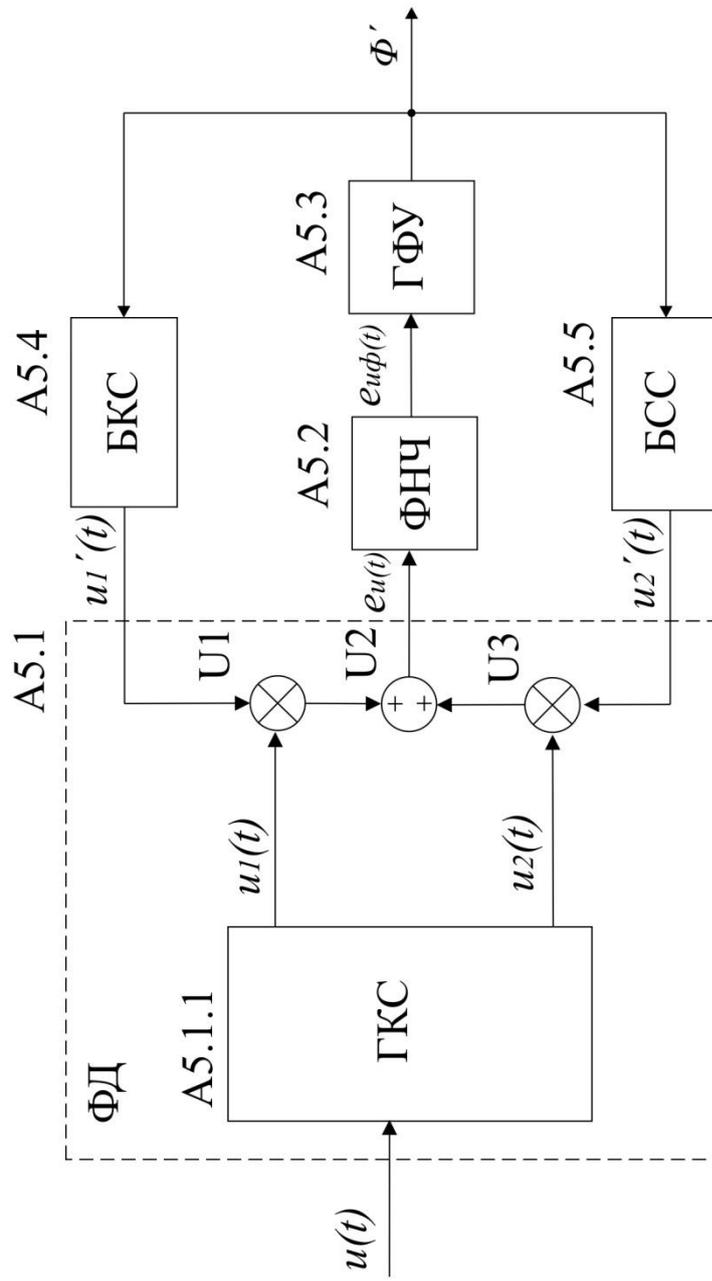


Рисунок 2.3

В этом случае генератор А5.1.1 из входного сигнал $u(t)$ формирует два сигнала, синусоидальной формы одинаковых по амплитуде, но сдвинутых относительно друг друга по фазе на 90 электрических градусов:

$$u1(t) = A \sin(\Phi); \quad (2.7)$$

$$u2(t) = A \sin\left(\Phi + \frac{\pi}{2}\right) = -A \cos(\Phi). \quad (2.8)$$

Одновременно, блоки А5.4 и А5.5 вырабатывают сигналы:

$$u1'(t) = \cos(\Phi'); \quad (2.9)$$

$$u2'(t) = \sin(\Phi'). \quad (2.10)$$

Первый выходной сигнал $u1(t)$ генератора А5.1.1 в блоке умножения $U1$ перемножают с выходным сигналом $u1'(t)$ блока косинус сигнала А5.4, а второй выходной сигнал $u2(t)$ генератора А5.1.1 в блоке умножения $U3$ перемножают с выходным сигналом $u2'(t)$ блока синус сигнала А5.5. Вычисленные произведения складывают в блоке суммирования $U2$. В результате получают сигнал ошибки:

$$\begin{aligned} e_u(t) &= K_{\Phi Д} [u1(t)u1'(t) + u1(t)u1'(t)] = \\ &= K_{\Phi Д} [A \sin(\Phi) \cos(\Phi') - A \cos(\Phi) \sin(\Phi')] = \\ &= K_{\Phi Д} A \sin(\Phi - \Phi'). \end{aligned} \quad (2.11)$$

Затем сигнал ошибки поступает на фильтр А5.2. В связи с отсутствием в сигнале ошибки $e_u(t)$, составляющей $B_{\omega+\omega'}$ с двойной частотой, подобной, как в выражении (2.6), фильтр А5.2 исключает составляющие входного сигнала сравнительно высоких частот, которые могут быть вызваны только искажениями в кривой напряжения магистральной сети. Соответственно, фильтр 5.2 имеет более широкую полосу пропускания по сравнению с предыдущим случаем, что положительно влияет на быстродействие, процесс захвата и отслеживания синхронизма ФАПЧ.

Выходной сигнал $e_{u\phi}(t)$ фильтра А5.2 поступает на генератор А5.3, который определяет искомую фазу из выражения:

$$\Phi' = \omega_0 t + \int_0^{T_0} e_{u\phi}(t) dt, \quad (2.12)$$

где ω_0 – назначенная угловая частота, равная номинальной частоте;

T_0 – назначенный период искомой кривой выходного напряжения силового инвертора А1.

В случае, если сигнал искомой фазы Φ' начинает отклоняться от фазы Φ кривой напряжения магистральной сети, то происходит повышение сигнала ошибки $e_u(t)$, под действием чего генератор А5.3 формирует воздействие в сторону снижения сигнала ошибки $e_u(t)$.

Таким образом, рассматриваемая ФАПЧ формирует выходной сигнал искомой фазы Φ' выходного напряжения силового инвертора А1.

Другой способ исключения из сигнала ошибки $e_u(t)$ низкочастотной составляющей $B_{\omega+\omega'}$ основан на использовании преобразования Парка [98, 117, 119, 120, 123, 126], которое широко используют в теории векторного регулирования автоматизированного электропривода.

В качестве характерного примера на рисунке 2.4 представлена структурная схема блока ФАПЧ А5, которая содержит: фазовый детектор А5.1, включающий генератор квадратурных сигналов (А5.1.1), блок преобразователя Парка (А5.1.2), ПИ-регулятор (А5.2) и генератор фазового угла ГФУ (А5.3).

Как и в предыдущем случае, генератор А5.1.1 фазового детектора А5.1 из входного сигнала $u(t)$ формирует два ортогональных сигнала $u1(t)$ и $u2(t)$, вычисляемые из выражений (2.7) и (2.8) соответственно.

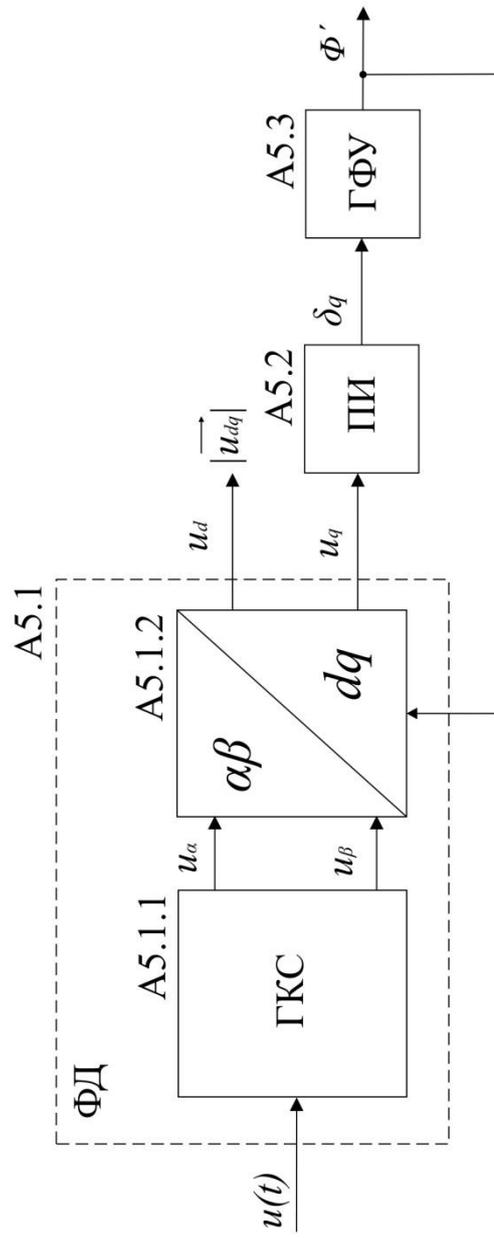


Рисунок 2.4

При этом выходной сигнал генератора А5.1.1 можно представить в виде вектора $\vec{u} = \vec{u}_{\alpha\beta}$ в неподвижной системе координат $\alpha\beta$:

$$\vec{u} = \vec{u}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \sin(\Phi) \\ -\cos(\Phi) \end{bmatrix}. \quad (2.13)$$

Затем блок А5.1.2 с учетом сигнала Φ' обратной связи ФАПЧ осуществляет преобразование полученного вектора $\vec{u}_{\alpha\beta}$ в вектор \vec{u}_{dq} подвижной системы координат dq , вращающейся относительно неподвижной системы координат $\alpha\beta$ с искомой угловой частотой ω' выходного напряжения силового инвертора А1:

$$\begin{aligned} \vec{u} = \vec{u}_{dq} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos(\Phi') & \sin(\Phi') \\ -\sin(\Phi') & \cos(\Phi') \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \\ &= K_{\Phi d} A \begin{bmatrix} \sin(\Phi - \Phi') \\ -\cos(\Phi - \Phi') \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (2.14)$$

Согласно выражению (2.14), составляющая u_d представляет собой ошибку сигнала $e_u(t)$, аналогичную выражению (2.11).

На рисунке 2.5. приведена векторная диаграмма, которая является наглядной интерпретацией векторного регулирования в системе ФАПЧ с применением преобразования Парка. Как видно из представленного рисунка, подвижная система координат dq повернута на угол Φ' , а вектор $\vec{u}_{\alpha\beta}$ неподвижной системы координат $\alpha\beta$ повернут на угол Φ относительно неподвижной оси координат α .

В физическом смысле проекция вектора \vec{u} на ось d , равная u_d , характеризует амплитуду напряжения магистральной сети при равенстве $\Phi' = \Phi$, а проекция на ось q , равная u_q , характеризует угол отклонения Φ' от Φ . Очевидно, при регулировании необходимо стремиться привести полученную переменную u_q к нулевому значению, в результате чего значение Φ будет равно Φ' и будет достигнут коэффициент мощности равный единице.

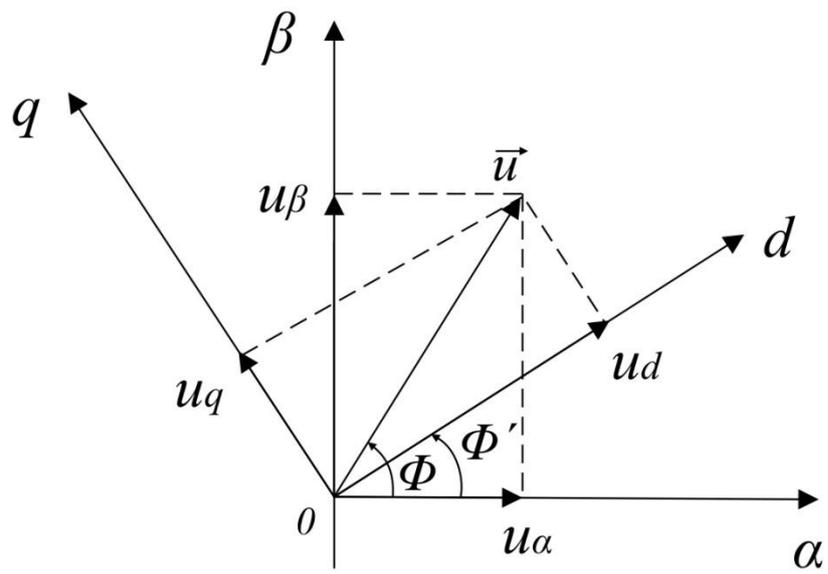


Рисунок 2.5

С учетом данного фактора, в качестве сигнала ошибки $e_u(t)$ фазового детектора А5.1 целесообразно использовать скалярную составляющую u_q , что существенно упрощает процесс регулирования. Сигнал ошибки $e_u(t)$, равный скалярной составляющей u_q , характеризует реактивную составляющую мощности силового инвертора А1.

При этом ПИ-регулятор А5.2 посредством масштабирования сигнала ошибки u_q с учетом предыдущей истории вырабатывает выходной сигнал δ_q , который поступает на вход генератор А5.3, формирующий сигнал искомой фазы Φ' , согласно следующему выражению:

$$\Phi' = \omega_0 t + \int_0^{T_0} \delta_q dt, \quad (2.15)$$

В случае, если сигнал искомой фазы Φ' начинает отклоняться от фазы Φ кривой напряжения магистральной сети, то происходит повышение сигнала ошибки u_q , под действием чего генератор А5.3 формирует воздействие в сторону того, чтобы составляющая u_q принимала значения близкие к нулю.

Таким образом, рассматриваемая ФАПЧ формирует сигнал искомой фазы Φ' выходного напряжения силового инвертора А1.

2.3 Разработка принципа двухконтурной системы регулирования выходного инвертора статического преобразователя

При проектировании рассматриваемых систем электроснабжения возникают две задачи. Одна из них связана с организацией генерирования электрической энергии СБ с максимально возможной выходной мощностью. Вторая задача - организация эффективной передачи выходной мощности, генерируемой СБ, в магистральную сеть переменного тока.

Первую задачу можно решить посредством применения метода ОТММ при использовании конвертера, подключенного к СБ. В этом случае рабочий участок вольт-амперной характеристики (ВАХ) СБ совместно с конвертером ближе к ВАХ

идеального источника тока, чем к ВАХ идеального источника напряжения, как АБ. Вторую задачу можно решить с помощью СП, который обеспечивает совпадение фазы Φ кривой напряжения выходного силового инвертора с фазой Φ' магистральной сети. При этом необходимо создать такие условия, чтобы вся возможная энергия входного «источника постоянного тока», в качестве которого выступает СБ с конвертером, была полностью передана источнику напряжения, которым является магистральная сеть переменного тока.

Во внимание принят факт, что в случае постоянства напряжения промежуточного звена, согласно закону сохранения энергии, существует однозначная связь между выходным током конвертера СБ и выходным током силового инвертора СП. В этом случае электрическая энергия СБ, генерируемая с использованием метода ОТММ, будет полностью передана в магистральную сеть переменного тока. С учетом данного факта разработан принцип двухконтурной системы регулирования (ДСР), при котором осуществляют стабилизацию напряжения промежуточного звена постоянного тока посредством регулирования выходного тока силового инвертора при минимальном отклонении искомой фазы Φ' от текущей фазы Φ напряжения магистральной сети переменного тока [98, 128].

Структурная схема разработанного принципа ДСР (рисунок 2.6) содержит: силовой инвертор (А1), блок ШИМ (А2), выходной силовой фильтр (А3), выходной контактор (К1), контур регулирования по току (А4), контур регулирования по напряжению (А5), блок синхронизации (А6), датчики напряжения (ДН1, ДН2) и датчик тока (ДТ1).

В состав контура регулирования по току А4 входят: блок обратного преобразования Парка (А4.1), два блока суммирования (U1 и U2), два ПИ-регулятора (А4.2 и А4.3), генератор квадратурных сигналов ГКС (А4.4), блок преобразования Парка (А4.5) и блок сравнения (U4).

Контур регулирования по напряжению А5 содержит ПИ-регулятор (А5.1) и блок сравнения (U3).

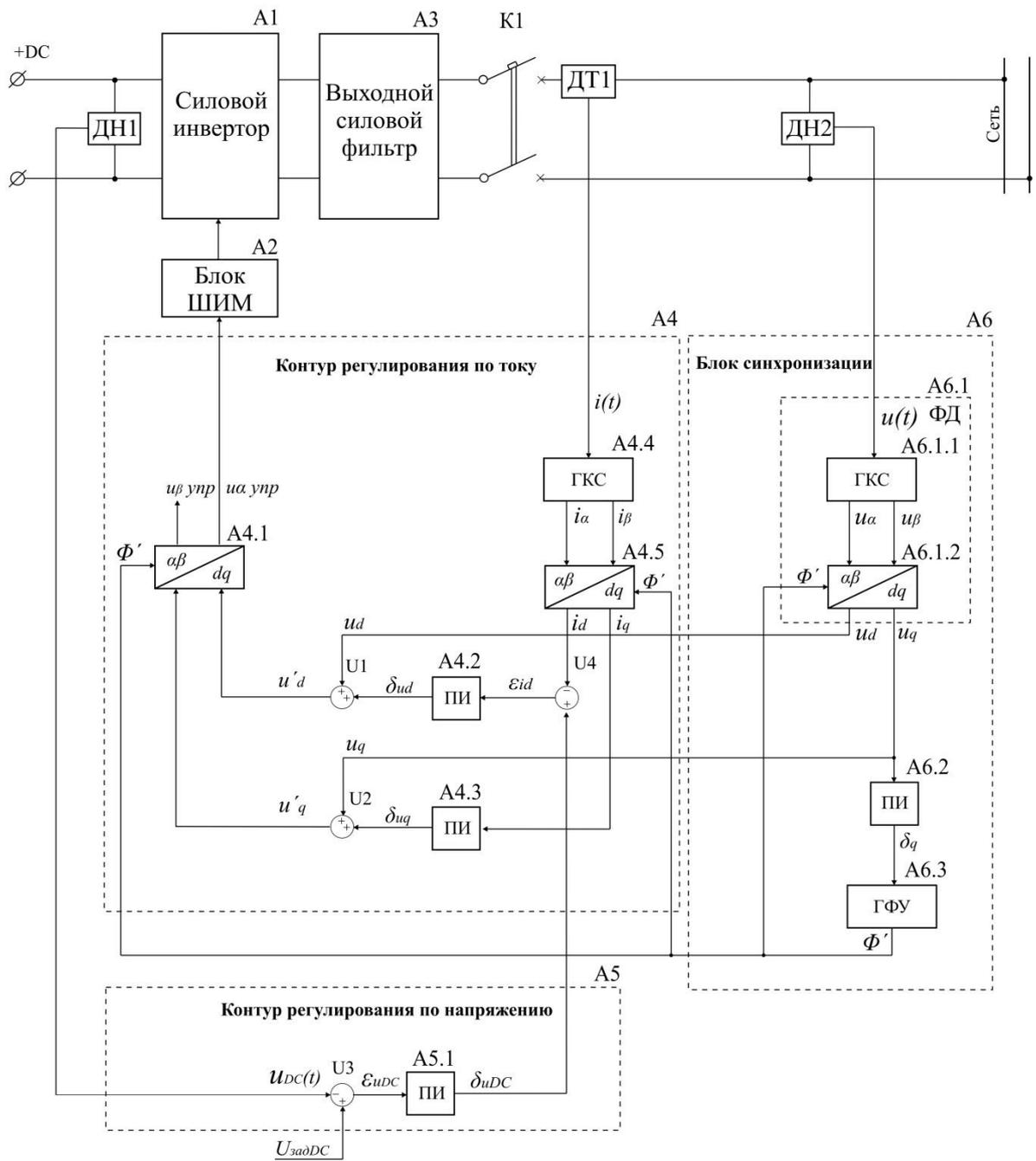


Рисунок 2.6

В состав блока синхронизации А6 входят фазовый детектор (А6.1), содержащий генератор квадратурных сигналов (А6.1.1) и блок преобразования Парка (А6.1.2), а также ПИ-регулятор (А6.2) и генератор фазового угла (А6.3).

Разработанная структурная схема функционирует следующим образом.

С датчика напряжения ДН2 на вход генератора ГКС А6.1.1 фазового детектора ФД А6.1 поступает сигнал $u(t)$, соответствующий текущему напряжению магистральной сети и определяемый выражением (2.1). При этом генератор ГКС А6.1.1 из входного сигнала $u(t)$ формирует два сигнала синусоидальной формы и одинаковых по амплитуде, но сдвинутых относительно друг друга по фазе на 90 электрических градусов, которые вычисляются посредством выражений (2.7) и (2.8).

Полученные выходные сигналы $u1(t)$ и $u2(t)$ генератора ГКС А6.1.1 определяют вектор $\vec{u}_{\alpha\beta}$ в неподвижной системе координат $\alpha\beta$ согласно выражению (2.13). Затем блок А6.1.2 с учетом сигнала Φ' обратной связи ФАПЧ осуществляет преобразование полученного вектора $\vec{u}_{\alpha\beta}$ в вектор \vec{u}_{dq} подвижной системы координат dq в соответствии с выражением (2.14).

В параграфе 2.2 было выявлено, что переменные u_d и u_q характеризуют амплитуду напряжения магистральной сети при $\Phi' = \Phi$ и угол отклонения Φ' от фазы Φ соответственно. В связи с этим, переменная u_q принята в качестве сигнала ошибки $e_u(t)$ фазового детектора А6.1, который поступает на ПИ-регулятор А6.2.

При этом ПИ-регулятор А6.2 посредством масштабирования принятого сигнала ошибки u_q с учетом предыдущей истории изменения сигнала вырабатывает выходной сигнал δ_q , который поступает на вход генератора А6.3, формирующий сигнал искомой фазы Φ' согласно выражению (2.15).

В случае, если сигнал искомой фазы Φ' начинает отклоняться от фазы Φ кривой напряжения магистральной сети, то происходит повышение сигнала

ошибки u_q , под действием чего генератор А6.3 формирует воздействие в сторону того, чтобы составляющая u_q принимала значения близкие к нулю.

Таким образом, блок синхронизации А6 формирует выходной сигнал искомой фазы Φ' выходного напряжения силового инвертора.

В то же время датчик напряжения ДН1 преобразовывает текущее значение напряжения промежуточного звена в выходной сигнал $u_{DC}(t)$, который поступает на отрицательный вход блока сравнения У3 контура регулирования по напряжению А5. При этом на положительный вход блока У3 приходит постоянный сигнал $U_{задDC}$, соответствующий заданному значению напряжения промежуточного звена постоянного тока. В результате, блок сравнения вычисляет сигнал ошибки по напряжению:

$$\varepsilon_{uDC} = U_{задDC} - u_{DC}(t), \quad (2.16)$$

Полученный сигнал ошибки ε_{uDC} характеризует отклонение текущего значения напряжения промежуточного звена от заданного значения.

Затем ПИ-регулятор А5.1 посредством масштабирования принятого сигнала ошибки ε_{uDC} с учетом предыдущей истории изменения сигнала вырабатывает выходной сигнал δ_{uDC} , который поступает в контур регулирования тока А4.

Одновременно, датчик тока ДТ1 преобразовывает текущие значения выходного тока силового инвертора А1 в сигнал, который определяют как:

$$i(t) = I_a \sin(\theta), \quad (2.17)$$

где I_a и θ – амплитуда и фаза выходного сигнала $i(t)$.

Из выходного сигнала $i(t)$ датчика тока ДТ1 генератор ГКС А4.4 формирует два сигнала синусоидальной формы и одинаковых по амплитуде, но сдвинутых относительно друг друга по фазе на 90 электрических градусов:

$$i_\alpha = I_a \sin(\theta); \quad (2.18)$$

$$i_\beta = I_a \sin\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) = -I_a \cos(\theta). \quad (2.19)$$

Выходные сигналы генератора ГКС А4.4 определяют вектор $\vec{i} = \vec{i}_{\alpha\beta}$ в неподвижной системе координат $\alpha\beta$:

$$\vec{i} = \vec{i}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = B \begin{bmatrix} \sin(\theta) \\ -\cos(\theta) \end{bmatrix}. \quad (2.20)$$

Затем блок А4.5 с учетом выходного сигнала Φ' блока синхронизации А6 осуществляет преобразование полученного вектора $\vec{i}_{\alpha\beta}$ в вектор \vec{i}_{dq} подвижной системы координат dq :

$$\vec{i} = \vec{i}_{dq} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\Phi') & \sin(\Phi') \\ -\sin(\Phi') & \cos(\Phi') \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = B \begin{bmatrix} \sin(\theta - \Phi') \\ -\cos(\theta - \Phi') \end{bmatrix}. \quad (2.21)$$

В физическом смысле, аналогично вектору \vec{u} (рисунок 2.5) проекции вектора \vec{i} на ось d , равная i_d , и на ось q , равная i_q , характеризуют амплитуду и фазу выходного тока силового инвертора А1 соответственно. Очевидно, при регулировании необходимо стремиться привести переменную i_q к нулевому значению, в результате чего будет достигнут коэффициент мощности равный 1.

Предложено для организации генерирования электрической энергии СБ с максимально возможной выходной мощностью стабилизировать напряжение промежуточного звена постоянного тока посредством регулирования выходного тока силового инвертора А1 с учетом сигнала ошибки ε_{uDC} по напряжению, вычисленного из выражения (2.16). С этой целью на положительный вход блока сравнения U4 подают выходной сигнал δ_{uDC} контура регулирования по напряжению А5, а на отрицательный вход блока U4 подают сигнал i_d , который характеризует амплитуду выходного тока инвертора А1. В результате, блок сравнения U4 вычисляет сигнал ошибки по току из следующего выражения:

$$\varepsilon_{id} = \delta_{uDC} - i_d. \quad (2.22)$$

Затем ПИ-регулятор А4.2 посредством масштабирования входного сигнала ошибки ε_{id} по току с учетом предыдущей истории изменения данного сигнала вырабатывает выходной сигнал δ_{ud} . Полученный сигнал δ_{ud} складывают в блоке суммирования U1 с сигналом u_d , который характеризует амплитуду напряжения магистральной сети при $\Phi' = \Phi$. В результате, на первый вход блока обратного преобразования Парка А4.1 поступает сигнал:

$$u'_d = \delta_{ud} + u_d. \quad (2.23)$$

Вычисленный сигнал u'_d определяет такую амплитуду выходного напряжения силового инвертора А1, при которой электрическая энергия от СБ будет передана в магистральную сеть с уровнем выходного тока, обеспечивающего стабилизацию напряжения промежуточного звена СП.

Одновременно, ПИ-регулятор А4.3 посредством масштабирования входного сигнала i_q с учетом предыдущей истории изменения данного сигнала вырабатывает выходной сигнал δ_{uq} . Полученный сигнал δ_{uq} складывают в блоке суммирования U2 с сигналом u_q , который характеризует угол отклонения искомой фазы Φ' выходного напряжения силового инвертора А1 от фазы Φ . В результате, на второй вход блока обратного преобразования Парка А4.1, поступает сигнал, вычисляемый из следующего выражения:

$$u'_q = \delta_{uq} + u_q. \quad (2.24)$$

Вычисленный сигнал u'_q определяет реактивную составляющую выходного тока силового инвертора А1 и в установившемся режиме принимает значения близкие к нулю.

Таким образом, получают вектор $\vec{u}_{упр}$ управляющего сигнала в подвижной системе координат dq :

$$\vec{u}_{упр} = \vec{u}_{упрдq} = \begin{bmatrix} u'_d \\ u'_q \end{bmatrix}. \quad (2.25)$$

Для определения выходного управляющего сигнала $u_{\alpha\text{упр}}$ контура регулирования по току применяют блок обратного преобразования Парка А4.1, с помощью которого находят вектор $\vec{u}_{\text{упр}}$ управляющего сигнала в неподвижной системе координат $\alpha\beta$:

$$\vec{u}_{\text{упр}} = \vec{u}_{\text{упр}\alpha\beta} = \begin{bmatrix} u_{\alpha\text{упр}} \\ u_{\beta\text{упр}} \end{bmatrix} = K_u \begin{bmatrix} \cos(\Phi') & -\sin(\Phi') \\ \sin(\Phi') & \cos(\Phi') \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u'_d \\ u'_q \end{bmatrix}, \quad (2.26)$$

где K_u - коэффициент передачи блока обратного преобразования Парка А4.1

При этом сигнал искомой фазы Φ' поступает в блок обратного преобразования Парка А4.1 из блока синхронизации А6.

В результате, блок обратного преобразования Парка А4.1 синтезирует управляющий сигнал контура регулирования по току А4:

$$u_{\alpha\text{упр}} = u'_d \cos(\Phi') - u'_q \sin(\Phi'). \quad (2.27)$$

Под воздействием сигнала $u_{\alpha\text{упр}}$ блок ШИМ А2 вырабатывает управляющие сигналы на силовые ключи силового инвертора А1, который формирует выходной ШИМ напряжение переменного напряжения с требуемыми значениями по амплитуде и фазе.

Таким образом, применение предложенного принципа ДСР выходного силового инвертора СП позволяет за счет стабилизации напряжения промежуточного звена постоянного тока посредством регулирования выходного тока силового инвертора при минимальном отклонении искомой фазы Φ' от текущей фазы Φ полностью передавать электрическую энергию СБ, генерируемую с использованием метода ОТММ, в магистральную сеть переменного тока при коэффициенте мощности близкому к единице.

2.4 Выводы по второй главе

1. Проведен сопоставительный анализ существующих способов синхронизации инвертора статического преобразователя с сетью переменного тока (применение инвертора, ведомого с сетью, использование внешней синхронизации, детектирования перехода через ноль, фазовой автоподстройки частоты и др.), который показал рациональность применения в системе управления статическим преобразователем принципа фазовой автоподстройки частоты.

2. С целью исключения высокочастотной составляющей сигнала ошибки фазового детектора в системе фазовой автоподстройки частоты целесообразно использовать фазовый детектор на базе генератора квадратурных сигналов и блока преобразования Парка. Кроме этого, использование блока преобразования Парка для перехода от неподвижной системы координат к подвижной системе координат позволит упростить процесс регулирования инвертора статического преобразователя.

3. Предложен способ передачи электрической энергии от солнечной батареи в сеть переменного тока с коэффициентом мощности близким к единице и синхронизации статического преобразователя с сетью переменного тока с помощью разработанной двухконтурной системы регулирования инвертора статического преобразователя. При этом солнечная батарея функционирует с максимально возможной выходной мощностью. Один из контуров предложенной системы регулирования инвертора статического преобразователя отвечает за формирование сигнала ошибки, характеризующего отклонение напряжения промежуточного звена постоянного тока СП от заданного значения, а второй – за формирование управляющего сигнала для ШИМ инвертора СП под воздействием сигнала с выходного датчика тока инвертора СП.

3 СИНТЕЗ И АНАЛИЗ РАБОЧИХ ПРОЦЕССОВ СИЛОВОЙ СХЕМЫ СТАТИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

3.1 Принцип действия разработанной силовой схемы статического преобразователя

При проектировании СП, работающего совместно с СБ, следует выделить три задачи. Первой задачей, определяющей конкурентоспособность разрабатываемого СП на мировом рынке, является достижение высокого коэффициента полезного действия и коэффициента мощности. Вторая задача связана с организацией генерирования электрической энергии СБ с максимально возможной выходной мощностью посредством применения эффективного метода ОТММ. Третья задача заключается в необходимости реализовать надежного способа борьбы с опасными токами утечки, возникающие при совместной работе СП с СБ.

Комплексный анализ, проведенный в первой главе, с учетом достоинств различных схемотехнических решений составных компонентов СП позволил синтезировать в совокупности оригинальную силовую схему [128], которая обеспечивает решение указанных задач. Разработанная силовая схема СП представлена на рисунке 3.1,

где $U_{вх}$ – напряжение, которое поступает от СБ на вход СП;

$L1, VT1, VT2, VD1...VD3$ – компоненты повышающего конвертера СБ;

$C1$ и $C2$ – конденсаторы промежуточного звена постоянного тока;

$VT3...VT6, VD4$ и $VD5$ – компоненты выходного инвертора;

$A1$ – двунаправленный конвертер;

$L2$ и $C3$ – компоненты выходного синус-фильтра;

$K1$ – выходной контактор;

$U_{АБ}$ – напряжение АБ;

$U_{вых}$ – выходное напряжение СП.

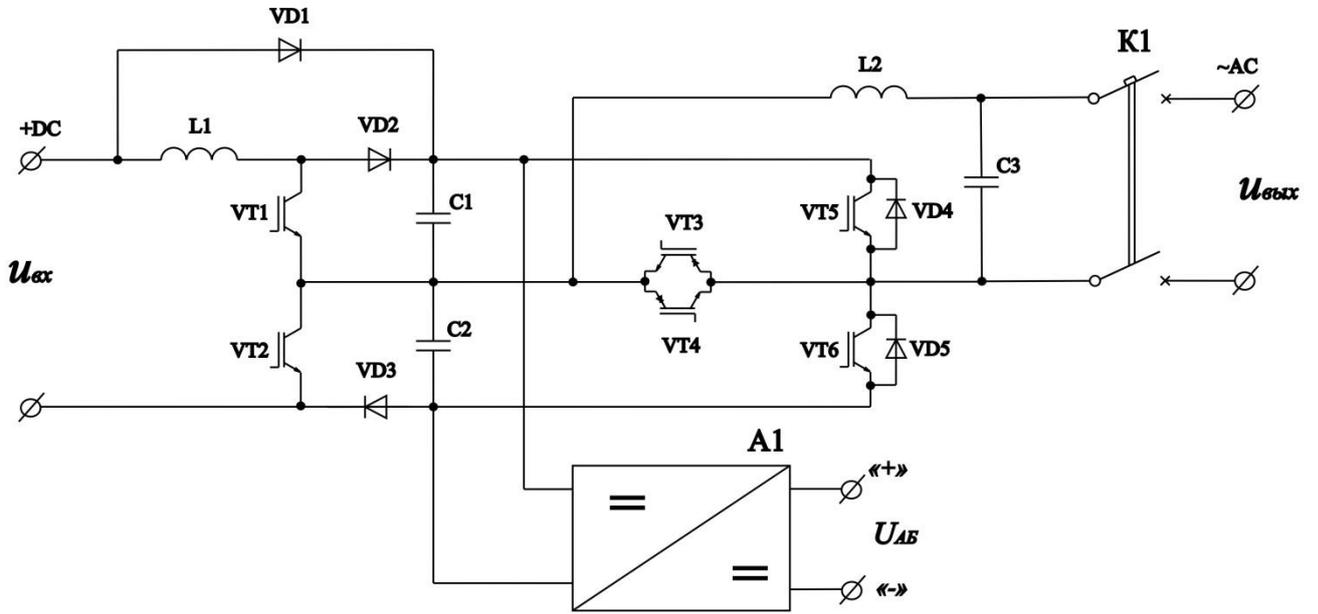


Рисунок 3.1

Рассматриваемая силовая схема СП функционирует следующим образом.

При подаче напряжения $U_{вх}$ от СБ на интервале времени ΔT_{K1} происходит неконтролируемый заряд конденсаторов С1 и С2 промежуточного звена постоянного тока по цепи: положительный потенциал $U_{вх}$ – VD1 – С1 – С2 – VD3 – отрицательный потенциал $U_{вх}$.

По окончанию переходного процесса, теоретически, напряжения на конденсаторах С1 и С2 принимают одинаковые значения, согласно следующему выражению:

$$U_{C1} = U_{C2} = U_{вх}/2; \quad (3.1)$$

где U_{C1} и U_{C2} – напряжение на конденсаторах С1 и С2.

При этом силовой диод VD1 шунтирует выходной дроссель L1 и силовой диод VD2, что обеспечивает заряд конденсаторов С1 и С2 с минимальными потерями мощности.

Следует отметить, что существуют различные алгоритмы переключения силовых транзисторов VT1 и VT2, один из которых заключается в следующем.

На втором интервале времени ΔT_{K2} при условии, согласно заданному алгоритму открывают силовые транзисторы VT1 и VT2 повышающего конвертера СБ. В результате происходит нарастание тока (i_L) в дросселе L1 по цепи: положительный потенциал $U_{вх}$ – L1 – VT1 – VT2 – отрицательный потенциал $U_{вх}$, и соответственно накопление электромагнитной энергии в дросселе L1. Одновременно, конденсаторы С1 и С2 передают ранее накопленную электростатическую энергию через выходной инвертор в нагрузку СП, что вызывает снижение напряжения U_{C1} и U_{C2} .

В случае, если по каким-то причинам разница напряжений $U_{C2} - U_{C1}$ принимает значения выше заданной погрешности (ΔU_C), то на последующем интервале времени $\Delta T_{K3.1}$ силовой транзистор VT1 закрывают, а силовой транзистор VT2 оставляют открытым.

При этом ток i_L протекает по цепи: положительный потенциал $U_{вх}$ – L1 - VD2 – C1 – VT2 – отрицательный потенциал $U_{вх}$, что обуславливает передачу электрической энергии от СБ в конденсатор C1. В результате напряжение U_{C1} начинает повышаться.

Одновременно, на рассматриваемом интервале времени $\Delta T_{K3.1}$ происходит передача ранее накопленной электростатической энергии конденсатора C2 в выходной инвертор СП, что вызывает снижение напряжения U_{C2} . Посредством регулирования длительности интервала времени $\Delta T_{K3.1}$ достигают с погрешностью ΔU_C выравнивание напряжения U_{C1} и U_{C2} .

В случае, если по каким-то причинам разница напряжений $U_{C1} - U_{C2}$ принимает значения выше заданной погрешности ΔU_C , то уже на интервале времени $\Delta T_{K3.2}$ силовой транзистор VT1 оставляют открытым, а силовой транзистор VT2 закрывают.

При этом ток i_L протекает по цепи: положительный потенциал $U_{вх}$ – L1 - VT1 – C2 – VD2 – отрицательный потенциал $U_{вх}$, что обуславливает передачу электрической энергии от СБ в конденсатор C2. В результате, напряжение U_{C2} начинает повышаться.

В то же время, на рассматриваемом интервале времени $\Delta T_{K3.2}$ происходит передача ранее накопленной электростатической энергии конденсатора C1 через выходной инвертор в нагрузку СП, что вызывает снижение напряжения U_{C1} . Посредством регулирования длительности интервала времени $\Delta T_{K3.2}$ достигают с погрешностью ΔU_C выравнивание напряжения U_{C1} и U_{C2} .

Таким образом, путем регулирования $\Delta T_{K3.1}$ при $U_{C2} - U_{C1} \geq \Delta U_C$ или $\Delta T_{K3.2}$ при $U_{C1} - U_{C2} \geq \Delta U_C$ повышающий конвертер СБ осуществляет выравнивание напряжений на конденсаторах C1 и C2, которые формируют среднюю точку промежуточного звена постоянного тока СП.

В случае выполнения условия $|U_{C2} - U_{C1}| < \Delta U_C$ интервалы времени $\Delta T_{K3.1}$ и $\Delta T_{K3.2}$ принимают нулевые значения.

На следующем интервале времени ΔT_{K4} , согласно заданному алгоритму, закрывают силовые транзисторы VT1 и VT2. В результате, ток i_L протекает по цепи: положительный потенциал $U_{вх}$ – L1 – VD1 – C1 – C2 – VD2 – отрицательный потенциал $U_{вх}$.

При этом происходит передача электрической энергии от СБ и ранее накопленной электромагнитной энергии дросселя L1 в C1 и C2, что обуславливает спад i_L тока и, соответственно, снижение электромагнитной энергии дросселя L1, а также рост напряжений U_{C1} и U_{C2} и, соответственно, накопление электростатической энергии в конденсаторах C1 и C2.

Далее все процессы повторяют с периодом $T_K=1/f_K$, где f_K – частота коммутации повышающего конвертера.

Другие возможные алгоритмы коммутации транзисторов VT1 и VT2 приведены в научных статьях [129-131].

В случае, когда выходное значение СБ превышает напряжение промежуточного звена постоянного тока, на интервале времени ΔT_{K5} силовой диод VD1 шунтирует выходной дроссель L1 и силовой диод VD2, что обеспечивает заряд конденсаторов C1 и C2 с минимальными потерями мощности по цепи: положительный потенциал $U_{вх}$ – VD1 – C1 – C2 – VD3 – отрицательный потенциал $U_{вх}$, минуя входной дроссель L1 и силовой диод VD2.

Посредством ШИМ, путем изменения длительности ΔT_{K2} , ΔT_{K4} и возможных интервалов времени $\Delta T_{K3.1}$ или $\Delta T_{K3.2}$ регулируют ток i_L таким образом, чтобы СБ генерировал электрическую энергию с максимально возможной выходной мощностью при учете метода ОТММ.

В таблице 3.1 приведены для рассмотренного алгоритма коммутаций обобщенные состояния силовых транзисторов VT1 и VT2, а также текущие энергетические процессы в реактивных элементах L1, C1 и C2,

где W_L – электромагнитная энергия дросселя L1;

W_C – электростатическая энергия конденсатора C1 или C2.

Таблица 3.1

Интервал времени	Состояние			Текущие энергетические процессы в реактивных элементах		
	VT1	VT2	VD1	L1	C1	C2
ΔT_{K1}	Закрыт	Закрыт	Открыт	-	Накопление W_C	Накопление W_C
ΔT_{K2}	Открыт	Открыт	Закрыт	Накопление W_L	Передача W_C	Передача W_C
$\Delta T_{K3.1}$ при $U_{C2} - U_{C1} \geq \Delta U_C$ $\Delta T_{K3.1} = 0$ при $ U_{C2} - U_{C1} < \Delta U_C$	Закрыт	Открыт	Закрыт	Накопление W_L	Накопление W_C	Передача W_C
$\Delta T_{K3.2}$ при $U_{C1} - U_{C2} \geq \Delta U_C$ $\Delta T_{K3.2} = 0$ при $ U_{C2} - U_{C1} < \Delta U_C$	Открыт	Закрыт	Закрыт	Накопление W_L	Передача W_C	Накопление W_C
ΔT_{K4}	Закрыт	Закрыт	Закрыт	Передача W_L	Накопление W_C	Накопление W_C
ΔT_{K5}	Закрыт	Закрыт	Открыт	-	Накопление W_C	Накопление W_C

Затем выходной инвертор путем заданного алгоритма переключения силовых транзисторов VT3-VT6 синтезирует однофазное ШИМ напряжение с периодом $T_{СП}$ следующим образом.

На интервале времени $\Delta T_{И1} = T_{И}/2$, где $T_{И}$ – период ШИМ выходного инвертора, формируют положительное выходное напряжение посредством переключения силовых транзисторов VT3 и VT5. При этом в течение $\Delta T_{И1}$ силовой транзистор VT4 открыт, а силовой транзистор VT6 закрыт.

На первом интервале времени $\Delta T_{И1.1}$ открывают силовой транзистор VT5 и ток протекает по цепи: положительный потенциал C1 – VT5 – L2 – параллельная цепь «C3– нагрузка СП» – отрицательный потенциал C1.

На следующем интервале времени $\Delta T_{И1.2}$ силовой транзистор VT5 закрывают, а силовой транзистор VT3 открывают. В результате, открытый силовой транзистор VT3 совместно с открытым транзистором VT4 создают нулевую паузу в синтезируемом выходном ШИМ напряжении.

В дальнейшем процесс повторяют в течение первого полупериода выходного напряжения инвертора равного $T_{СП}/2$.

Во втором полупериоде отрицательное выходное ШИМ напряжение формируют на интервале времени $\Delta T_{И2} = T_{И}/2$ посредством переключения силовых транзисторов VT4 и VT6. При этом в течение интервала времени $\Delta T_{И2}$ силовой транзистор VT3 открыт, а силовой транзистор VT5 закрыт.

На первом интервале времени формирования отрицательной полуволны напряжения $\Delta T_{И2.1}$ открывают силовой транзистор VT6, и ток протекает по цепи: положительный потенциал С2 – параллельная цепь «С3– нагрузка СП» – L2 – VT6 – отрицательный потенциал С2.

На следующем интервале времени $\Delta T_{И2.2}$ силовой транзистор VT6 закрывают, а силовой транзистор VT4 открывают. В результате, открытый силовой транзистор VT4, совместно с открытым транзистором VT3 создает нулевую паузу в синтезируемом выходном ШИМ напряжении.

В дальнейшем процесс повторяют в течение второго полупериода выходного напряжения инвертора равного $T_{СИ}/2$.

Обобщенный алгоритм переключения силовых транзисторов VT3-VT6 приведен в таблице 3.2, который вырабатывает система управления, согласно разработанному принципу двухконтурной системы регулирования выходного инвертора, описанного в параграфе 2.3.

Таблица 3.2

Интервал времени	Выходное напряжение	Состояние силового транзистора				Текущее значение выходного напряжения
		VT3	VT4	VT5	VT6	
$\Delta T_{И1.1}$	Формирование ШИМ положительной полуволны	Закрыт	Открыт	Открыт	Закрыт	$+U_{ex}/2$
$\Delta T_{И1.2}$		Открыт	Открыт	Закрыт	Закрыт	0
$\Delta T_{И2.1}$	Формирование ШИМ отрицательной полуволны	Открыт	Закрыт	Закрыт	Открыт	$-U_{ex}/2$
$\Delta T_{И2.2}$		Открыт	Открыт	Закрыт	Закрыт	0

Следует отметить, что при формировании положительной полуволны выходного ШИМ напряжения включенное состояние силового транзистора VT3, а при формировании отрицательной полуволны включенное состояние силового транзистора VT4, обеспечивают нулевую паузу при протекании возможного реактивного тока нагрузки. Таким образом, согласно приведенному алгоритму коммутации силовые транзисторы VT4 и VT3 снижают протекание реактивного тока нагрузки в конденсаторы C1 и C2 промежуточного звена постоянного тока, что обуславливает снижение потерь мощности в СП.

Затем синус-фильтр (L2, C3) преобразовывает выходное ШИМ напряжения инвертора в требуемое синусоидальное напряжение $u_{вых}$ СП, которое через силовой контактор К1 поступает в магистральную сеть. В случае необходимости, силовой контактор К1 обеспечивает отключение СП от магистральной сети.

В дальнейшем все процессы повторяют аналогичным образом с периодом повторения $T_{СП} = 1/f_{СП}$, где $f_{СП}$ – частота выходного напряжения СП.

Для подключения накопителя электрической энергии, как отмечалось в первой главе, являющимся неотъемлемым звеном СП с СБ, предусмотрен выход ($U_{АБ}$), который соединен через двунаправленный конвертер (А1) с конденсаторами C1 и C2 промежуточного звена постоянного тока (рисунок 3.1). Обычно в качестве накопителя электрической энергии используют АБ [37, 43, 47, 55, 92, 132]. При этом двунаправленный конвертер А1 при необходимости обеспечивает с одной стороны заряд с заданным током АБ, а с другой стороны передачу электрической энергии от АБ в промежуточное звено постоянного тока. Выбор типа накопителя электрической энергии, а, соответственно, и схемотехнического решения силовой схемы двунаправленного конвертера А1 является отдельной сложной технической задачей. В данной работе в качестве двунаправленного силового конвертера А1 и накопителя электрической энергии приняты компоненты с идеализированными характеристиками.

Таким образом, предложенная силовая схема СП осуществляет передачу электрической энергии от СБ в магистральную сеть переменного тока.

Следует отметить, что в качестве силовых транзисторов VT3 и VT4 предложено использовать так называемые Reverse Blocking IGBT (RB-IGBT), которые впервые в 2012 г. анонсировала компания Fuji Electric (Япония). Такие управляемые ключевые приборы за счет усовершенствования технологии NPT в отличие от классических биполярных, полевых и IGBT силовых транзисторов имеют обратную запирающую способность [64, 65].

В качестве примера на рисунке 3.2 приведены вольтамперные характеристики классического IGBT и RB-IGBT транзисторов,

где I_c – ток, протекающий по цепи «коллектор – эмиттер» транзистора;

V_{ce} – падение напряжения цепи «коллектор – эмиттер» транзистора;

кривая 1 – вольтамперная характеристика RB-IGBT при прямом и обратном напряжении V_{ce} и при нулевом напряжении (V_{GE}) между управляющими выводами «затвор-эмиттер»;

кривая 2 – вольтамперная характеристика RB-IGBT при обратном напряжении V_{ce} и положительном напряжении V_{GE} равным 15 В;

кривая 3 – вольтамперная характеристика классического IGBT при обратном напряжении V_{ce} и любом напряжении V_{GE} [64, 65].

Как видно из примера, приведенного на рисунке, RB-IGBT при нулевом управляющем напряжении V_{GE} (закороченной цепи «затвор – эмиттер») имеет стойкость к прямому и обратному напряжению V_{ce} на уровне 700 В (кривая 1). При этом в случае подачи управляющего сигнала V_{GE} на уровне 15 В стойкость RB-IGBT к обратному напряжению возрастает до уровня 800 В. В то же время, классический IGBT (кривая 3) даже при малых значениях обратного напряжения переходит в режим «лавинного» пробоя.

Необходимо отметить, что RB-IGBT и классический IGBT имеют одинаковую активную структуру, что обуславливает сравнительно равные коммутационные свойства как при включении, так при выключении силовых приборов.

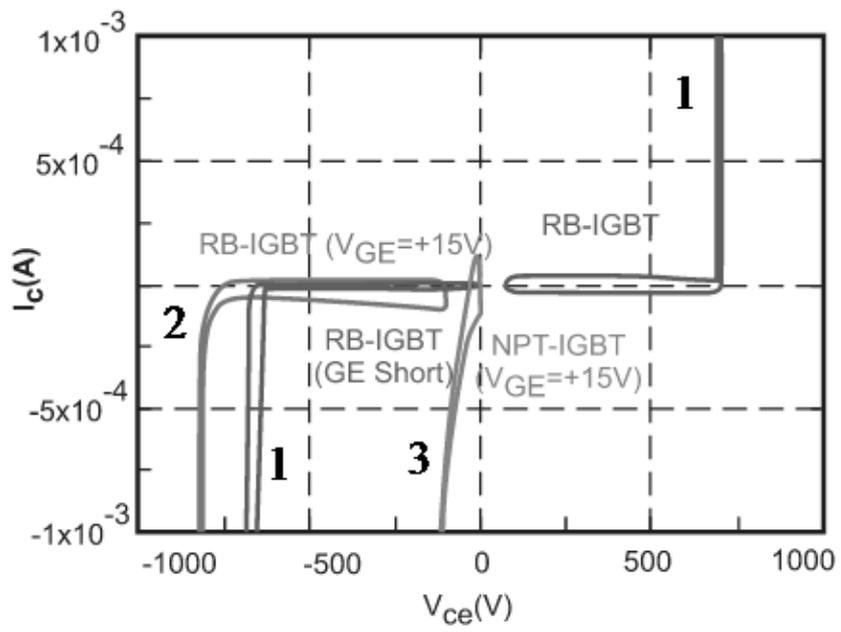


Рисунок 3.2

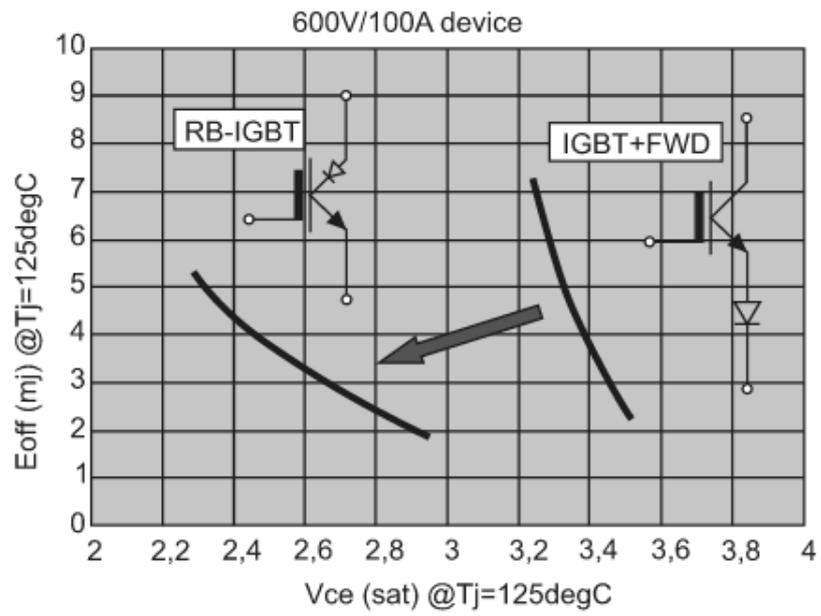


Рисунок 3.3

В то же время, напряжение насыщения (V_{cesat}) между силовыми выводами «коллектор – эмиттер» рассматриваемого RB-IGBT принимает меньшие значения при одинаковых протекающих токах I_c по сравнению с парой последовательно соединенных силового диода (FWD) и классического IGBT. В результате, RB-IGBT имеет потери мощности E_{off} в открытом состоянии существенно ниже по сравнению с классическим IGBT (рисунок 3.3).

Таким образом, разработанная силовая схема СП, во-первых, с помощью повышающего конвертера обеспечивает максимально возможную выходную мощность СБ, посредством применения метода ОТММ. Во-вторых, снижает опасные для жизни человека токи утечки, возникающие при работе СП с СБ путем использования выходного инвертора со средней точкой, образованной конденсаторами С1 и С2 промежуточного звена постоянного тока. Кроме того, силовая схема позволяет обеспечить балансировку напряжения конденсаторов С1, С2 промежуточного звена постоянного тока СП.

При этом совокупность внесенных в силовую схему новшеств обеспечивает повышение коэффициента полезного действия за счет:

- возможности применения сравнительно низковольтных силовых транзисторов VT1 и VT2, имеющих низкие коммутационные потери и малые падения напряжения насыщения;

- шунтирования низкочастотным силовым диодом VD1 дросселя L1 и высокочастотного силового диода VD2, в случае превышения выходного напряжения СБ значения напряжения промежуточного звена постоянного тока;

- снижение уровня реактивного тока, возвращаемого в промежуточное звено постоянного тока, посредством использования силовых транзисторов VT3 и VT4;

- применения RB-IGBT, которое позволяет за счет своих уникальных технических характеристик, определяющих стойкость к прямому и обратному

напряжению между силовыми выводами «коллектор – эмиттер», исключить из силовой схемы инвертора последовательно включенные силовые диоды;

- снижения индуктивности, а, соответственно, активного сопротивления обмотки дросселя L_1 , благодаря возможности повышения рабочей частоты силовых транзисторов VT1 и VT2.

3.2 Математическое описание рабочих процессов в предложенной силовой схеме статического преобразователя

Для проведения исследования и анализа рабочих процессов в СП, аргументированного выбора полупроводниковых и реактивных элементов, необходимо разработать математическую модель силовой схемы.

Анализ технической литературы [19, 20, 21, 69, 94, 133-145] показал, что существует большое множество методов математического анализа преобразователей электрической энергии, которые целесообразно подразделить на классы и группы. К первому классу следует отнести метод, основанный на представлении силовой схемы СП в виде эквивалентной схемы с постоянными параметрами, структурой и генератором эквивалентной ЭДС. Данный метод позволяет получить в сравнительно простом виде результаты электромагнитных процессов, протекающих в силовой схеме СП. Однако при описании эквивалентной силовой схемы с ключевыми управляемыми и неуправляемыми полупроводниковыми приборами используют допущения, которые могут существенно повлиять на точность исследований и расчетов.

К другому классу можно отнести метод, при котором силовую схему СП представляют в виде эквивалентной схемы с переменной структурой и параметрами. Это позволяет повысить точность описываемых электромагнитных процессов в силовой схеме СП с применением ключевых управляемых и неуправляемых полупроводниковых приборов.

В то же время, методы математического анализа СП можно разделить на две группы: приближенные и точные. К первой группе следует отнести так

называемые методы малого параметра. В эту группу входят такие методы, как метод возмущения, усреднения, гармонической линеаризации и т.п. Неоспоримым достоинством перечисленных методов является возможность быстрого получения решения уравнений, описывающих силовую схему СП, что зачастую достаточно для предварительного инженерного расчета. Однако они значительно уступают по точности методам второй группы.

Ко второй группе можно отнести метод припасовывания, разностных уравнений, импульсных систем, метод переключающих функций и т.п.

Метод припасовывания считают одним из первых методов, которые были предложены для описания электрических цепей с электронными ключами. Рассматриваемый подход основан на разбиении работы СП на временные интервалы, на которых параметры элементов силовой схемы постоянны при последующем составлении и решении системы уравнений на каждом из выбранных временных интервалов. Данный метод является универсальным и можно сказать наиболее точным среди всех методов.

Метод разностных уравнений основан на использовании решетчатых функций. Аналогично производной непрерывной функции скорость изменения решетчатой функции описывают с помощью разностей n -го порядка. С целью решения разностных уравнений прибегают к применению различных дискретных преобразований таких, как преобразование Лапласа или Лорана. Преимуществом данного метода является возможность получения аналитического решения на границах работы элементов в силовой схеме СП при их коммутации.

Метод импульсных систем позволяет устранить один из главных недостатков применения разностных уравнений, связанных с неопределенностью процесса между дискретными значениями времени. Данный метод подразумевает переход к изучению структуры, состоящей в простейших случаях из идеального импульсного элемента, формирующего элемента и непрерывной части. При этом импульсный элемент характеризует дискретную систему управления СП, формирующий элемент – силовую схему, а непрерывная часть отвечает за

нагрузку. Проводя аналогию с непрерывными системами, метод разностных уравнений и импульсных систем можно соотнести как методы дифференциальных уравнений и передаточных функций. Основным недостатком приведенного метода является сложность реализации метода в сравнении с перечисленными выше.

Метод переключающих функций предполагает математическое описание полупроводниковых приборов с помощью, так называемой, переключающей функции, которая принимает значение единицы в проводящем состоянии и значение нуля в непроводящем состоянии ключевого элемента. В данном методе искомые величины токов и напряжений записывают с помощью рядов Фурье или преобразования Лапласа. Ограничение применения данного метода связано с допущением об отсутствии пульсаций в выходном токе электронного устройства.

С учетом проведенного анализа технической литературы при составлении математического модели силовой схемы СП выбран метод припасовывания. При этом для универсальности описания силовой схемы использованы коммутационные функции. Дополнительно приняты следующие допущения:

- полупроводниковые приборы (диоды и транзисторы) представляют собой идеальные приборы;
- в пассивных элементах отсутствуют паразитные параметры;
- нагрузка, подключаемая к СП, имеет активно-индуктивный характер;
- конденсаторы C_1 и C_2 промежуточного звена обладают бесконечно большой емкостью, благодаря чему их можно представить в виде идеальных источников постоянного напряжения.

Последнее допущение позволяет отдельно составлять математическое описание повышающего конвертера и выходного инвертора СП, что существенно понижает порядок решаемых уравнений.

Представленные допущения имеют общепринятый характер и обычно не приводят к снижению точности исследований и расчетов.

На рисунке 3.4 приведена эквивалентная схема повышающего конвертера,

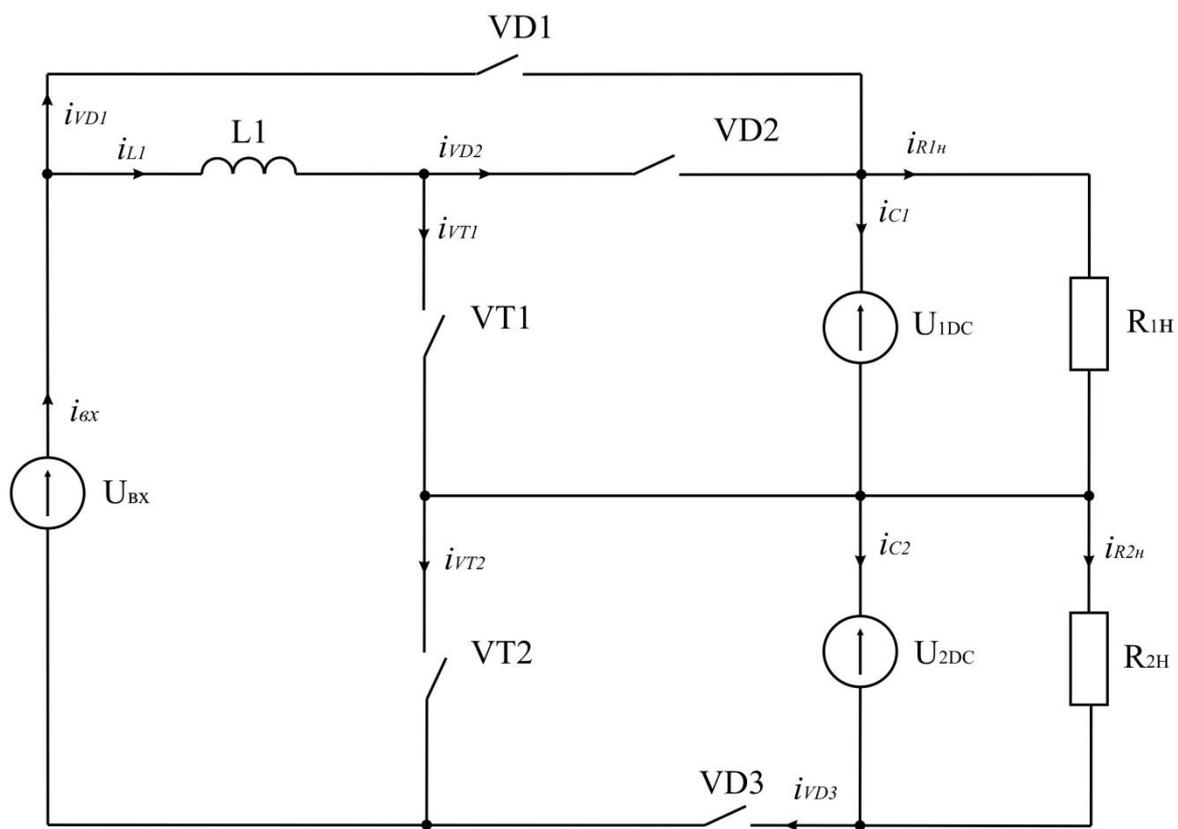


Рисунок 3.4

где U_{1DC} и U_{2DC} – источники напряжения постоянного тока, которые согласно принятым допущениям эквиваленты конденсаторам $C1$ и $C2$;

R_{1H} и R_{2H} – активное сопротивление нагрузки СП, приведенное к конденсаторам $C1$ и $C2$ посредством использования баланса мощностей.

Согласно представленной на рисунке 3.4 эквивалентной схемы составлена следующая системы уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{BX}(t) - i_{VD1}(t) \cdot F_{VD1}(t) - i_{L1}(t) = 0, \\ i_{L1}(t) - i_{VT1}(t) \cdot F_{VT1}(t) - i_{VD2}(t) \cdot F_{VD2}(t) = 0, \\ i_{VD1}(t) \cdot F_{VD1}(t) - i_{R1H}(t) - i_{C1}(t) = 0, \\ i_{VD3}(t) \cdot F_{VD3}(t) + i_{VT2}(t) \cdot F_{VT2}(t) - i_{BX}(t) = 0, \\ i_{VT1}(t) \cdot F_{VT1}(t) - i_{VT2}(t) \cdot F_{VT2}(t) + i_{C1}(t) - i_{C2}(t) + i_{R1H}(t) - i_{R2H}(t) = 0, \\ U_{BX} - L1 \frac{di_{L1}(t)}{dt} - u_{VT1}(t) \cdot \bar{F}_{VT1}(t) - u_{VT2}(t) \cdot \bar{F}_{VT2}(t) = 0, \\ U_{BX} - U_{1DC} - L1 \frac{di_{L1}(t)}{dt} - u_{VD2}(t) \cdot \bar{F}_{VD2}(t) - u_{VT2}(t) \cdot \bar{F}_{VT2}(t) = 0, \\ U_{BX} - U_{2DC} - L1 \frac{di_{L1}(t)}{dt} - u_{VT1}(t) \cdot \bar{F}_{VT1}(t) - u_{VD3}(t) \cdot \bar{F}_{VD3}(t) = 0, \\ U_{BX} - U_{1DC} - U_{2DC} - u_{VD1}(t) \cdot \bar{F}_{VD1}(t) - u_{VD3}(t) \cdot \bar{F}_{VD3}(t) = 0, \\ U_{1DC} - i_{R1H}(t) \cdot R_{1H} = 0, \\ U_{2DC} - i_{R2H}(t) \cdot R_{2H} = 0, \end{array} \right. \quad (3.2)$$

где $i_{BX}(t)$ - выходной ток СБ;

$i_{C1}(t)$ и $i_{C2}(t)$ – ток, протекающий по соответствующим источникам напряжения U_{1DC} и U_{2DC} (эквивалентам конденсаторов $C1$ и $C2$);

$i_{R1H}(t)$ и $i_{R2H}(t)$ – ток, протекающий по нагрузкам R_{1H} и R_{2H} соответственно;

$i_{L1}(t)$ – ток, протекающий через дроссель $L1$;

$i_{VD1}(t)$, $i_{VD2}(t)$ и $i_{VD3}(t)$ – ток, протекающий через силовой диод $VD1$, $VD2$ и $VD3$ соответственно;

$i_{VT1}(t)$ и $i_{VT2}(t)$ – ток, протекающий через силовой транзистор VT1 и VT2 соответственно;

$u_{VD1}(t), u_{VD2}(t)$ и $u_{VD3}(t)$ – падение напряжения на силовом диоде VD1, VD2 и VD3 соответственно;

$u_{VT1}(t)$ и $u_{VT2}(t)$ – напряжение на силовом транзисторе VT1 и VT2 соответственно;

$F_{VD1}(t), \bar{F}_{VD1}(t)$ – коммутационная и обратная коммутационная функции силового диода VD1;

$F_{VT1}(t), \bar{F}_{VT1}(t)$ – коммутационная и обратная коммутационная функции силового транзистора VT1 соответственно;

$F_{VT2}(t), \bar{F}_{VT2}(t)$ – коммутационная и обратная коммутационная функции силового транзистора VT2 соответственно;

$F_{VD2}(t), \bar{F}_{VD2}(t)$ – коммутационная и обратная коммутационная функции силового транзистора VD2 соответственно;

$F_{VD3}(t), \bar{F}_{VD3}(t)$ – коммутационная и обратная коммутационная функции силового диода VD3 соответственно;

При этом вектор состояний силовых транзисторов и диодов, имеет следующий вид:

$$F_K = \begin{pmatrix} F_{VD1} \\ F_{VD2} \\ F_{VD3} \\ F_{VT1} \\ F_{VT2} \end{pmatrix}, \quad (3.3)$$

где

$$F_{VD1}(t) = \begin{cases} 1 & \text{при открытом состоянии силового диода VD1;} \\ 0 & \text{при закрытом состоянии силового диода VD1;} \end{cases}$$

$$\bar{F}_{VD1}(t) = \begin{cases} 0 & \text{при открытом состоянии силового диода VD1;} \\ 1 & \text{при закрытом состоянии силового диода VD1;} \end{cases}$$

$$F_{VD2}(t) = \begin{cases} 1 & \text{при открытом состоянии силового диода VD2;} \\ 0 & \text{при закрытом состоянии силового диода VD2;} \end{cases}$$

$$\bar{F}_{VD2}(t) = \begin{cases} 0 & \text{при открытом состоянии силового диода VD2;} \\ 1 & \text{при закрытом состоянии силового диода VD2;} \end{cases}$$

$$F_{VD3}(t) = \begin{cases} 1 & \text{при открытом состоянии силового диода VD3;} \\ 0 & \text{при закрытом состоянии силового диода VD3;} \end{cases}$$

$$\bar{F}_{VD3}(t) = \begin{cases} 0 & \text{при открытом состоянии силового диода VD3;} \\ 1 & \text{при закрытом состоянии силового диода VD3.} \end{cases}$$

$$F_{VT1}(t) = \begin{cases} 1 & \text{при открытом состоянии силового транзистора VT1;} \\ 0 & \text{при закрытом состоянии силового транзистора VT1;} \end{cases}$$

$$\bar{F}_{VT1}(t) = \begin{cases} 0 & \text{при открытом состоянии силового транзистора VT1;} \\ 1 & \text{при закрытом состоянии силового транзистора VT1;} \end{cases}$$

$$F_{VT2}(t) = \begin{cases} 1 & \text{при открытом состоянии силового транзистора VT2;} \\ 0 & \text{при закрытом состоянии силового транзистора VT2;} \end{cases}$$

$$\bar{F}_{VT2}(t) = \begin{cases} 0 & \text{при открытом состоянии силового транзистора VT2;} \\ 1 & \text{при закрытом состоянии силового транзистора VT2.} \end{cases}$$

Система уравнений (3.2) совместно с вектором состояний (3.3) описывает переходные и установившиеся процессы в повышающем конвертере СП.

На рисунке 3.5 приведена эквивалентная схема выходного инвертора СП, где R_{3H} и L_H – эквивалентные активное сопротивление и индуктивность нагрузки, подключенной к СП.

Согласно представленной на рисунке 3.5 эквивалентной схеме составлена следующая системы уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{1DC}(t) - i_{VT5}(t) \cdot F_{VT5}(t) + i_{VD4}(t)F_{VD4}(t) = 0, \\ i_{VT5}(t) \cdot F_{VT5}(t) - i_{VD4}(t) \cdot F_{VD4}(t) - i_{L2}(t) - i_{VT6}(t) \cdot F_{VT6}(t) + \\ \quad + i_{VD5}(t) \cdot F_{VD5}(t) + i_{VT4}(t) \cdot F_{VT4}(t) - i_{VT3}(t) \cdot F_{VT3}(t) = 0, \\ i_{VT6}(t) \cdot F_{VT6}(t) - i_{VD5}(t) \cdot F_{VD5}(t) - i_{2DC}(t) = 0, \\ i_{L2}(t) - i_{\text{ВЫХ}}(t) - C3 \frac{du_{C3}(t)}{dt} = 0, \\ C3 \frac{du_{C3}(t)}{dt} - i_0 + i_{\text{ВЫХ}}(t) = 0, \\ U_{1DC} - u_{VT5}(t) \cdot \bar{F}_{VT5}(t) - u_{VT3}(t) \cdot \bar{F}_{VT3}(t) = 0, \\ U_{1DC} + u_{VD4}(t) \cdot \bar{F}_{VD4}(t) - u_{VT3}(t) \cdot \bar{F}_{VT3}(t) = 0, \\ U_{1DC} + u_{VD4}(t) \cdot \bar{F}_{VD4}(t) - L2 \frac{di_{L2}(t)}{dt} - u_{C3}(t) = 0, \\ U_{2DC} - u_{VT4}(t) \cdot \bar{F}_{VT4}(t) - u_{VT6}(t) \cdot \bar{F}_{VT6}(t) = 0, \\ U_{2DC} - u_{VT4}(t) \cdot \bar{F}_{VT4}(t) + u_{VD5}(t) \cdot \bar{F}_{VD5}(t) = 0, \\ u_{C3}(t) - i_{\text{ВЫХ}}(t) \cdot R_{3H} - L_H \frac{di_{\text{ВЫХ}}(t)}{dt} = 0, \end{array} \right. \quad (3.4)$$

где $i_{C3}(t)$ – ток, протекающий через конденсатор C3;

$i_{L2}(t)$ – ток, протекающий через дроссель L2;

$i_{\text{ВЫХ}}(t)$ – ток, протекающий через нагрузку;

$i_{VD4}(t)$ и $i_{VD5}(t)$ – ток, протекающий через силовые диоды VD4 и VD5 соответственно;

$i_{VT3}(t)$, $i_{VT4}(t)$, $i_{VT5}(t)$ и $i_{VT6}(t)$ - ток, протекающий через силовые транзисторы VT3-VT6 соответственно;

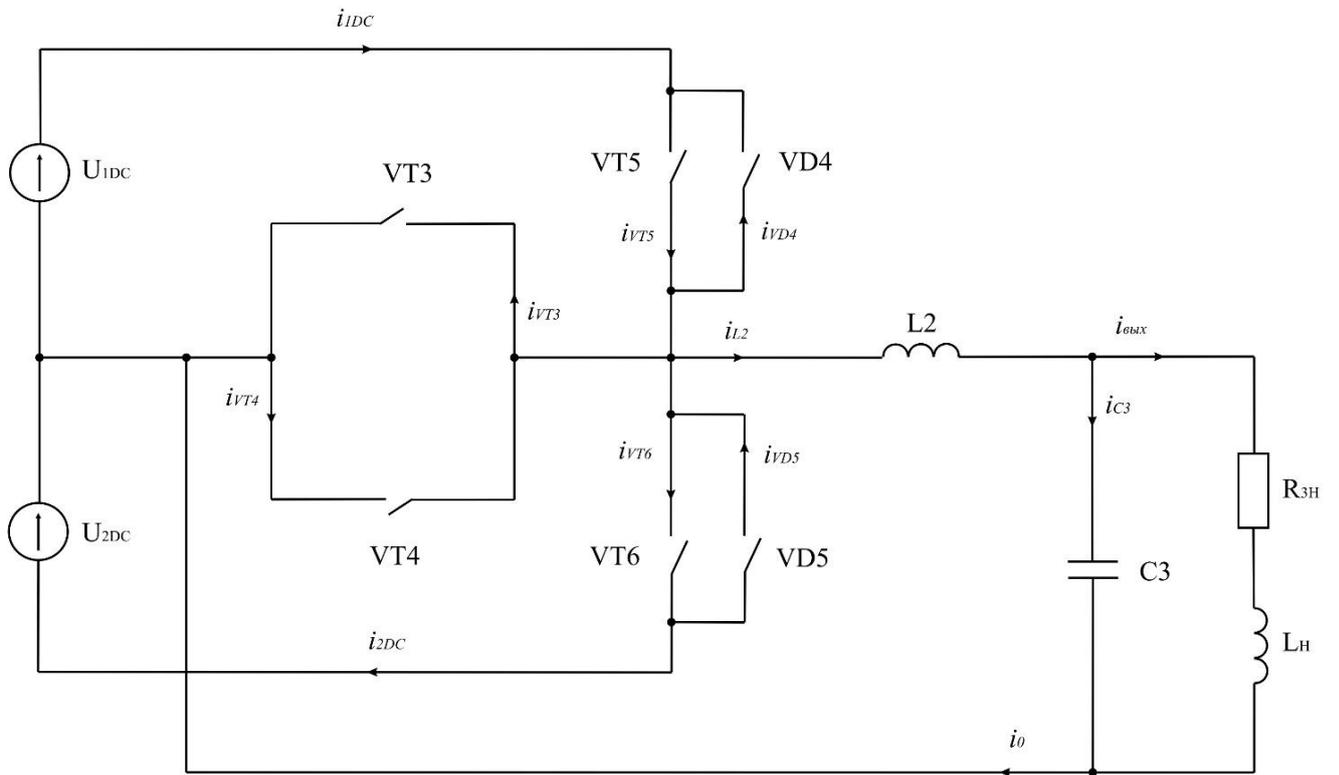


Рисунок 3.5

$u_{C3}(t)$ – падение напряжения на конденсаторе C3;

$u_{R3H}(t)$ – падение напряжения на эквивалентном активном сопротивлении нагрузки R_{3H} ;

$u_{VD4}(t)$ и $u_{VD5}(t)$ – падение напряжения на силовом транзисторе VT4 и VT5 соответственно;

$u_{VT3}(t)$, $u_{VT4}(t)$, $u_{VT5}(t)$ и $u_{VT6}(t)$ - падение напряжения на силовом транзисторе VT3-VT6 соответственно;

$F_{VT3}(t)$, $\bar{F}_{VT3}(t)$ – коммутационная и обратная коммутационная функции силового транзистора с обратной запирающей способностью VT3;

$F_{VT4}(t)$, $\bar{F}_{VT4}(t)$ – коммутационная и обратная коммутационная функции силового транзистора с обратной запирающей способностью VT4;

$F_{VT5}(t)$, $\bar{F}_{VT5}(t)$ – коммутационная и обратная коммутационная функции силового транзистора VT5;

$F_{VD4}(t)$, $\bar{F}_{VD4}(t)$ – коммутационная и обратная коммутационная функции силового диода VD4;

$F_{VT6}(t)$, $\bar{F}_{VT6}(t)$ – коммутационная и обратная коммутационная функции силового транзистора VT6;

$F_{VD5}(t)$, $\bar{F}_{VD5}(t)$ – коммутационная и обратная коммутационная функции силового диода VD5.

При этом вектор состояний силовых транзисторов и диодов, имеет следующий вид:

$$F_{И} = \begin{pmatrix} F_{VD4} \\ F_{VD5} \\ F_{VT3} \\ F_{VT4} \\ F_{VT5} \\ F_{VT6} \end{pmatrix}, \quad (3.5)$$

где

$$F_{VT3}(t) = \begin{cases} 1 & \text{при открытом состоянии силового транзистора VT3;} \\ 0 & \text{при закрытом состоянии силового транзистора VT3;} \end{cases}$$

$$\bar{F}_{VT3}(t) = \begin{cases} 0 & \text{при открытом состоянии силового транзистора VT3;} \\ 1 & \text{при закрытом состоянии силового транзистора VT3;} \end{cases}$$

$$F_{VT4}(t) = \begin{cases} 1 & \text{при открытом состоянии силового транзистора VT4;} \\ 0 & \text{при закрытом состоянии силового транзистора VT4;} \end{cases}$$

$$\bar{F}_{VT4}(t) = \begin{cases} 0 & \text{при открытом состоянии силового транзистора VT4;} \\ 1 & \text{при закрытом состоянии силового транзистора VT4;} \end{cases}$$

$$F_{VT5}(t) = \begin{cases} 1 & \text{при открытом состоянии силового транзистора VT5;} \\ 0 & \text{при закрытом состоянии силового транзистора VT5;} \end{cases}$$

$$\bar{F}_{VT5}(t) = \begin{cases} 0 & \text{при открытом состоянии силового транзистора VT5;} \\ 1 & \text{при закрытом состоянии силового транзистора VT5;} \end{cases}$$

$$F_{VD4}(t) = \begin{cases} 1 & \text{при открытом состоянии силового диода VD4;} \\ 0 & \text{при закрытом состоянии силового диода VD4;} \end{cases}$$

$$\bar{F}_{VD4}(t) = \begin{cases} 0 & \text{при открытом состоянии силового диода VD4;} \\ 1 & \text{при закрытом состоянии силового диода VD4;} \end{cases}$$

$$F_{VT6}(t) = \begin{cases} 1 & \text{при открытом состоянии силового транзистора VT6;} \\ 0 & \text{при закрытом состоянии силового транзистора VT6;} \end{cases}$$

$$\bar{F}_{VT6}(t) = \begin{cases} 0 & \text{при открытом состоянии силового транзистора VT6;} \\ 1 & \text{при закрытом состоянии силового транзистора VT6;} \end{cases}$$

$$F_{VD5}(t) = \begin{cases} 1 & \text{при открытом состоянии силового диода VD5;} \\ 0 & \text{при закрытом состоянии силового диода VD5;} \end{cases}$$

$$\bar{F}_{VD5}(t) = \begin{cases} 0 & \text{при открытом состоянии силового диода VD5;} \\ 1 & \text{при закрытом состоянии силового диода VD5.} \end{cases}$$

Система уравнений (3.4) совместно с вектором состояния (3.5) описывает переходные и установившиеся процессы в выходном инверторе СП.

Полученные системы уравнения (3.2) и (3.4), составленные на основе законов Кирхгофа, целесообразно привести к системе уравнений Коши, которая в общем случае имеет следующий вид:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_C \\ i_L \end{bmatrix} = A1_i \cdot \begin{bmatrix} u_C \\ i_L \end{bmatrix} + A2_i \cdot \begin{bmatrix} u_{\text{эдс}} \\ i_{\text{ток}} \end{bmatrix}, \quad (3.6)$$

где u_c и i_c – подматрицы напряжений на конденсаторах и токов индуктивных элементов силовой схемы;

$u_{\text{эдс}}$ и $i_{\text{ток}}$ – подматрицы напряжений источников ЭДС и токов источников тока силовой схемы;

$A1_i$ – параметрическая матрица для i -ого межкоммутационного интервала времени, которая определяет вклад пассивных элементов (включая полупроводниковые ключевые приборы) в баланс токов и напряжений силовой схемы СП. Причем матрица квадратичная и содержит число строк и столбцов равное числу принятых переменных;

$A2_i$ – параметрическая матрица i -ого межкоммутационного интервала, которая определяет вклад источников ЭДС и источников тока в баланс токов и напряжений силовой схемы СП. Причем матрица имеет число строк равное числу принятых переменных, а число столбцов равное числу источников ЭДС и источников тока.

После определения параметрических матриц $A1_i$ и $A2_i$ для каждого i -ого межкоммутационного интервала времени и подстановки в уравнение (3.6) получают математические модели с минимальной размерностью, которые достаточно просто могут быть сопряжены с широким спектром известных аналитических, численных и численно-аналитических методов решения.

Однако, ввиду большого количества возможных вариантов векторов состояний F_u и F_k силовых приборов, которые определяют большое количество возможных i -ых межкоммутационных интервалов, не представляется возможным найти простое аналитическое решение для токов и напряжений элементов силовой схемы в явном виде. Это приводит к необходимости использования численных методов, что снижает достоинства выбранного метода математического описания силовой схемы СП.

Очевидно, в настоящее время наиболее наглядным и современным применением численных методов является исследование переходных и установившихся электромагнитных процессов в силовой схеме СП с помощью компьютерных моделей в среде программного моделирования. Компьютерное моделирование СП является закономерным историческим выбором отечественных и зарубежных ученых и инженеров, которое позволяет, благодаря развитию вычислительной техники, оперировать с большим количеством полупроводниковых ключевых элементов и получать результаты с высокой точностью.

Кроме того, неоспоримым преимуществом использования современных программных продуктов моделирования является возможность моделирования полупроводниковых приборов с характеристиками, близкими к реальным, конкретным типам диодов и транзисторов, а также широкий спектр инструментов для анализа полученных результатов.

3.3 Исследование рабочих процессов в разработанной силовой схеме статического преобразователя посредством использования компьютерного моделирования

При проведении компьютерного моделирования разработанной силовой схемы СП был выбран программный продукт компьютерного моделирования PSIM от компании Powersim (США). Данный программный продукт является универсальным и современным инструментом для решения инженерных и научно-исследовательских задач в области электротехники, в том числе силовой преобразовательной техники.

Программный продукт PSIM позволяет в электротехнических и преобразовательных устройствах:

- проводить анализ электромагнитных и тепловых процессов;
- осуществлять анализ на устойчивость;
- моделировать с учетом параметров конкретных типов, входящих в устройство элементов, включая полупроводниковые приборы.

Несомненным преимуществом программного продукта PSIM является наличие обширного списка имитационных элементов и приборов электрических схем, логических блоков и их связей между собой. Также в данном программном продукте доступна возможность использования внешних динамических библиотек, позволяющая использовать имитационные модели, написанные на языках программирования [146].

При математических расчетах параметров СП был выбран программный продукт MathCAD, с помощью которого, кроме простых математических вычислений, можно находить решение дифференциальных уравнений, проводить поиск корней многочленов и функций, выполнять операции с векторами и матрицами, аппроксимировать данные и т. п. [147].

При компьютерном моделировании были использованы исходные входные и выходные данные СП, представленные в таблице 3.3.

Таблица 3.3

№ п/п	Наименование параметра	Значение
1	Номинальное входное напряжение, В	350
2	Диапазон изменения входного напряжения, В	200...400
3	Напряжение промежуточного звена постоянного тока, В	700
4	Номинальное напряжение магистральной сети, В	220
5	Коэффициент нелинейных искажений, %	5
6	Номинальная частота напряжения магистральной сети, Гц	50
7	Номинальная выходная мощность СП, ВА	6800

Исходные параметры пассивных элементов СП при частоте коммутации силовых транзисторов равной 5кГц приведены в таблице 3.4.

Таблица 3.4

Обозначение компонента	L1	C1 и C2	L2	C3	R1	L3
Значение параметра	4,8 мГн	5,0 мФ	3,6 мГн	0,003 мФ	5,3 Ом	15,0 мГн

Разработанная компьютерная модель модуля силовой схемы на базе программного продукта PSIM представлена на рисунке 3.6,

где VDC1 - входной источник постоянного тока, имитирующий выходное напряжение на выводах СБ;

L1, L2, VT1-VT6, VD1-VD5, C1-C3 – элементы, выполняющие функции соответствующих компонентов силовой схемы СП;

ISEN1 и ISEN2 - датчики токов, протекающих через входной дроссель L1 и нагрузку (индуктивность L3 и сопротивление R1) соответственно;

VSEN1-VSEN3 - датчики падения напряжения на конденсаторах C1 и C2 промежуточного контура постоянного тока и на нагрузке соответственно;

V1 - источник переменного тока, имитирующий магистральную сеть.

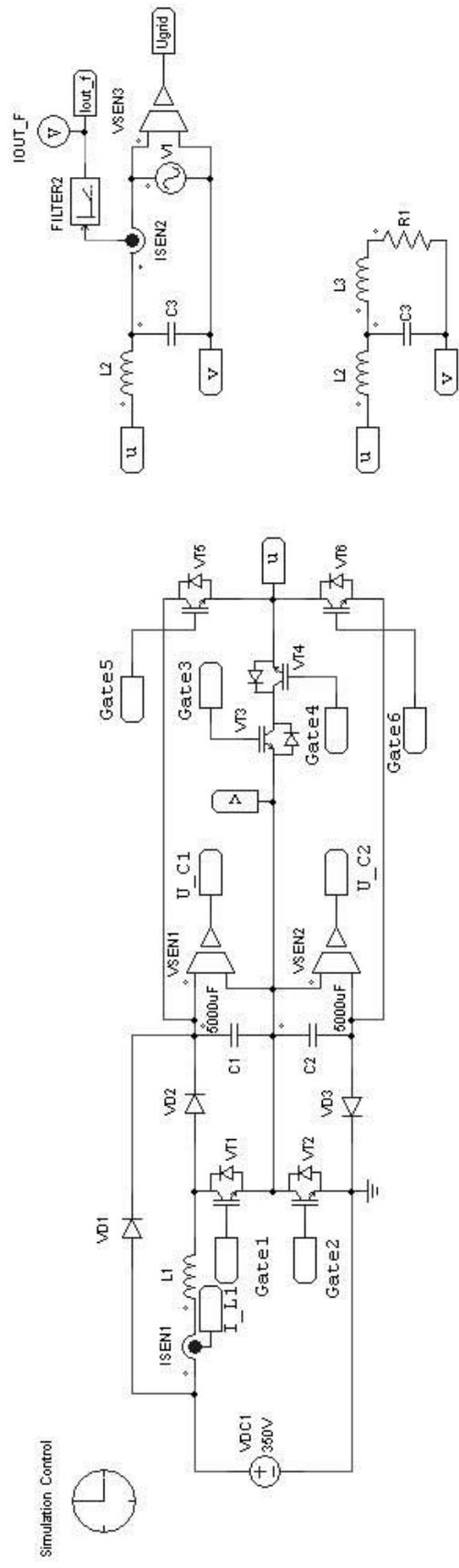


Рисунок 3.6

При этом параметры моделирования, в частности, период и временной шаг моделирования, а также вывод полученных результатов, осуществляют с помощью программного блока Simulation Control.

Разработанная компьютерная модель управления силовыми транзисторами VT1 и VT2 повышающего конвертера СП, приведенная на рисунке 3.7, состоит из блока регулирования и блока формирования ШИМ.

Блок регулирования (БР1) повышающего конвертера содержит источник постоянного тока VDC2, формирующий заданное значение напряжения (U_{ref_DC}) на промежуточном звене постоянного тока СП, элементы суммирования SUMP1 и SUMP2, элементы сравнения SUM1...SUM4, ПИ-регуляторы PI1...PI3, ограничители LIM1 и LIM2, необходимые для ограничения тока при переходных процессах в силовой схеме, и фильтр FILTER1, предназначенный для подавления высокочастотных составляющих.

Блок формирования ШИМ (БШИМ1) повышающего конвертера содержит компараторы COMP1 и COMP2, источники VTRI1 и VTRI2 пилообразного напряжения с выходными сигналами U_{carr1} и U_{carr2} , а также элементы ON1 и ON2, которые являются эмуляторами драйверов, подключенных к затворам силовых транзисторов VT1 и VT2 соответственно.

БР1 повышающего конвертера функционирует следующим образом.

Сигнал U_{DC} , представляющий собой результат сложения двух выходных сигналов U_{C1} и U_{C2} с датчиков VSEN1 и VSEN2, конденсаторов C1 и C2 промежуточного звена постоянного тока (рисунок 3.6), сравнивают в SUM1 с заданным значением напряжения U_{ref_DC} на промежуточном звене постоянного тока. Затем выходной сигнал SUM1 (сигнал ошибки) после коррекции в элементах PI1 и LIM1 поступает на вход SUM2, в котором его суммируют со вторым входным сигналом поправки, полученным из выходного сигнала датчика тока ISEN1 после прохождения через фильтр FILTER1.

Выходной сигнал SUM2, пройдя через корректирующие элементы PI2 и LIM2, является искомым задающим сигналом (P_{Iref}), характеризующим отклонение текущего напряжения промежуточного звена постоянного тока от заданного значения.

При этом с целью выравнивания напряжения на конденсаторах C1 и C2, сигналы U_{C1} и U_{C2} поступают на вход SUM3, выходной сигнал которого, пройдя через ПИ-регулятор PI3, формирует сигнал ошибки ($UC1-UC2$). Данный сигнал с помощью элементов сравнения SUM4 и SUMP2 корректирует искомым задающий сигнал P_{Iref} , что обеспечивает выравнивание текущего напряжения на конденсаторах C1 и C2 промежуточного звена постоянного тока.

БШИМ1 повышающего конвертера функционирует следующим образом.

Скорректированный искомым задающий сигнал P_{Iref} вместе с сигналами пилообразной формы U_{carr1} и U_{carr2} источников VTRI1 и VTRI2 поступают на входы компараторов COMP1 и COMP2, которые формируют входные сигналы для эмуляторов драйверов ON1 и ON2. Выходные сигналы ON1 и ON2 подают на управляющие выводы $Gate1$ и $Gate2$ силовых транзисторов VT1 и VT2 соответственно (рисунок 3.6).

Таким образом, посредством совместного функционирования БР1 и БШИМ1, осуществляют управление силовыми транзисторами VT1 и VT2 повышающего конвертера СП.

Разработанная в соответствии с параграфом 2.3 компьютерная модель управления силовыми транзисторами VT3-VT6 выходного инвертора СП, приведенная на рисунке 3.8, состоит из блока регулирования и блока формирования ШИМ.

Блок регулирования (БР2) выходного инвертора представляет собой программный модуль C Block, с помощью которого запускают разработанную программу на языке Си (приложение В), реализующую предложенный в параграфе 2.3 принцип двухконтурной системы регулирования выходного инвертора СП [148].

Блок формирования ШИМ

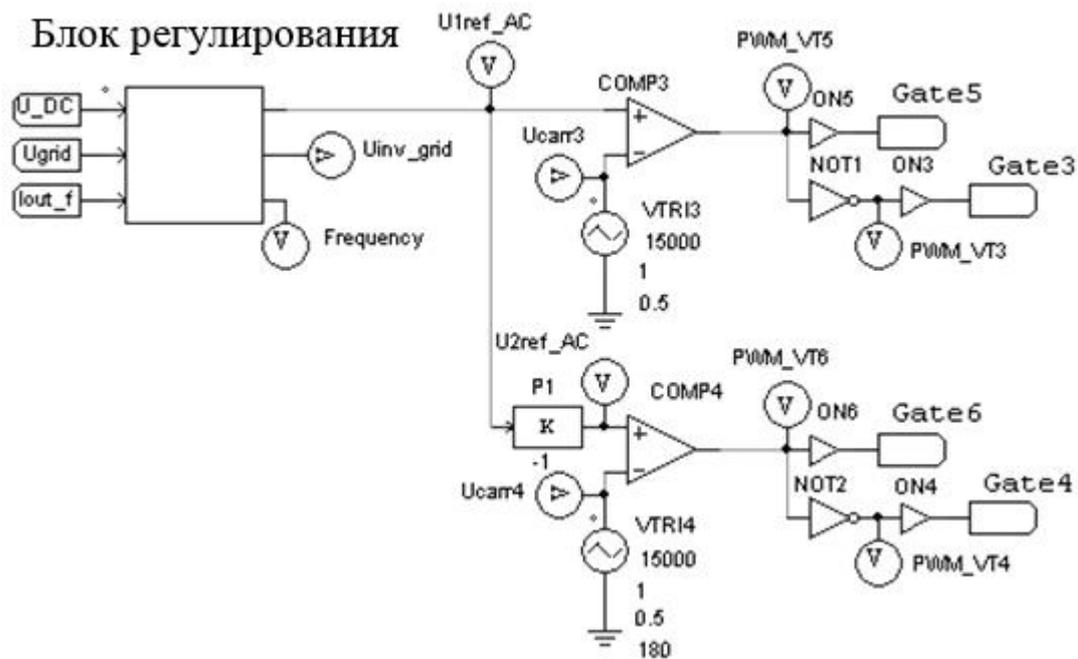


Рисунок 3.8

Входными сигналами БР2 являются выходной сигнал (U_{grid}) с датчика напряжения VSEN3 источника тока V1, полученный сигнал U_{DC} и выходной сигнал (I_{out_f}) с датчика тока ISEN2, пропущенный через фильтр FILTER2.

Блок формирования ШИМ (БШИМ2) выходного инвертора содержит компараторы COMP3 и COMP4, источники VTRI3 и VTRI4 пилообразного напряжения, с выходными сигналами U_{carr3} и U_{carr4} , блоки NOT1 и NOT2 логических элементов «НЕ», блок пропорциональности P1, элементы ON3-ON6, которые являются эмуляторами драйверов, подключенных к затворам силовых транзисторов VT3-VT6 соответственно.

Входным сигналом БШИМ2 является выходной сигнал (U_{1ref_AC}), поступающий от БР2.

Блок формирования БШИМ2 функционирует следующим образом.

Выходной сигнал U_{1ref_AC} БР2 вместе с сигналом U_{carr3} пилообразного напряжения подают на входы компаратора COMP3, выходной сигнал которого поступает непосредственно на вход эмулятора драйвера ON5, а через блок NOT1 логического элемента «НЕ» на вход эмулятора драйвера ON3. В результате, эмуляторы драйверов ON5 и ON3 формируют выходные сигналы управления на выводах $Gate5$ и $Gate3$ силовых транзисторов VT5 и VT3 соответственно.

С другой стороны, выходной сигнал U_{1ref_AC} БР2 через блок P1 подают вместе с сигналом U_{carr4} пилообразного напряжения подают на входы компаратора COMP4, выходной сигнал которого поступает непосредственно на вход эмулятора драйвера ON6, а через блок NOT2 логического элемента «НЕ» на вход эмулятора драйвера ON4. В результате, эмуляторы драйверов ON6 и ON4 формируют выходные сигналы управления на выводах $Gate6$ и $Gate4$ силовых транзисторов VT6 и VT4 соответственно.

Таким образом, посредством совместного функционирования БР2 и БШИМ2 осуществляют управление силовыми транзисторами VT3-VT6 выходного инвертора СП.

Разработанные компьютерные модели (рисунок 3.6-3.8) дают возможность решить две главные задачи. К первой задаче следует отнести подтверждение работоспособности предложенной силовой схемы СП и принципа двухконтурной системы регулирования выходного инвертора СП. Вторая задача заключается в исследовании рабочих характеристик разработанной силовой схемы (рисунок 3.1) и параметров ее компонентов в зависимости от величины входного напряжения, частоты переключения силовых транзисторов (f_{np}) и выходной мощности СП.

При решении первой задачи были исследованы напряжения на конденсаторах С1 и С2 промежуточного звена постоянного тока, а также выходное напряжение и ток СП.

В качестве характерного примера на рисунке 3.9 представлены зависимости текущего изменения мгновенных значений напряжений U_{C1} и U_{C2} на конденсаторах С1 и С2. При этом в момент времени $t_l=0,5$ с искусственным образом понижают напряжение U_{C1} на конденсаторе С1. Как видно из рисунка 3.8, разработанная система управления после возмущающего воздействия осуществляет выравнивание среднего уровня напряжений на конденсаторах С1 и С2.

Примером доказательства работоспособности предложенного принципа двухконтурной системы регулирования выходного инвертора являются результаты компьютерного моделирования, приведенные на рисунках 3.10-3.12,

где кривая 1 - мгновенные значения напряжения U_{grid} магистральной сети;

кривая 2 - мгновенные значения выходного напряжения (U_{inv_grid}) СП при разомкнутом силовом контакторе К1 (рисунок 3.1);

кривая 3 – значения частоты выходного напряжения СП;

кривая 4 – мгновенное значение тока выходного СП при замкнутом силовом контакторе К1.

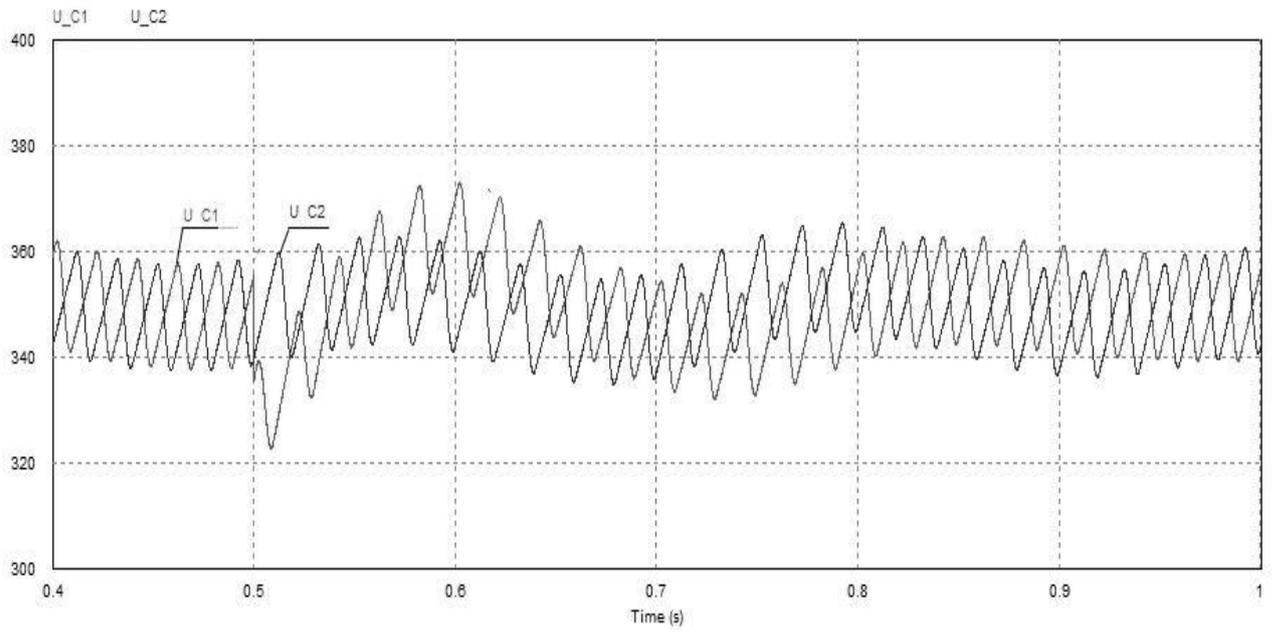


Рисунок 3.9

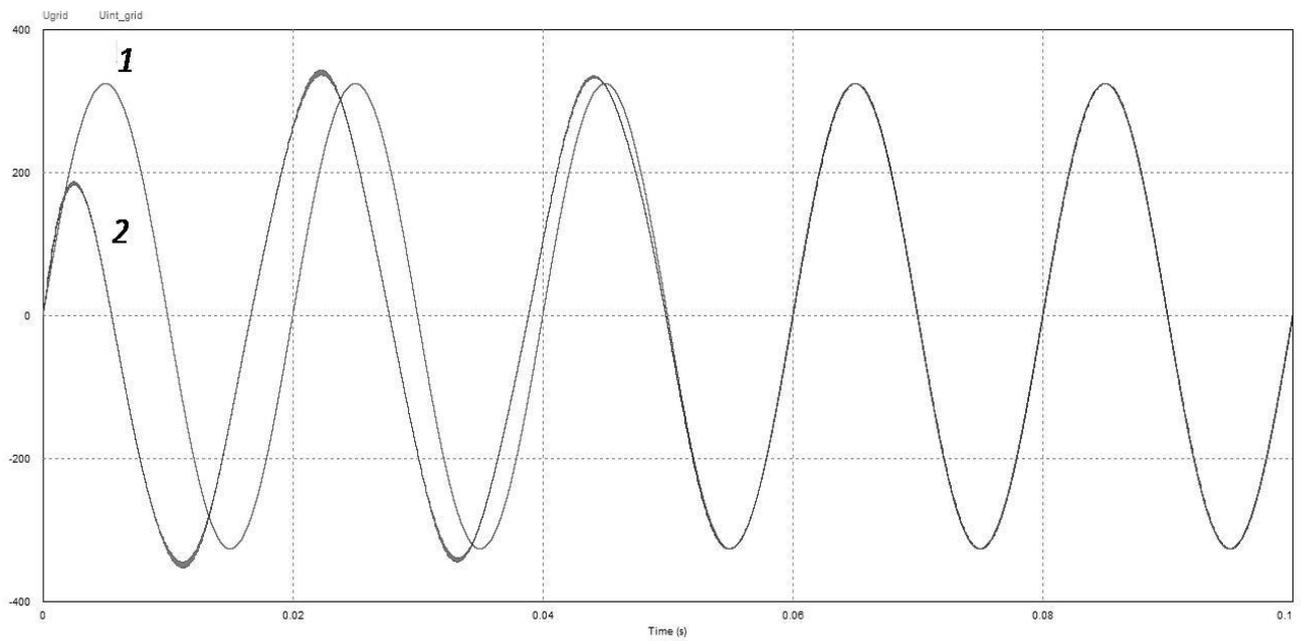


Рисунок 3.10

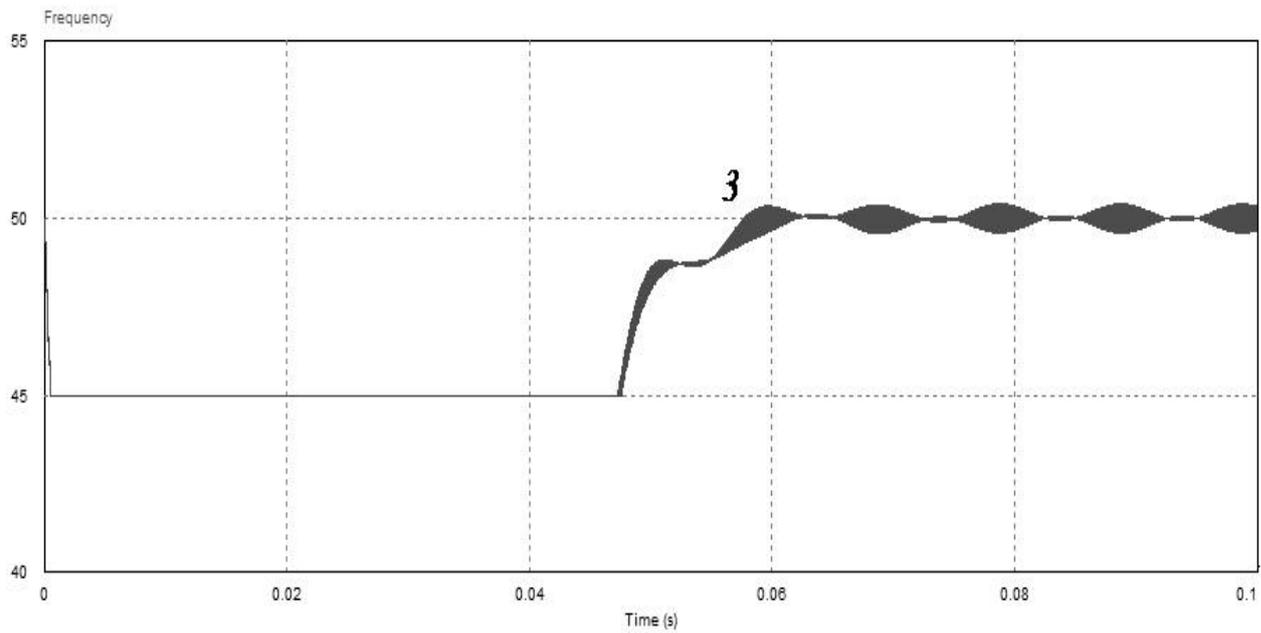


Рисунок 3.11

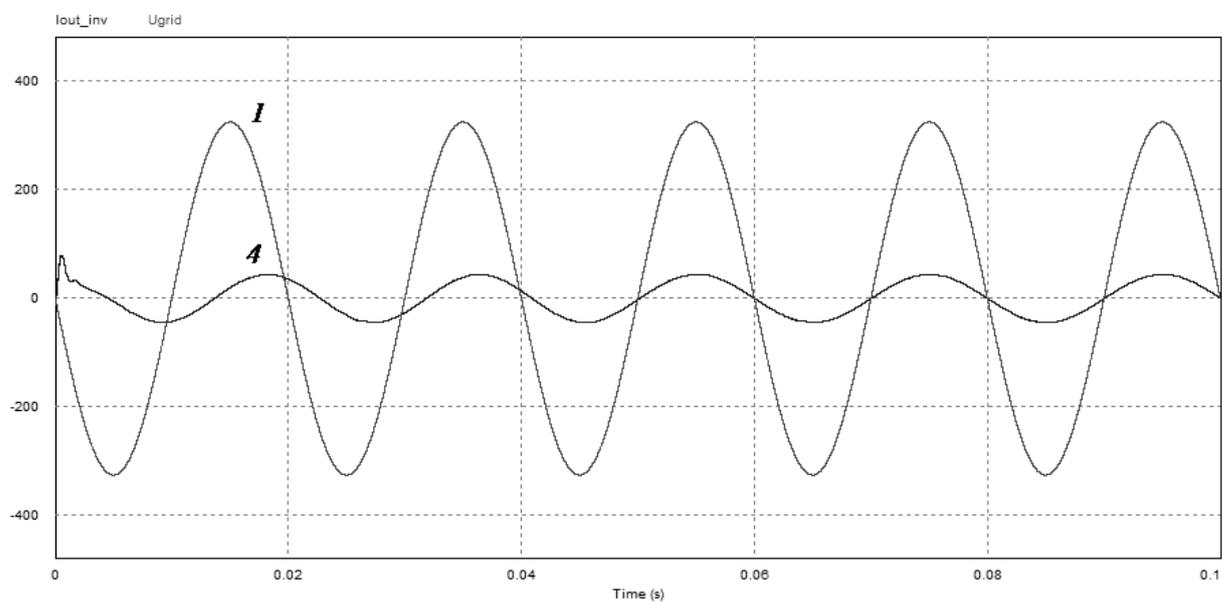


Рисунок 3.12

Как видно из кривых, представленных на рисунках 3.10 и 3.11, разработанная система управления СП успешно синхронизирует выходное напряжение инвертора с напряжением магистральной сети. В течение 55 мс (немного более двух периодов выходного напряжения) выходное напряжение СП начинает совпадать по фазе с напряжением магистральной сети.

Кроме того, на рисунке 3.12 видно, что через 40 мс после подключения СП к сети выходной ток синхронизируется с напряжением магистральной сети по фазе. Данный результат подтверждает, что разработанный принцип регулирования обеспечивает коэффициент мощности СП близкий к единице.

В процессе решения второй задачи были исследованы зависимости параметров токов, протекающих через пассивные и активные элементы силовой схемы, а также мощности потерь на полупроводниковых элементах от входного напряжения, частоты f_{np} и выходной мощности СП.

В качестве примера на рисунке 3.13 представлены результаты моделирования действующих значений токов, протекающих через входной дроссель L1 и конденсатор C1, в зависимости от изменения входного напряжения при выходной мощности равной 6,8 кВА. На рисунке 3.14 приведены результаты моделирования указанных токов в зависимости от изменения выходной мощности при входном напряжении 200 В.

Анализ полученных зависимостей позволяет сделать следующие выводы:

- действующие значения токов, протекающих через входной дроссель L1 и конденсатор C1, имеют тенденцию спада при повышении входного напряжения. Данный фактор определяет, что входной дроссель L1 и конденсаторы C1, C2 имеют наихудший режим работы при минимальном входном напряжении;

- с повышением выходной мощности СП действующие значения токов, протекающих через индуктивность L1 и конденсатор C1, принимают большие величины, что обусловлено увеличением тока потребления устройства.

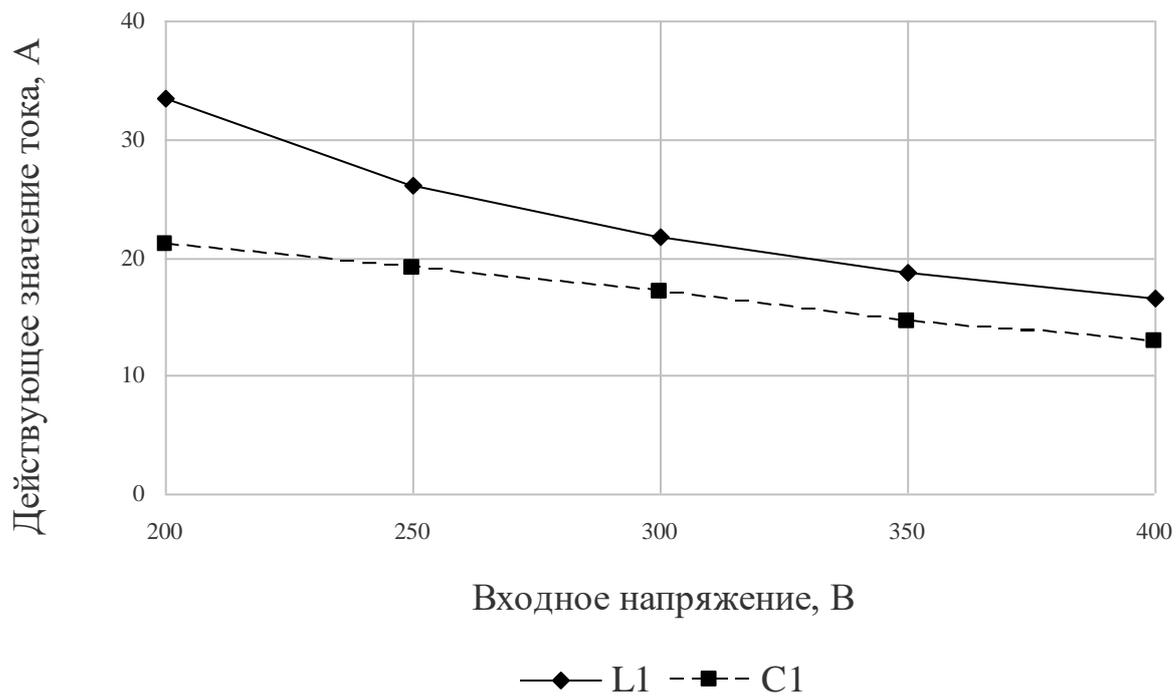


Рисунок 3.13

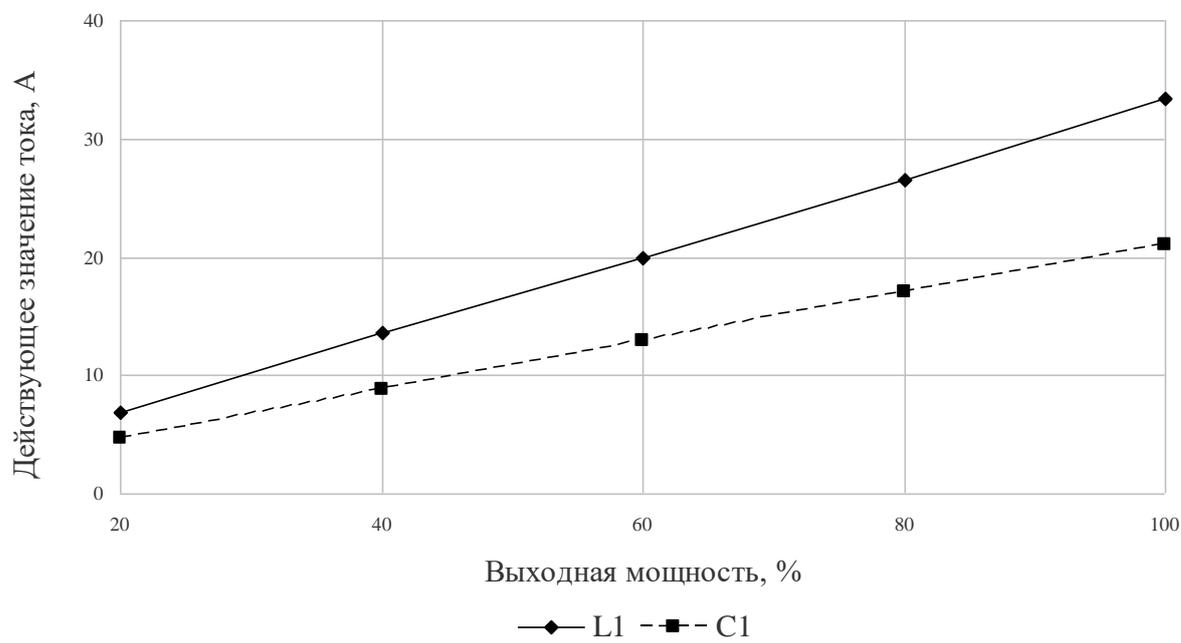


Рисунок 3.14

На рисунке 3.15 приведены кривые мощности потерь в силовых транзисторах VT1, VT3, VT5 и силовом диоде VD2 при изменении входного напряжения от 200 до 400 В, частоте f_{np} 5 кГц и выходной мощности 6,8 кВА. Представленные зависимости представляют собой суммарные мощности потерь на проводимость и переключение в силовом полупроводниковом приборе конкретно выбранного типа.

Следует отметить, что мощности потерь в других транзисторах VT2, VT4, VT6 и диоде VD3 равны потерям мощности в транзисторах VT1, VT3, VT5 и диоде VD2 соответственно.

Анализ полученных зависимостей показывает, что:

- уровень мощности потерь на силовом транзисторе VT1 (VT2) и силовом диоде VD2 (VD3) падает с ростом входного напряжения, что обусловлено снижением тока потребления СП;

- величина мощности потерь в силовых транзисторах VT3-VT6 мало зависит от входного напряжения, благодаря сравнительной стабильности напряжения промежуточного звена постоянного тока;

- низкий уровень мощности потерь в силовых транзисторах VT3 и VT4 обусловлен отсутствием режима переключения, в связи с чем присутствуют только потери на проводимость при формировании положительной и отрицательной полуволны в силовом транзисторе VT4 и VT3 соответственно.

На рисунке 3.16 приведены кривые мощности потерь в силовых транзисторах VT1, VT3, VT5 и силовом диоде VD2 при диапазоне изменения частоты f_{np} от 5 до 25 кГц, при входном напряжении равном 200 В и выходной мощности равной 6,8 кВА.

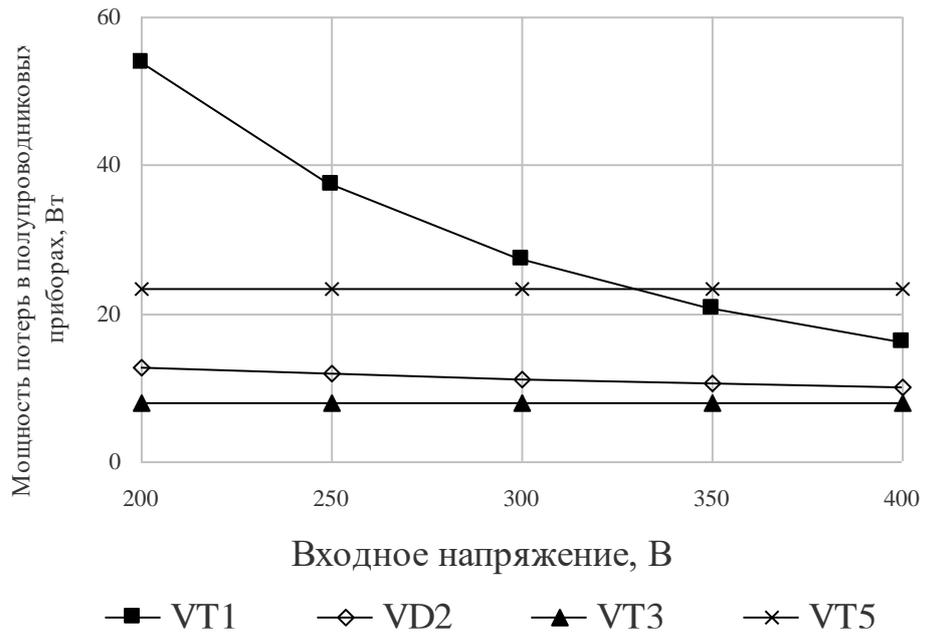


Рисунок 3.15

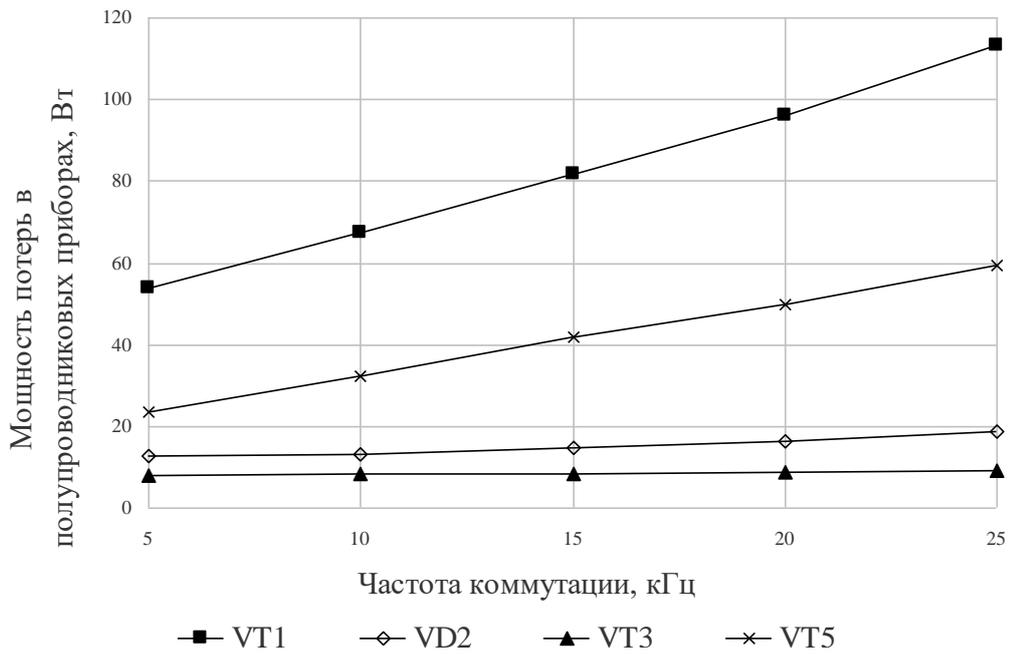


Рисунок 3.16

Как видно из представленных кривых, с ростом частоты коммутации потери в силовых полупроводниковых приборах имеют тенденцию к росту.

Было выявлено, что при входном напряжении 200 В мощности потерь в силовых транзисторах VT1 (VT2) выше, чем в силовых транзисторах VT5 (VT6). Это связано с тем, что при малых значениях входного напряжения, длительность проводящего состояния силовых транзисторов VT1 (VT2) больше по сравнению с силовыми транзисторами VT5 (VT6). При повышении входного напряжения мощность потерь силовых транзисторах VT1 (VT2) снижается (рисунок 3.15) и даже становится ниже мощности потерь силовых транзисторов VT5 (VT6).

Был проведен сравнительный анализ разработанной силовой схемы с широко применяемой классической силовой схемой (в дальнейшем именуемой прототип). С целью получения относительно достоверных расчетных значений при проведении исследований был использован один и тот же программный продукт PSIM. В связи с этим, была разработана компьютерная модель силовой схемы прототипа, которая представлена в приложение Г.

Следует отметить, что силовые транзисторы VT1 и VT2 повышающего конвертера функционируют при напряжении коллектор – эмиттер в закрытом состоянии в два раза ниже, чем в прототипе. Благодаря данному фактору, есть возможность использовать более эффективные силовые транзисторы VT1 и VT2 с относительно малым падением напряжения в открытом состоянии и с меньшими потерями мощности при переключениях, что позволяет повысить частоту f_{np} . Это дает возможность при одинаковом уровне пульсации протекающего тока снизить индуктивность, а, соответственно, активное сопротивление обмотки входного дросселя L1 и тем самым уменьшить в нем уровень мощности потерь.

В качестве характерных примеров на рисунках 3.17 и 3.18 приведены кривые суммарных потерь в полупроводниковых приборах повышающего конвертера и выходного инвертора разработанной силовой схемы и прототипа в зависимости от частоты f_{np} при входном напряжении равном 200 В и 400 В.

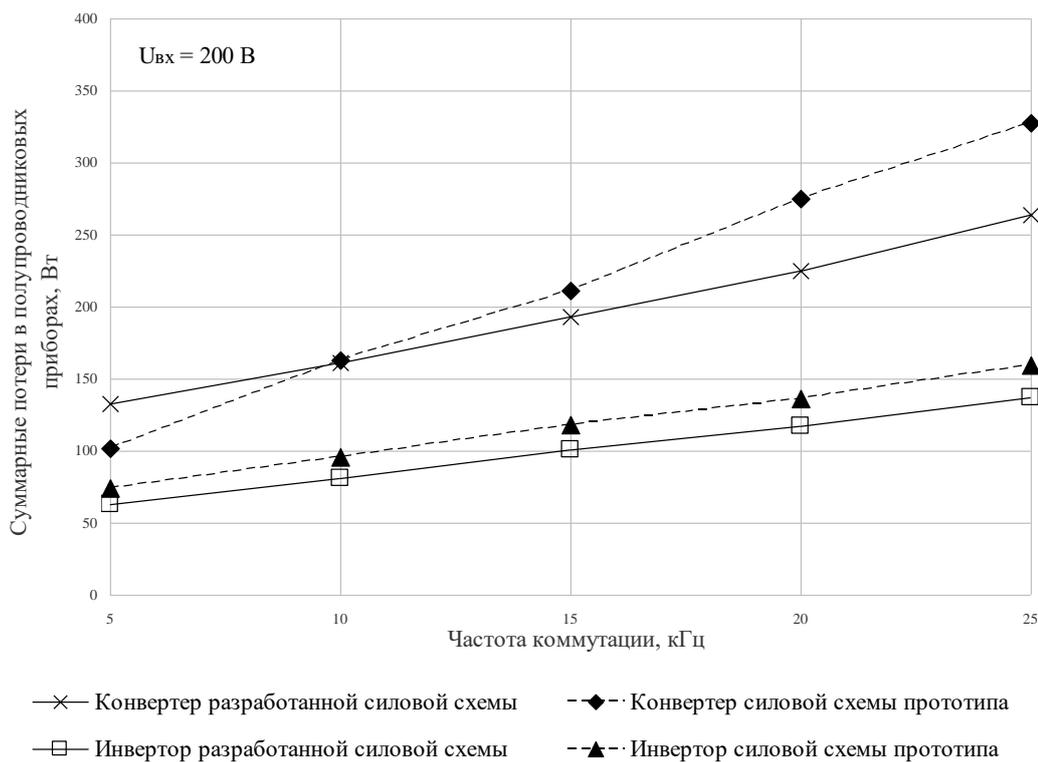


Рисунок 3.17

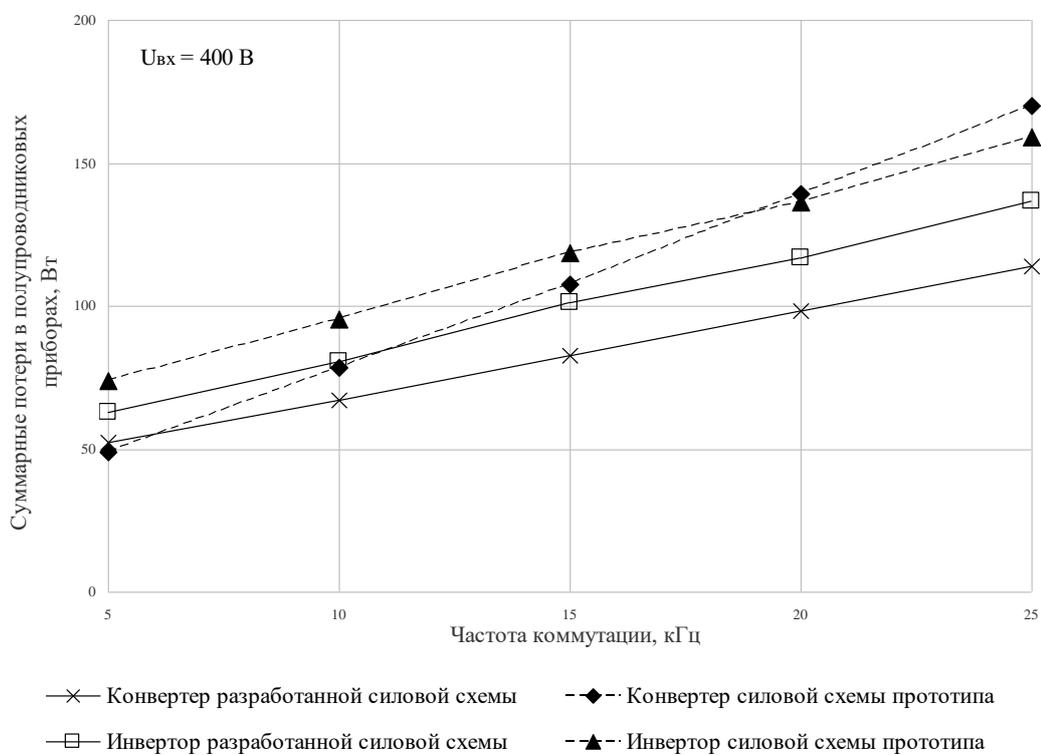


Рисунок 3.18

Анализ полученных зависимостей позволяет сделать следующие выводы:

- суммарные мощности потерь в силовых полупроводниковых приборах повышающего конвертера разработанной силовой схемы с ростом частоты f_{np} принимают меньшие значения, чем аналогичные потери в прототипе. Это обусловлено тем, что в разработанной силовой схеме за счет возможности использования более эффективных транзисторов VT1 и VT2 с ростом частоты f_{np} коммутационные мощности потерь повышаются медленнее, чем в прототипе;

- суммарные мощности потерь в силовых полупроводниковых приборах выходного инвертора разработанной силовой схемы, независимо от частоты f_{np} , имеют меньшие значения на 16-18% по сравнению с аналогичными потерями в прототипе, благодаря использованию силовых транзисторов VT3 и VT4 с обратной запирающей способностью.

В таблицах 3.5, 3.6 приведены общие потери мощности, включая потери соответствующих реактивных элементов, в зависимости от частоты преобразования электрической энергии в повышающем конвертере и выходном инверторе разработанной силовой схемы и прототипа при входном напряжении 200 В и 400 В соответственно. На рисунке 3.19 построены кривые общих мощностей потерь в повышающем конвертере и выходном инверторе разработанной силовой схемы при входном напряжении 200 В в зависимости от частоты f_n , и соответствующие кривые прототипа при частоте f_{np} равной 5 кГц. Для наглядности указанные кривые разработанной силовой схемы приведены на рисунке 3.20 относительно соответствующих общих потерь мощности в прототипе при частоте f_{np} равной 5 кГц.

Таблица 3.5

Потери мощности при $U_{ex} = 200$ В	Частота коммутации f_{np}				
	5 кГц	10 кГц	15 кГц	20 кГц	25 кГц
Потери в разработанной схеме, Вт	416,92	397,90	421,45	463,67	499,46
Потери в прототипе, Вт	453,65	455,27	490,00	550,06	611,09
Отклонение, %	-8,10	-12,60	-13,99	-15,71	-18,27

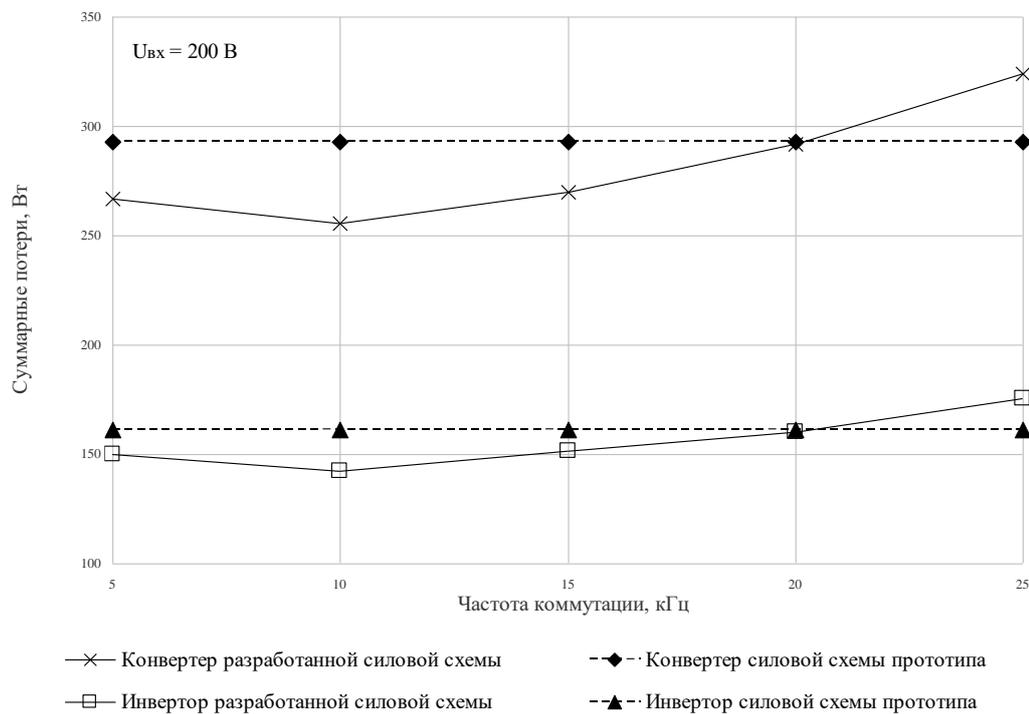


Рисунок 3.19

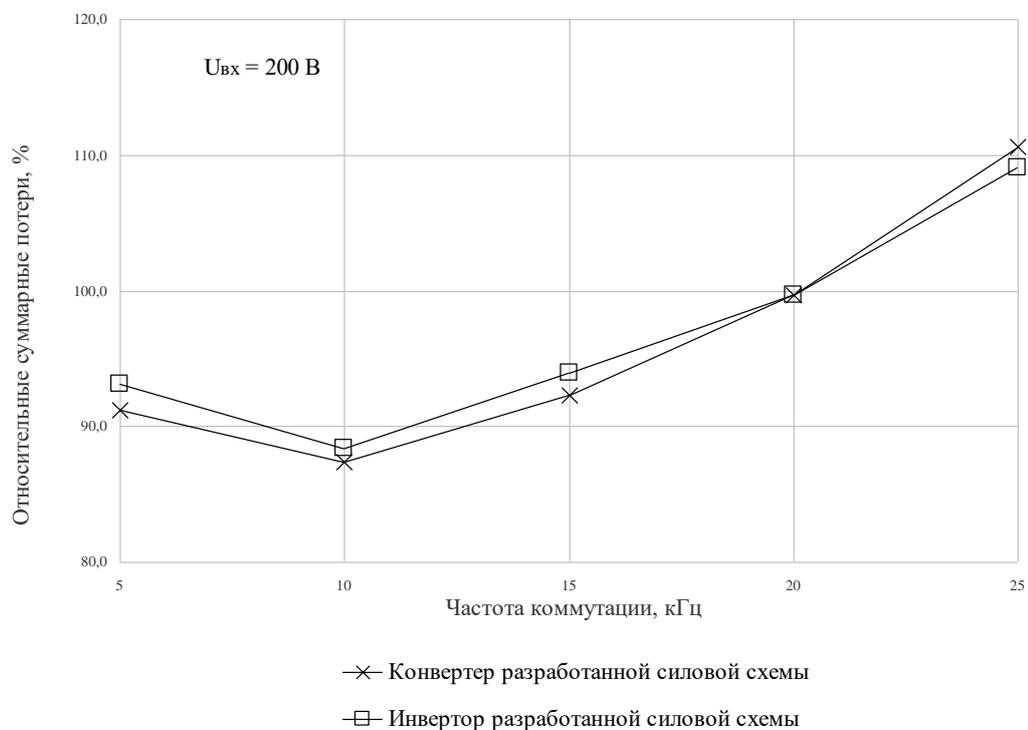


Рисунок 3.20

Таблица 3.6

Потери мощности при $U_{ex} = 400$ В	Частота коммутации f_{np}				
	5 кГц	10 кГц	15 кГц	20 кГц	25 кГц
Потери в разработанной схеме, Вт	235,40	233,46	253,69	279,45	305,42
Потери в прототипе, Вт	257,89	269,32	303,85	343,04	389,42
Отклонение, %	-8,72	-13,32	-16,51	-18,54	-21,57

Анализ представленных кривых и данных в таблицах 3.5, 3.6 показывает, что с одной стороны, в разработанной силовой схеме можно достигнуть снижение общей мощности потерь на 15-20% в повышающем конвертере и выходном инверторе при одинаковой с прототипом частоте f_{np} .

С другой стороны, можно понизить индуктивности, а тем самым массу дросселей L1 и L2 за счет повышения частоты f_{np} до 20 кГц при одинаковых соответствующих общих потерь мощности.

Как видно из рисунка 3.19, общие мощности потерь в повышающем конвертере и выходном инверторе разработанной силовой схемы и прототипа принимают равные значения при частоте 20 кГц. Однако, при проектировании СП необходимо учитывать, что силовые полупроводниковые приборы разработанной силовой схемы повышающего конвертера и выходного инвертора могут иметь разные оптимальные частоты f_{np} . В свою очередь, оптимальный выбор частоты f_{np} соответствующих силовых полупроводниковых приборов будет определять снижение индуктивности, а соответственно, и массы входного дросселя L1 и дросселя L2 синус-фильтра.

В случае одинаковых частот f_{np} , общие потери мощности в разработанной силовой схеме принимают меньшие значения, чем в прототипе. Так, по сравнению с прототипом, согласно рисунку 3.20 относительные общие потери мощности в повышающем конвертере ниже на 8,75 %, а в выходном инверторе ниже на 6,9 %. Соответственно, при частоте $f_{np} = 5$ кГц относительные общие потери в разработанном СП ниже на 8,1% по сравнению с прототипом.

Таким образом, проведенные исследования рабочих процессов посредством разработанного компьютерного моделирования подтвердили:

- работоспособность разработанной силовой схемы СП и предложенного принципа двухконтурной системы регулирования выходного инвертора СП;
- снижение общих потерь мощности в разработанной силовой схеме на 15-20% по сравнению с прототипом;
- возможность достижения коэффициента мощности равного единице при передаче электрической энергии в сеть переменного тока.

3.4 Выводы по третьей главе

1. Разработана силовая часть статического преобразователя, которая обеспечивает максимальную мощность солнечной батареи и снижение тока утечки. Кроме того, за счет предложенной схемы и новой элементной базы достигнуто снижение потерь мощности на 15-20% по сравнению с известными аналогами, а также балансировка напряжения конденсаторов в промежуточном звене постоянного тока статического преобразователя. Получен положительный результат формальной экспертизы Федерального института промышленной собственности от 14.10.16 на предложенную силовую схему статического преобразователя (заявка №2016129030 на патент РФ от 15.07.16).

2. Разработана математическая модель предложенной силовой схемы статического преобразователя. Для данной математической модели отсутствует простое аналитическое решение в связи с большим количеством межкоммутационных интервалов полупроводниковых ключей в силовой схеме, что приводит к необходимости использования компьютерной модели в программном продукте PSIM.

3. Разработана компьютерная модель для предложенной силовой схемы статического преобразователя, которая позволяет проводить анализ и

исследование переходных и установившихся процессов в статическом преобразователе в широком диапазоне изменения исходных данных.

4. Разработана компьютерная программа, которая реализует предложенный принцип двухконтурной системы регулирования инвертора в системе управления статического преобразователя. Данная программа с использованием динамически подключаемой библиотеки позволяет дополнить программный продукт компьютерного моделирования PSIM с целью применения предложенного принципа регулирования инвертора статического преобразователя. Программа защищена свидетельством о государственной регистрации программы для ЭВМ №2016660668 от 20.09.2016.

5. Проведено компьютерное моделирование, подтвердившее работоспособность предложенной силовой схемы статического преобразователя и принципа двухконтурной системы регулирования инвертора статического преобразователя. Результаты моделирования позволили сделать выводы о том, что:

- при передаче электрической энергии от солнечной батареи в сеть переменного тока достижим коэффициент мощности равный единице;
- возможно снижение уровня мощности потерь в предложенной силовой схеме на 15-20% по сравнению с прототипом.

4 ПРАКТИЧЕСКАЯ АПРОБАЦИЯ СТАТИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

4.1 Алгоритм проектирования силовой схемы статического преобразователя

При проектировании КА важным критерием является масса СП. В связи с этим, при проектировании силовой схемы в качестве целевой функции выбрана зависимость массы СП от частоты преобразования электрической энергии. С одной стороны, повышение частоты преобразования электрической энергии оказывает влияние на снижение массы реактивных элементов силовой схемы, с другой стороны, происходит рост потерь мощности, включая силовые полупроводниковые приборы, что обуславливает необходимость повышения площади и, соответственно, массы радиатора.

После анализа технической литературы [149-152] был выбран метод равномерного поиска (метод сканирования), на базе которого был разработан алгоритм проектирования силовой части СП, представленный на рисунке 4.1, где $U_{вых}$ и $f_{вых}$ – заданная номинальная величина и частота выходного напряжения СП;

$K_{НИ}$ – заданный коэффициент нелинейных искажений выходного напряжения инвертора СП;

$P_{вых}$ – заданная выходная мощность СП;

$U_{вх\ min}$ и $U_{вх\ max}$ – заданное минимальное и максимальное значение входного напряжения СП;

$\Delta U_{вх}$ – принятый шаг итерации входного напряжения;

ΔI_{L1} и ΔI_{L2} – принятые допустимые относительные значения амплитуды пульсаций токов, протекающих через входной L1 и выходной L2 дроссели соответственно;

ΔU_{DC} – принятое допустимое относительное значение амплитуды пульсаций напряжения на конденсаторах C1 и C2 промежуточного звена постоянного тока;

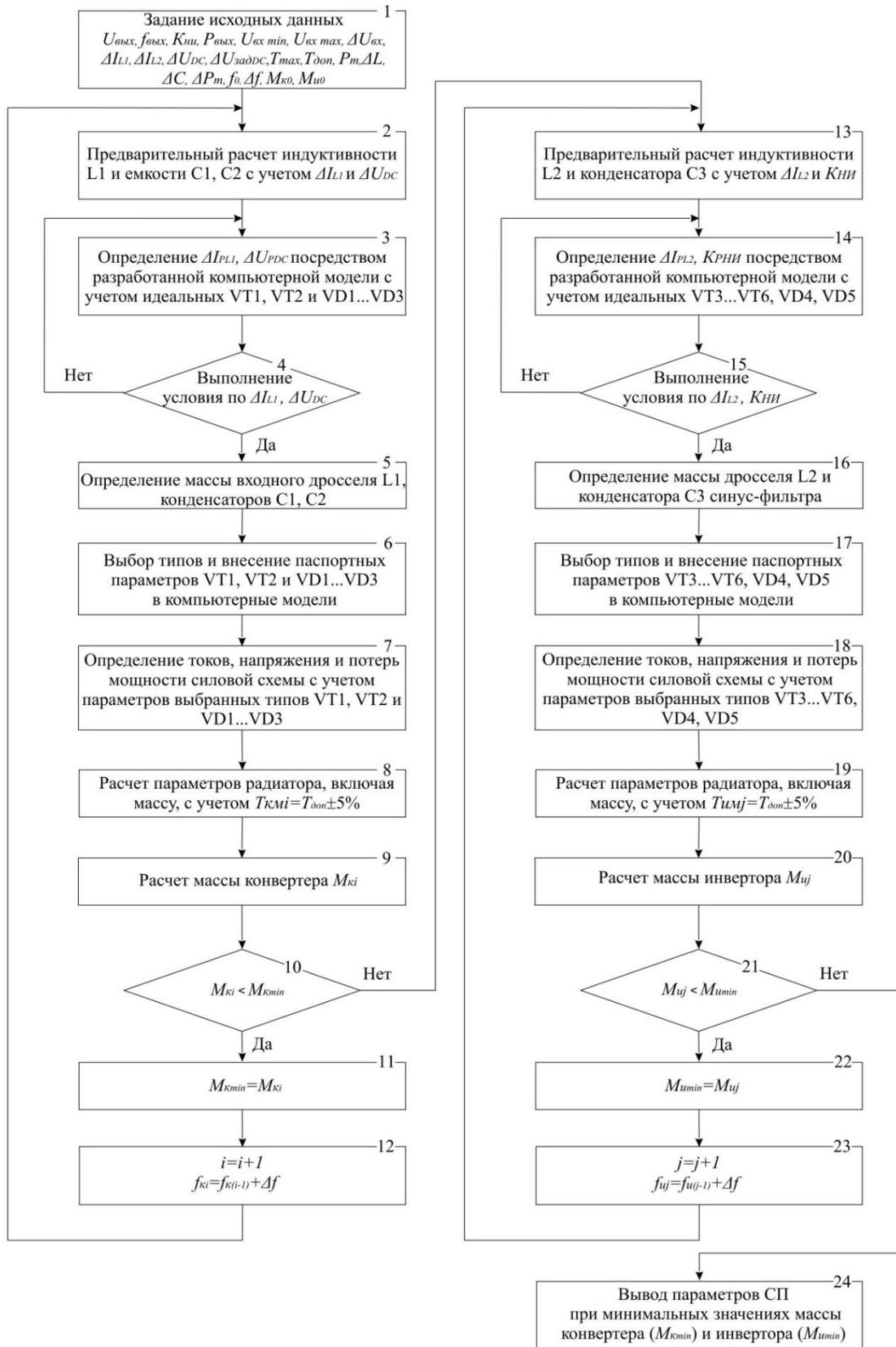


Рисунок 4.1

$U_{зад DC}$ – принятое значение напряжения промежуточного звена постоянного тока;

T_{max} – заданное максимальное значение температуры окружающей среды;

$T_{дон}$ – принятое допустимое значение температуры кристалла силовых полупроводниковых приборов;

P_m – принятый тип радиатора охлаждения силовых полупроводниковых приборов, включая его ширину (b_p);

ΔI_{PL1} и ΔI_{PL2} – расчетные относительные значения амплитуды пульсаций токов, протекающих через входной L1 и выходной L2 дроссели соответственно;

ΔU_{PDC} – расчетное относительное значение амплитуды пульсаций напряжения на конденсаторах C1 и C2 промежуточного звена постоянного тока;

ΔL , ΔC и ΔP_m – принятый шаг изменения индуктивности, емкости и параметра радиатора охлаждения;

f_0 и Δf – принятое начальное значение и шаг изменения частоты преобразования электрической энергии соответственно;

M_{K0} и M_{I0} – принятое начальное, заведомо большое значение массы всех пассивных и активных силовых компонентов конвертера и инвертора, включая массу радиаторов силовых полупроводниковых приборов, соответственно;

T_{Kmi} и T_{Imj} – расчетное значение максимальной температуры кристалла силового полупроводникового прибора на i -ом шаге для конвертера и на j -ом шаге для инвертора соответственно;

M_{Kmin} и M_{Imin} – расчетное текущее минимальное значение массы всех пассивных и активных силовых компонентов конвертера и инвертора, включая массу радиаторов силовых полупроводниковых приборов, соответственно;

M_{Ki} и M_{Ij} – расчетное значение массы всех пассивных и активных силовых компонентов конвертера и инвертора, включая массу радиаторов силовых полупроводниковых приборов, на i -ом шаге для конвертера и на j -ом шаге для инвертора соответственно;

f_{Ki} и f_{Ki-1} – расчетные значения частоты преобразования электрической энергии в повышающем конвертере на i -ом и $(i-1)$ -ом шаге итерации;

f_{Ij} и f_{Ij-1} – расчетные значения частоты преобразования электрической энергии в выходном инверторе на j -ом и $(j-1)$ -ом шаге итерации.

Разработанный алгоритм содержит 24 этапа.

На первом этапе задают две группы исходных данных для расчета силовой схемы СП. Для первой группы исходных данных, к которой отнесены $U_{вых}$, $f_{вых}$, $K_{НИ}$, $P_{вых}$, $U_{ex\ min}$ и $U_{ex\ max}$, параметры берут из технического задания на разрабатываемый СП. Для второй группы исходных данных (ΔU_{ex} , ΔI_{L1} , ΔI_{L2} , ΔU_{DC} , $U_{зад\ DC}$, $T_{дон}$, P_m , ΔL , ΔC , ΔP_m , f_0 , Δf , $M_{к0}$ и $M_{и0}$), параметры выбирают из опыта проектирования предыдущих СП с учетом возможных геометрических размеров, типа системы охлаждения, возможностей использования тех или иных реактивных элементов и т. п.

Кроме того, на первом этапе задают следующие значения:

$$M_{Kmin} = M_{K0};$$

$$M_{Imin} = M_{I0};$$

$$f_{K0} = f_{I0} = f_0.$$

На втором этапе по известным методикам при минимальном входном напряжении $U_{ex\ min}$ проводят предварительный расчет:

- значения индуктивности входного дросселя L1 повышающего конвертера с учетом принятой допустимой величины ΔI_{L1} ;

- значения емкости конденсаторов C1 и C2 промежуточного звена постоянного тока с учетом принятой допустимой величины ΔU_{DC} .

Третий этап предназначен для определения относительного значения амплитуды пульсаций тока ΔI_{PL1} , протекающего через входной дроссель L1, и относительного значения амплитуды пульсаций напряжения ΔU_{PDC} на конденсаторах C1 и C2 промежуточного звена постоянного тока.

На четвертом этапе с целью подтверждения правильности предварительного расчета проверяют с точностью до 5 % следующие условия:

$$\Delta I_{PL1} = \Delta I_{L1} \pm 5\%;$$

$$\Delta U_{PDC} = \Delta U_{DC} \pm 5\%.$$

Если условие не выполнено, то с принятым шагом ΔL и ΔC производят изменение соответствующего параметра входного дросселя L1 и/или конденсаторов C1, C2, и повторяют этап №3.

Если условие выполнено, то переходят к этапу №5.

Пятый этап предназначен для расчета по известным методикам массы входного дросселя L1, а также для определения, после выбора типа, массы конденсаторов C1 и C2 промежуточного звена постоянного тока с учетом полученных на этапе №3 расчетных данных.

На шестом этапе, также с учетом полученных на этапе №3 расчетных данных, осуществляют выбор типов силовых полупроводниковых приборов VT1, VT2 и VD1-VD3 повышающего конвертера. При этом вносят соответствующие паспортные параметры указанных силовых полупроводниковых приборов в блоки компьютерной модели.

Седьмой этап предназначен для определения значений токов и напряжений в силовой схеме повышающего конвертера и потерь мощности в силовых полупроводниковых приборах, посредством разработанной компьютерной модели, в которой используют параметры, включая вольт-амперную характеристику выбранных типов VT1, VT2 и VD1-VD3. При этом расчет проводят в диапазоне изменения от заданного минимального значения $U_{ex\ min}$ входного напряжения до заданного максимального $U_{ex\ max}$ с принятым шагом ΔU_{ex} .

На восьмом этапе рассчитывают параметры, включая массу радиатора охлаждения повышающего конвертера таким образом, чтобы расчетная максимальная температура T_{Kmi} кристалла приборов VT1, VT2 и VD1-VD3 с

принятой точностью (до 5%) совпадала с принятой допустимой температурой T_{don} при максимальной мощности потерь, полученной на этапе №7.

Девятый этап предназначен для определения суммарной массы M_{Ki} компонентов повышающего конвертера на i -ом шаге итерации с учетом радиатора охлаждения силовых полупроводниковых приборов.

На десятом этапе проводят сравнение массы M_{Ki} , полученной на i -ом шаге итерации, с предварительно заданной минимальной массой M_{Kmin} , рассчитанной на предыдущем $(i-1)$ -ом шаге. В случае выполнения неравенства $M_{Ki} < M_{Kmin}$, алгоритм переходит на следующий одиннадцатый этап. В противном случае начинают расчет выходного инвертора с этапа №13.

На одиннадцатом этапе параметр массы M_{Kmin} принимает значение полученной на i -ом шаге минимальной суммарной массы M_{Ki} компонентов повышающего конвертера.

Двенадцатый этап предназначен для перехода на следующий шаг итерации, при котором проводят расчет повышающего конвертера при увеличении частоты преобразования электрической энергии на принятое значение Δf . Далее расчет повышающего конвертера повторяют с новой принятой частотой преобразования электрической энергии, начиная с этапа №2.

Как отмечалось ранее, в случае невыполнения условия на этапе №10, начинают расчет выходного инвертора с этапа №13, который по двадцать третий этап имеет аналогичный принцип построения с расчетом повышающего конвертера с учетом особенностей исходных данных и силовой схемы.

На завершающем двадцать четвертом этапе предложенного алгоритма выводят требуемые параметры разрабатываемой силовой схемы СП при полученных минимальных значениях массы M_{Kmin} и M_{Imin} повышающего конвертера и выходного инвертора соответственно.

Таким образом, предложенный алгоритм на основе исходных данных позволяет, посредством использования разработанной компьютерной модели,

проводить проектирование силовой части СП с учетом реальных характеристик выбранных силовых полупроводниковых приборов, включая определение частоты преобразования электрической энергии в повышающем конвертере и выходном инверторе, при которой масса всего устройства имеет минимальное значение.

Следует отметить, что перспективные проекты, реализуемые как на КА, так и на земле, могут иметь различные критерии оптимизации. Проведенный анализ показал, что предложенный принцип построения алгоритма проектирования разработанной силовой схемы повышающего конвертера и выходного инвертора эффективно функционирует также и при выборе в качестве целевой функции зависимости стоимости или коэффициента полезного действия от частоты преобразования электрической энергии. Соответственно, предложенный принцип построения алгоритма проектирования силовой части разработанного СП за счет универсального характера может быть использован как при выборе критерия массы или стоимости, так и при выборе коэффициента полезного действия в зависимости от частоты преобразования электрической энергии.

4.2 Результаты экспериментальных исследований разработанной силовой схемы статического преобразователя

С целью подтверждения достоверности результатов, полученных в ходе компьютерного моделирования рабочих процессов в предложенной силовой схеме и принципа двухканальной системы регулирования, был разработан макетный образец СП. Исходные данные, при которых был проведен расчет макетного образца, представлены в таблице 4.1.

При этом в качестве исходного данного задан тип и размер радиатора охлаждения для силовых полупроводниковых приборов повышающего конвертера и выходного инвертора.

Таблица 4.1

№ п/п	Наименование параметра	Значение
1	Номинальное выходное напряжение, В	220
2	Коэффициент нелинейных искажений выходного напряжения, %	5
3	Номинальная частота выходного напряжения, Гц	50
4	Номинальная выходная мощность СП, ВА	6800
5	Диапазон изменения входного напряжения, В	200...400
6	Напряжение промежуточного звена постоянного тока, В	700
7	Относительное значение амплитуды пульсаций токов, протекающих через входной дроссель L1 и дроссель L2 синус-фильтра, %	7
8	Относительное значение амплитуды пульсаций напряжения на конденсаторах C1 и C2 промежуточного звена постоянного тока, %	5
9	Максимальное значение температуры окружающей среды, °С	45
10	Допустимое значение температуры кристалла силовых полупроводниковых приборов, °С	90

Функциональная схема макетного образца приведена на рисунке 4.2.

В разработанном макетном образце в качестве ДН1-ДН4 использованы датчики напряжения типа LV25-P (LEM), в качестве ДТ1, ДТ2 применены датчики тока типа LP55-TP (LEM), а в качестве А3, А4 и А6 драйверы управления типа SKYPER 32 PRO R (Semikron). Плата системы управления А7 макетного образца выполнена на базе TMS320F28335 (Texas Instruments).

Посредством разработанного алгоритма проектирования СП (параграф 4.1) были определены компоненты макетного образца, приведенные в таблице 4.2.

Все силовые модули А1, А2 и А5, силовые транзисторы VT3 и VT4, силовой диод VD1 и входной дроссель L1 смонтированы на радиатор типа АВМ (Россия). Компоненты L2 и C3 выходного синус-фильтра и выходной контактор К1 установлены отдельно от радиатора.

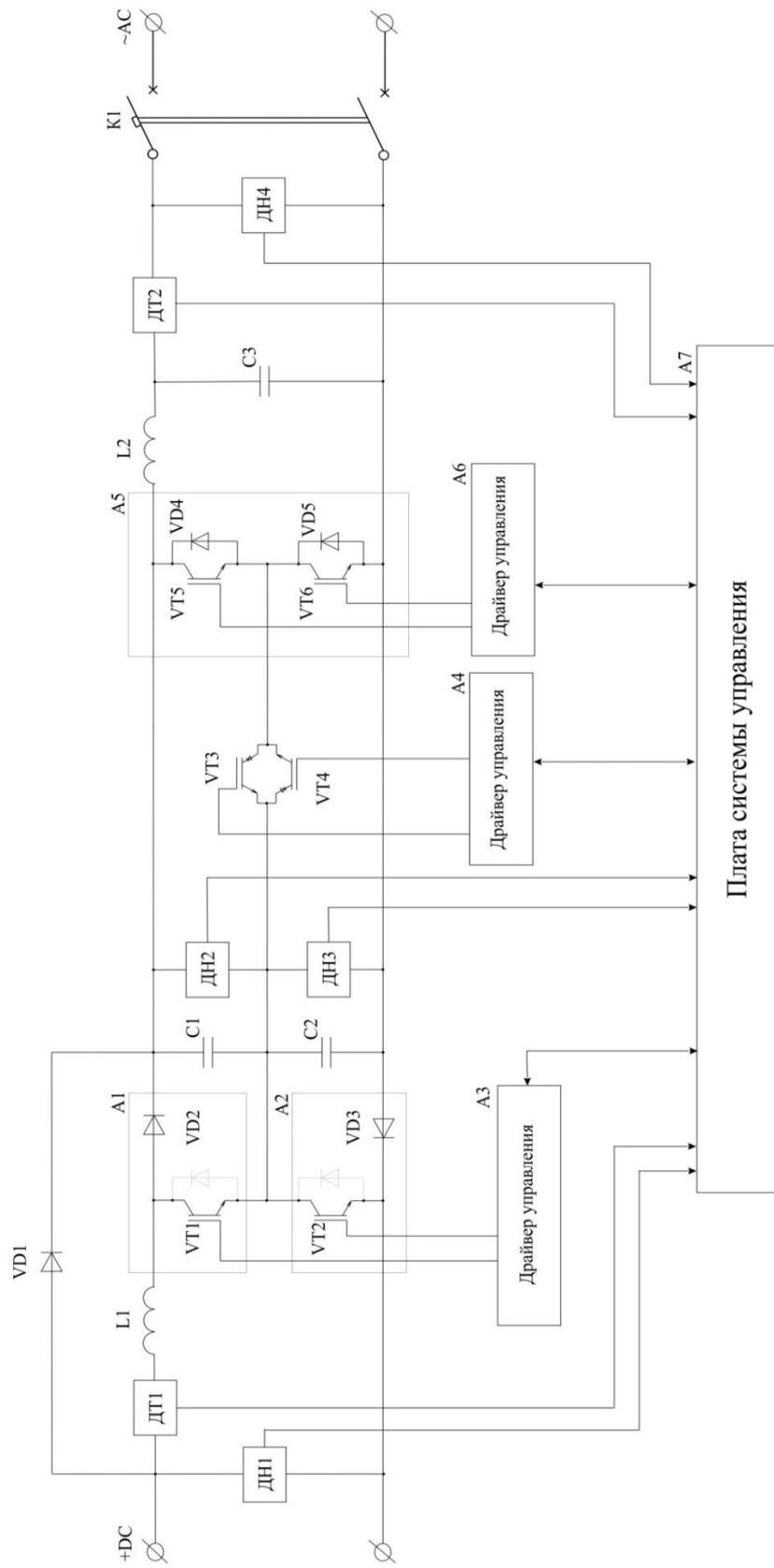


Рисунок 4.2

Таблица 4.2

№	Обозначение	Наименование и тип компонента
1	L1	Входной дроссель ТКРМ.801.000.00 с индуктивностью 4,8 мГн при частоте 5 кГц и 1,2 мГн при частоте 20 кГц
2	VD1	Диод типа STTH9012TV (STMicroelectronics)
3	A1	Силовой модуль типа SKM75GAL063D (Semikron), в состав которого входят силовой транзистор VT1 и диод VD2
4	A2	Силовой модуль типа SKM75GAR063D (Semikron), в состав которого входят транзистор VT2 и диод VD3
5	C1, C2	Конденсатор с общей емкостью 5 мФ, образованный путем параллельного соединения пяти конденсаторов типа ТМ (Jamicon) емкостью по 1 мФ и номинальным напряжением 450 В
6	VT3 и VT4	Силовые транзисторы типа FGW85N60RB (Fuji Electric)
7	A5	Силовой модуль типа SKM75GAL063D (Semikron), в составе которого входят два силовых транзистора VT5 и VT6 с обратными силовыми диодами VD6 и VD7
8	L2	Дроссель синус-фильтра ТКРМ.802.000.00 с индуктивностью 3,6 мГн при частоте 5 кГц и 0,25 мГн при частоте 20 кГц
9	C3	Конденсатор с емкостью 0,003 мФ типа МКР серии В32360 (EPCOS)
10	K1	Выходной контактор типа 3RT10 Sirius (Siemens)

Посредством макетного образца, внешний вид которого представлен на рисунке 4.3, была подтверждена работоспособность разработанной силовой схемы и предложенного принципа двухконтурной системы регулирования для синхронизации с магистральной сетью переменного тока. На рисунке 4.4 видно, что при подключении к магистральной сети система управления осуществляет синхронизацию СП с сетью, где кривая 1 и 2 – осциллограммы выходного напряжения и тока СП. При этом видно, что коэффициент мощности СП близок к единице.

С помощью макетного образца были исследованы токи, протекающие через компоненты силовой схемы, а также мощности потерь в повышающем конвертере, выходном инверторе и всего устройства в зависимости от входного напряжения, частоты f_{np} и выходной мощности СП. В таблицах 4.3 и 4.4 в

качестве примера представлены результаты экспериментальных и компьютерных исследований в зависимости от входного напряжения U_{ex} при f_{np} равной 5 кГц, где $I_{L1\delta}$ и $I'_{L1\delta}$ - действующее значение тока, протекающего через входной дроссель L1 и полученного при проведении компьютерного моделирования и экспериментальной проверки соответственно;

$\Delta I_{L1\delta}$ – отклонение между значениями $I_{L1\delta}$ и $I'_{L1\delta}$ относительно $I'_{L1\delta}$;

$I_{C1\delta}$, $I'_{C1\delta}$ - действующее значение тока, протекающего через конденсатор C1, и полученного в ходе компьютерного моделирования и эксперимента;

$\Delta I_{C1\delta}$ – отклонение между значениями $I_{C1\delta}$ и $I'_{C1\delta}$ относительно $I'_{C1\delta}$;

P_K и P'_K – общие мощности потерь в повышающем конвертере, включая входной дроссель L1, а также конденсаторы C1 и C2, полученные в ходе компьютерного моделирования и эксперимента соответственно;

ΔP_K - отклонение между значениями P_K и P'_K , относительно P'_K ;

P_{II} и P'_{II} – общие мощности потерь в выходном инверторе, включая дроссель L2 и конденсаторы C3 выходного синус-фильтра, полученные в ходе компьютерного моделирования и эксперимента соответственно;

ΔP_{II} - отклонение между значениями P_{II} и P'_{II} , относительно P'_{II} .



Рисунок 4.3

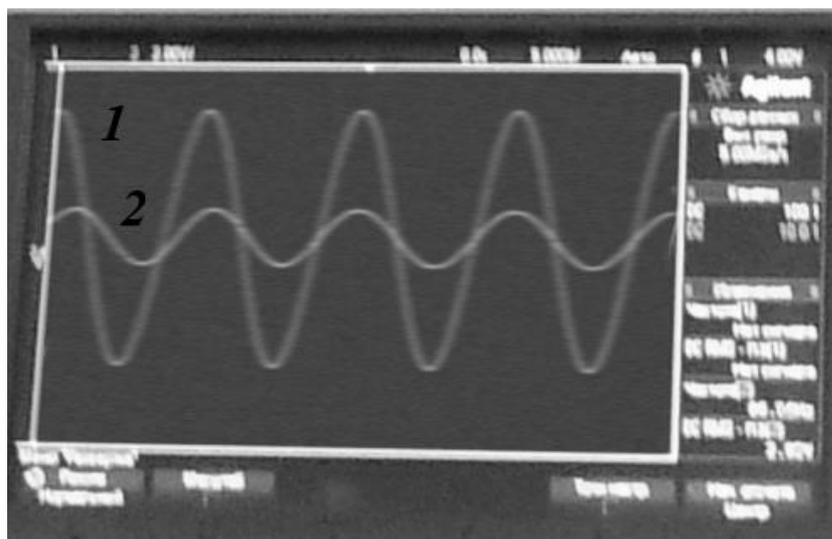


Рисунок 4.4

Таблица 4.3

U_{ex}, B	I_{L10}, A	I'_{L10}, A	$\Delta I_{L10}, \%$	I_{C10}, A	I'_{C10}, A	$\Delta I_{C10}, \%$
200	33,40	34,69	3,87	21,09	22,17	5,13
250	26,18	27,43	4,79	19,01	19,78	4,05
300	21,81	20,87	-4,31	17,10	16,45	-3,80
350	18,70	17,69	-5,42	14,57	13,84	-5,01
400	16,56	15,79	-4,67	12,86	12,43	-3,34

Таблица 4.4

U_{ex}, B	P_K, Bm	P'_K, Bm	$\Delta P_K, \%$	P_{II}, Bm	P'_{II}, Bm	$\Delta P_{II}, \%$
200	267,02	276,82	3,67	149,90	155,10	3,47
250	180,56	186,63	3,36	149,89	154,45	3,04
300	134,13	130,54	-2,68	149,91	145,75	-2,77
350	104,68	100,85	-3,66	149,91	145,11	-3,20
400	85,44	82,74	-3,16	149,96	144,78	-3,45

На рисунках 4.5 и 4.6 приведены кривые, построенные на базе данных, представленных в таблицах 4.3 и 4.4.

Анализ сопоставления указанных данных показывает, что результаты расчетов, проведенных посредством разработанной компьютерной модели силовой схемы СП, имеют относительно высокую достоверность. Наибольшее расхождение между компьютерными и экспериментальными результатами, которое составляет 3,67 % при сопоставлении мощности потерь в повышающем конвертере, связано с тем, что реальные характеристики немного лучше паспортных параметров силовых полупроводниковых приборов.

В таблице 4.5 приведены результаты экспериментальных и компьютерных исследований в зависимости от входного напряжения U_{ex} при другой частоте f_{np} , равной 20 кГц. При этом в макетном образце был изменен входной дроссель L1 и дроссель L2 синус-фильтра, согласно данным компьютерного моделирования.

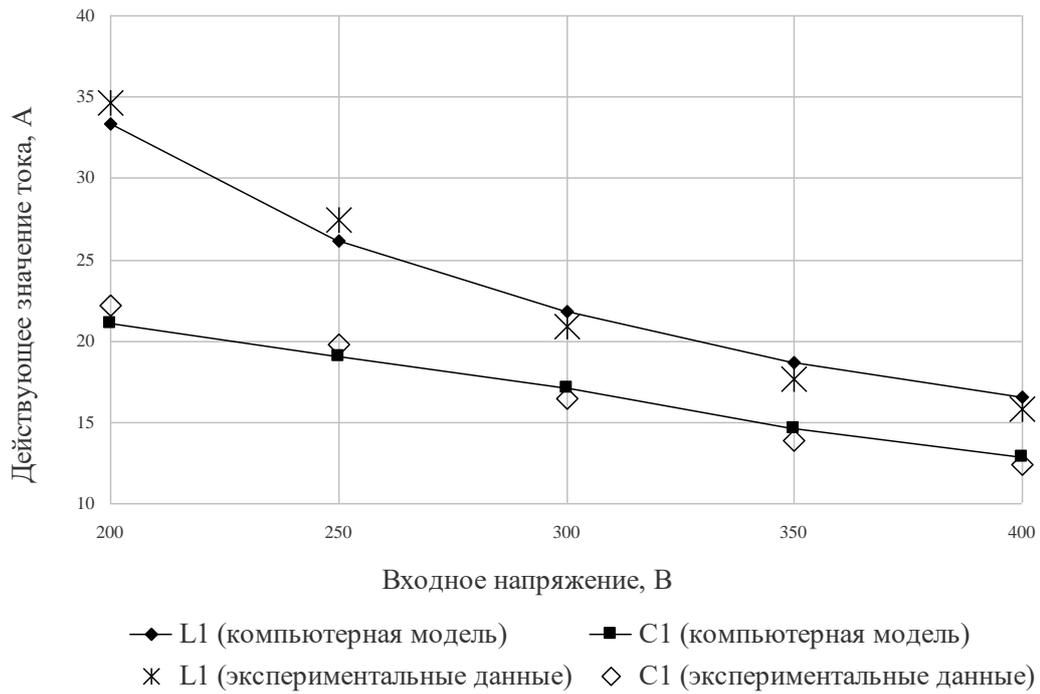


Рисунок 4.5

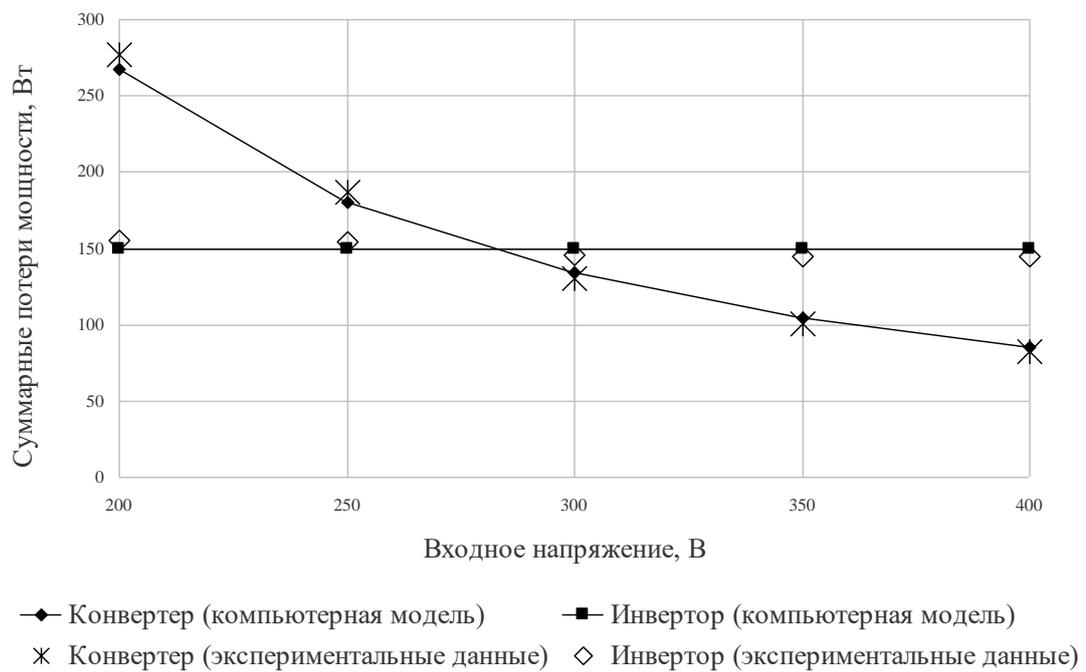


Рисунок 4.6

Таблица 4.5

U_{ax}, B	P_K, Bm	P'_K, Bm	$\Delta P_K, \%$	$P_{И}, Bm$	$P'_{И}, Bm$	$\Delta P_{И}, \%$	$\eta, \%$	$\eta', \%$	$\eta_n, \%$
200	300,92	310,84	3,30	162,75	168,52	3,54	93,22	92,99	92,14
250	224,54	229,81	2,35	162,50	167,41	3,02	94,34	94,19	93,58
300	176,54	171,13	-3,06	162,43	160,73	-1,05	95,05	95,15	94,33
350	141,44	136,67	-3,37	162,90	158,80	-2,52	95,55	95,68	94,74
400	117,11	113,92	-2,72	162,34	158,31	-2,48	95,92	96,02	95,01

На рисунках 4.7 и 4.8 приведены кривые, построенные на базе данных, представленных в таблице 4.5,

где η , η' - коэффициент полезного действия, рассчитанный в ходе компьютерного моделирования и эксперимента соответственно;

η_n - коэффициент полезного действия прототипа, рассчитанный в ходе компьютерного моделирования.

Как видно из таблицы 4.5 и рисунка 4.7, наибольшее расхождение между компьютерными и экспериментальными результатами, которое составляет 3,54% при сопоставлении мощности потерь в повышающем конвертере, связано с тем, что реальные характеристики немного лучше паспортных параметров силовых полупроводниковых приборов. При этом очевидно, что уровень полученных расхождений допустим для использования разработанной компьютерной модели при проведении исследований и инженерного проектирования разработанной силовой схемы СП.

Анализ кривых рисунка 4.8 подтверждает высокую достоверность результатов, полученных посредством разработанной компьютерной модели силовой схемы СП. При этом видно, что разработанная силовая схема имеет более высокий коэффициент полезного действия, чем прототип.

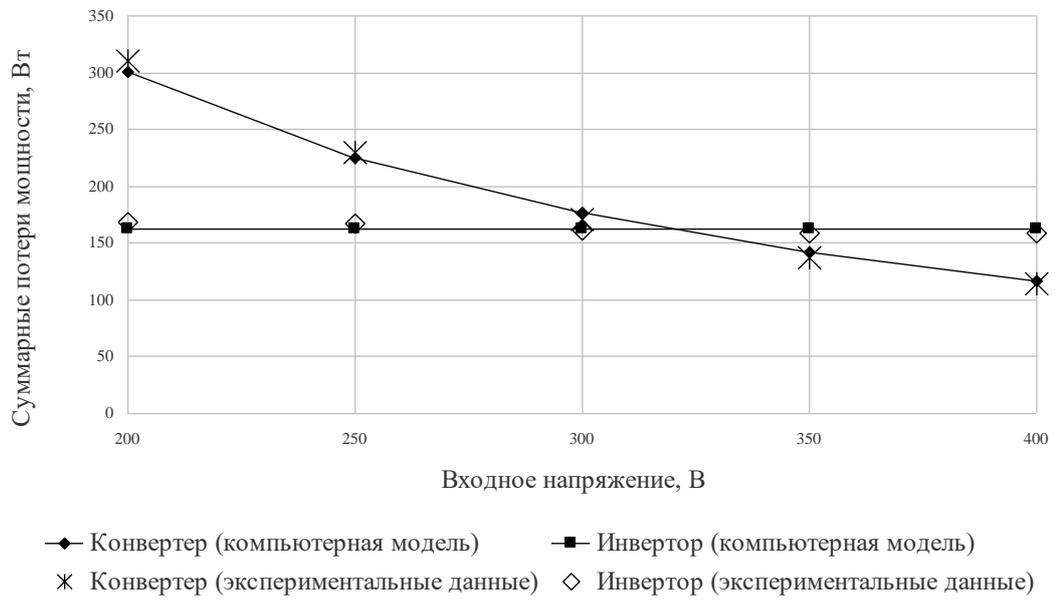


Рисунок 4.7

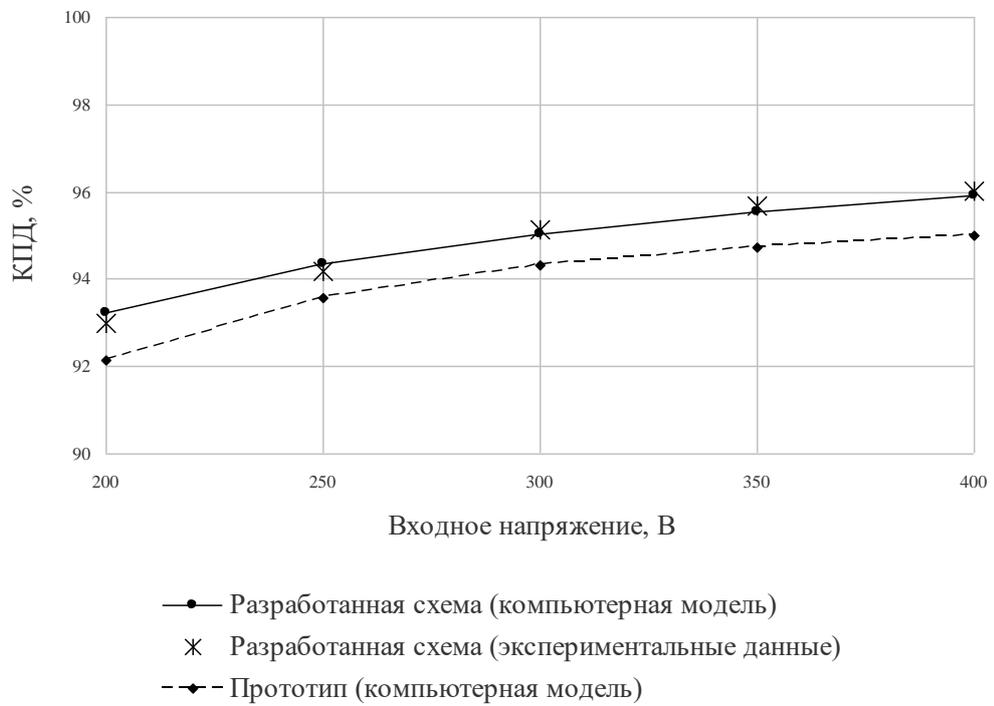


Рисунок 4.8

Следует отметить, что при разработке статического преобразователя стендового типа ПС120 УХЛ4** был использован предложенный принцип двухконтурного регулирования блока торможения А7, который подробно описан в параграфе 2.3 и условно обозначен как ДСР.

Преобразователь стендовый типа ПС120 УХЛ4** (в дальнейшем именуемый ПС) предназначен для проведения приемо-сдаточных испытаний асинхронного тягового двигателя, установленного на моторной тележке. В рабочем режиме ПС осуществляет преобразование трехфазного напряжения 400 В частотой 50 Гц промышленной сети в трехфазное линейное напряжение, изменяемое в пределах от 585 до 2340 В и с частотой от 25 до 100 Гц, для питания асинхронного тягового двигателя. В режиме торможения блок А7 определяет скорость остановки вращения ротора испытуемого двигателя. При этом блок торможения А7 задает уровень тока, протекающего через статорные обмотки, при котором ротор асинхронного тягового двигателя должен остановиться.

Параметры выходного напряжения ПС приведены в таблице 4.6.

Таблица 4.6

Наименование параметра	Значение
Номинальное действующее значение выходного линейного напряжения при максимальной частоте 100 Гц, В	2340
Диапазон изменения выходного линейного напряжения, В	от 585 до 2340
Максимальное значение мощности при максимальном значении выходного напряжения, кВА	120
Номинальное действующее значение выходного фазного тока, А	18,5
Максимальное действующее значение выходного фазного тока, А	29,6
Диапазон изменения значения частоты выходного напряжения, Гц	от 25 до 100
Базовый закон изменения выходного напряжения ($U_{\text{ВЫХ}}$) от частоты ($f_{\text{ВЫХ}}$)	$U_{\text{ВЫХ}}/f_{\text{ВЫХ}}=\text{const}$

Внешний вид ПС представлен на рисунке 4.9.

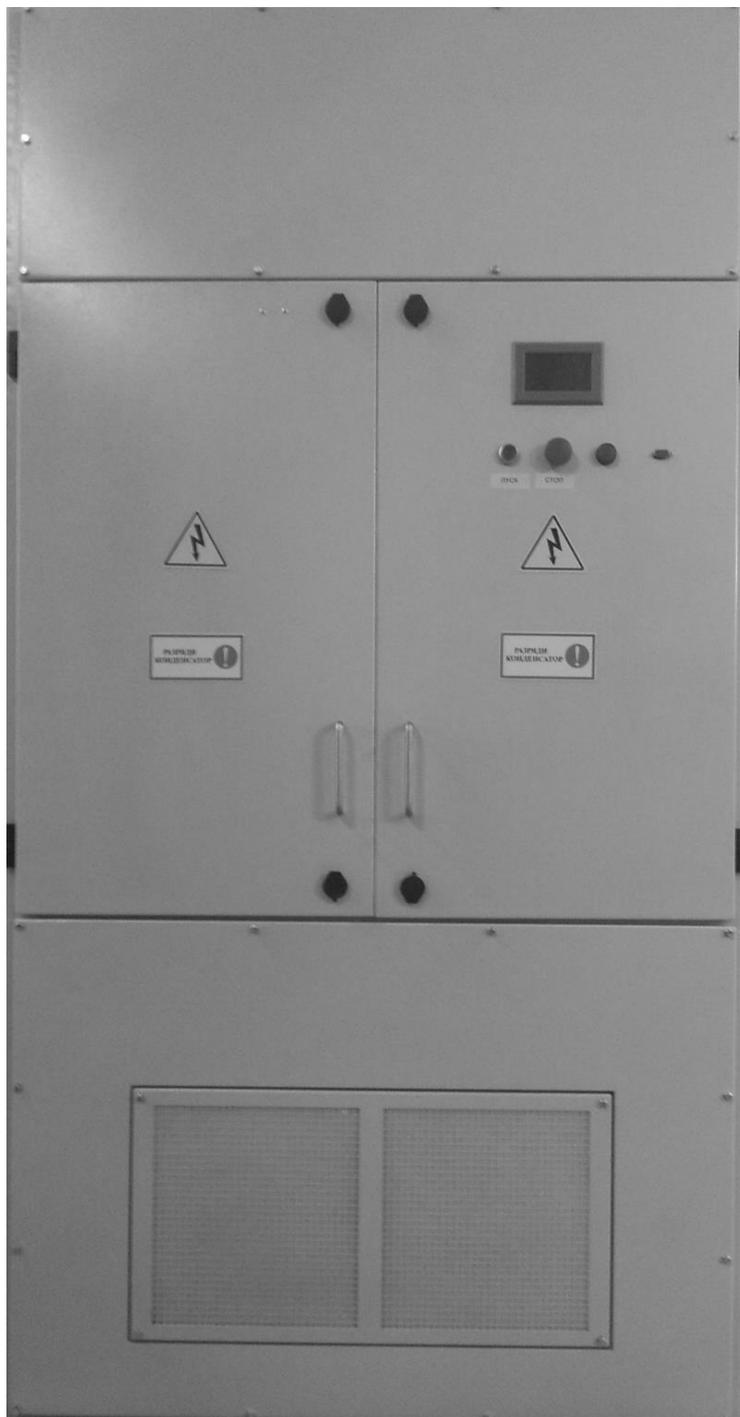


Рисунок 4.9

В процессе разработки ПС были проведены исследования практической реализации предложенного принципа двухконтурной системы регулирования, примененного в блоке торможения А7 рассматриваемого ПС, при передаче в режиме торможения электрической энергии в магистральную сеть (рисунок 4.10). При этом силовая схема блока торможения А7 представляет собой трехфазный мостовой инвертор, который по входу подключен к промежуточному звену постоянного тока СП, а по выходу соединен с магистральной трехфазной сетью.

Экспериментальные исследования показали, что ДСР в режиме торможения, осуществляя регулирование выходного тока блока А7, стабилизирует напряжение промежуточного звена постоянного тока ПС и тем самым поддерживает требуемый заданный ток торможения асинхронного тягового двигателя. При этом блок А7 передает электрическую энергию, которую генерирует асинхронный двигатель в режиме торможения, в магистральную сеть переменного тока с коэффициентом мощности, близким к единице.

Следует отметить, что при отсутствии режима торможения, силовые транзисторы трехфазного мостового инвертора блока торможения А7 полностью закрыты. В то же время, обратные силовые диоды силовых транзисторов трехфазного мостового инвертора блока торможения А7 выполняют роль входного трехфазного выпрямителя ПС.

Предложенный принцип двухконтурного регулирования синхронизации с напряжением магистральной сети также был использован при разработке преобразователя стендового типа ПС70-02 УХЛ4.

Преобразователь стендового типа ПС70-02 УХЛ4 предназначен для преобразования трехфазного линейного напряжения 380 В частотой 50 Гц промышленной сети в трехфазное линейное напряжение, изменяемое в пределах от 135 до 600 В и частотой от 27 до 120 Гц с целью питания трехфазного асинхронного тягового двигателя при проведении испытаний колесно-моторного блока электровоза.

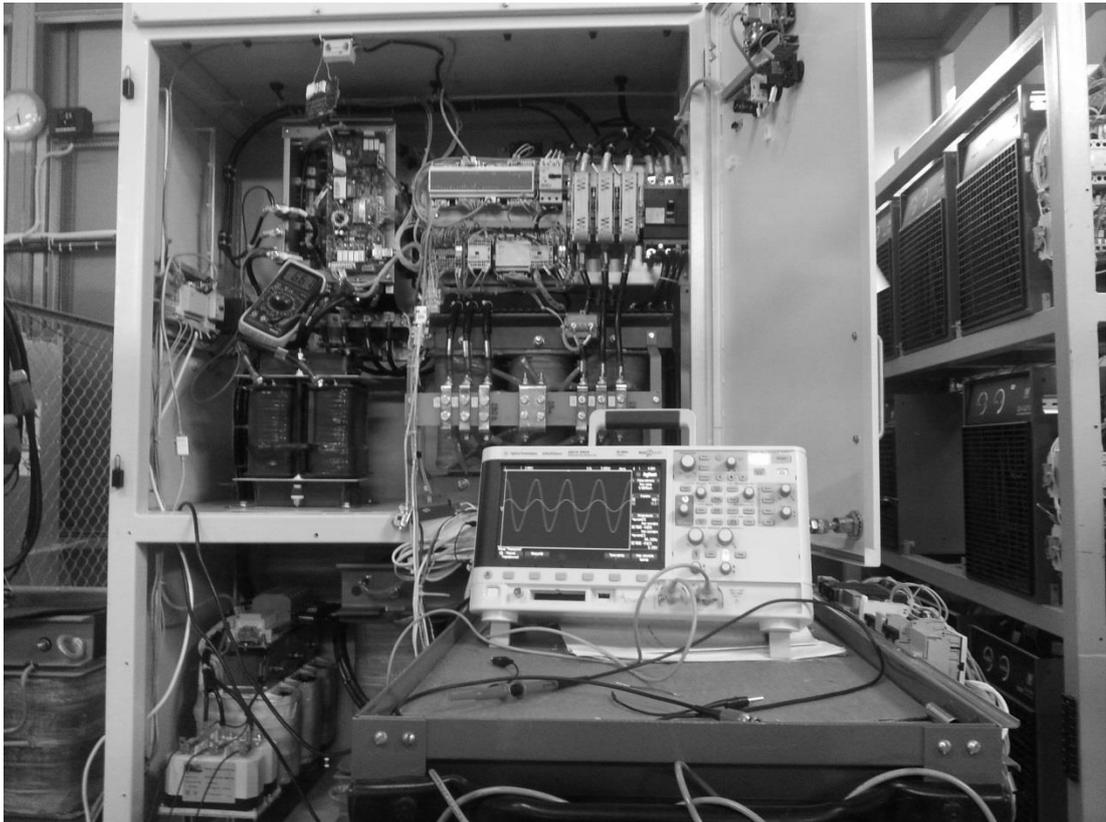


Рисунок 4.10

Параметры преобразователя типа ПС70-02 УХЛ4 приведены в таблице 4.7.

Таблица 4.7

Наименование параметра	Значение
Номинальное действующее значение выходного линейного напряжения при номинальной частоте 70 Гц, В	350 ± 25
Диапазон изменения выходного линейного напряжения, В	от 135 до 600
Максимальное значение мощности при максимальном значении выходного напряжения, кВА	70
Номинальное действующее значение выходного фазного тока, А	83
Номинальная частота выходного напряжения, Гц	70
Диапазон изменения значения частоты выходного напряжения, Гц	от 27 до 120
Базовый закон изменения выходного напряжения ($U_{\text{ВЫХ}}$) от частоты ($f_{\text{ВЫХ}}$)	$U_{\text{ВЫХ}}/f_{\text{ВЫХ}}=\text{const}$

Применение принципа двухконтурной системы регулирования при разработке преобразователя стендового типа ПС120 УХЛ4** и типа ПС70-02 УХЛ4 указано в акте о практическом использовании (приложение А).

Таким образом, проведенные экспериментальные исследования рабочих процессов на макетном образце и практическая апробация на промышленных образцах подтвердили:

- работоспособность разработанной силовой схемы СП и предложенного принципа двухконтурной системы регулирования для синхронизации выходного инвертора с напряжением магистральной сети переменного тока;

- достаточно высокую достоверность результатов расчетов, проведенных с использованием разработанной компьютерной модели. Наибольшее расхождение между компьютерными и экспериментальными результатами, которое составляет не более 5,42%, связано с тем, что реальные характеристики немного лучше паспортных параметров силовых полупроводниковых приборов;

- возможность достижения в разработанной силовой схеме СП коэффициента мощности равным единице при передаче электрической энергии в магистральную сеть.

4.3 Выводы по четвертой главе

1. Предложен алгоритм проектирования силовой части статического преобразователя, который позволяет выбирать рациональную частоту преобразования электрической энергии и параметры силовых компонентов статического преобразователя в зависимости от требований к его функционированию (минимальная масса, коэффициент полезного действия, стоимость и др.).

2. Создан макетный образец статического преобразователя, с помощью которого подтверждена работоспособность силовой схемы статического преобразователя и предложенного принципа двухконтурной системы регулирования для синхронизации статического преобразователя с сетью переменного тока, а также передача электрической энергии в сеть переменного тока при коэффициенте мощности равном единице.

3. Сравнительная оценка экспериментальных данных с результатами компьютерного моделирования позволила сделать вывод о достаточно высокой достоверности результатов компьютерного моделирования. Расхождение при оценке экспериментальных данных мощности потерь с результатами компьютерного моделирования составляет не более 3,5%, что допустимо с точки зрения инженерного проектирования и выбора элементов силовой схемы СП. Таким образом, экспериментально подтверждено, что в дальнейшем целесообразно применять разработанную компьютерную модель при проектировании статического преобразователя на основе предложенной силовой схемы и принципа регулирования инвертора.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основные научные и практические результаты диссертационной работы заключаются в следующем:

1. Проведен анализ технической литературы и существующих решений по конфигурации СФУ и схмотехнических решений СП, который позволил разработать классификацию СФУ по новым классификационным признакам (способам соединения ФМ, устранения токов утечки и подключения накопителей энергии). Сформулированные критерии по каждому из классификационных признаков и схмотехническим решениям СП позволяют осуществлять рациональный выбор структуры СФУ и синтез силовой схемы СП в зависимости от области применения.

2. Разработана силовая схема СП, обеспечивающая максимальную мощность СБ и позволяющая снизить токи утечки. При этом за счет совокупности схмотехнических решений и применения новой элементной базы достигнуто снижение мощности потерь на 15-20% по сравнению с известными аналогами, а также осуществляется балансировка напряжения конденсаторов в промежуточном звене постоянного тока СП. На предложенную силовую схему СП получен положительный результат формальной экспертизы ФИПС от 14.10.16 (заявка №2016129030 на патент РФ от 15.07.2016).

3. Разработан принцип двухконтурной системы регулирования инвертора СП, в котором один из контуров отвечает за формирование сигнала ошибки, характеризующего отклонение напряжения промежуточного звена постоянного тока СП от заданного значения, а второй – за формирование управляющего сигнала для ШИМ инвертора СП. Данный принцип позволяет синхронизировать СП с сетью переменного тока и обеспечить передачу электрической энергии от СБ в сеть с коэффициентом мощности близкому к единице.

4. Разработана компьютерная программа, реализующая предложенный принцип двухконтурной системы регулирования инвертора в системе управления

СП. Данная программа дополняет программный продукт компьютерного моделирования PSIM с помощью динамически подключаемой библиотеки. Программа защищена свидетельством о государственной регистрации программы для ЭВМ №2016660668 от 20.09.2016.

5. Созданы математическая и компьютерная модели с учетом особенностей разработанной силовой схемы СП, которые позволяют проводить исследования и анализ рабочих процессов в силовой схеме СП.

6. Предложен алгоритм проектирования силовой части СП, который позволяет осуществлять рациональный выбор частоты преобразования электрической энергии в СП с учетом минимума массы, коэффициента полезного действия или стоимости СП.

7. Создан макетный образец СП и экспериментально подтверждены на нем: справедливость полученных теоретических положений, результатов компьютерного моделирования разработанной силовой схемы СП; работоспособность предложенного принципа двухконтурной системы регулирования инвертора СП с целью синхронизации СП с магистральной сетью переменного тока и передачи электрической энергии от СБ в сеть с коэффициентом мощности близкому к единице; снижение суммарных потерь мощности в СП на 15-20% по сравнению с известными аналогами.

8. Результаты диссертационной работы в части предложенного принципа двухконтурной системы регулирования инвертора СП, были использованы при разработке преобразователей стендового типа ПС120 УХЛ4**, предназначенного для проведения испытаний асинхронного тягового двигателя, и преобразователя типа ПС70-02 УХЛ4, предназначенного для электропитания тягового двигателя при проведении испытаний колесно-моторного блока грузового электровоза, что подтверждено Актом о практическом использовании от 13 сентября 2016 г. (приложение А).

9. Положения диссертационной работы использованы в учебном процессе кафедры 310 «Энергетические, электромеханические и биотехнические

системы» МАИ, что подтверждено Актом внедрения в учебный процесс Московского авиационного института от 12 сентября 2016 г. (приложение Б).

Таким образом, в диссертационной работе решена научно-техническая задача по повышению эффективности СП, работающего совместно с СБ, что способствует дальнейшему применению СФУ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Рамочная конвенция Организации объединенных наций об изменении климата. FCCC/INFORMAL/84 GE.05-62222 190705 280705, 1992. – 31 с.
2. Дякин, С.В. Способы построения солнечных установок / С.В. Дякин, Д.А. Ниткин, С.И. Вольский // Новое в российской электроэнергетике. – 2016. – №8. – С. 39 – 47.
3. Попель, О.С. Возобновляемые источники энергии: роль и место в современной и перспективной энергетике / О.С. Попель // Рос. хим. ж. (Ж. Рос. хим. об-ва им. Д. И. Менделеева). – 2008. – Т. LII, № 6. – С. 95-106.
4. Глобальная энергетика и устойчивое развитие. Мировая энергетика 2050 (Белая книга) / ред. В.В. Бушуева, В.А. Каламанова. – М.: ИД «Энергия», 2011. – 360 с.
5. Лосюк, Ю.А. Нетрадиционные источники энергии / Ю.А. Лосюк, В.В. Кузьмич. – Мн.: УП «Технопринт», 2005. – 234 с.
6. Лакутин, Б.В. Возобновляемые источники электроэнергии / Б.В. Лакутин. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2008. – 187с.
7. Patel, M.R. Wind and Solar Power Systems: Design, Analysis, and Operation / M.R. Patel. – NW.: CRC Press, 2005. – 472 p.
8. Обухов, С.Г. Системы генерирования электрической энергии с использованием возобновляемых энергоресурсов: учебное пособие / С.Г. Обухов. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2008. – 140 с.
9. Электрооборудование летательных аппаратов: учебник для вузов. В двух томах / С.А. Грузков, С.Ю. Останин, А.М. Сугробов [и др.]; под редакцией С.А. Грузкова. – М.: Издательство МЭИ, 2005. Том 1. Системы электроснабжения летательных аппаратов. – 2005. – 568 с.

10. Андреев, В.М. Мощные фотоэлектрические преобразователи монохроматического и концентрированного солнечного излучения / В.М. Андреев // Современная электроника. – 2014. – № 6. – С. 20-25.
11. Легостаев, В.П. Перспективы и эффективность применения космических ядерно-энергетических установок и ядерных электроракетных двигательных установок / В.П. Легостаев, В.А. Лопота, В.В. Синявский // Космическая техника и технология. – 2013. – № 1. – С. 4-15.
12. Space Power [Электронный ресурс] / Science news, NASA. – 2002. Режим доступа: https://science.nasa.gov/science-news/science-at-nasa/2002/03sept_spacespower. – Дата обращения: 15.05.2015 г.
13. Проектирование системы энергоснабжения научно-энергетического модуля для Российского сегмента Международной космической станции / А.Г. Бидеев, А.Ю. Семин, А.В. Кузнецов, М.Р. Ахмедов // Космическая техника и технологии. – 2015. – № 2(9). – С. 64-74.
14. Григорьян, В.Г., Евдокимов, К.В. Энергоустановки космических летательных аппаратов: учебное пособие / В.Г. Григорьян, К.В. Евдокимов. – М.: МАИ, 2007. – 82 с.
15. Highest efficiency multi-junction solar cell for terrestrial and space applications / Andreas W. Bett [et al.] // 24th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition, 21-25 September 2009, Hamburg, Germany. – 2009. – P.1-6.
16. Бортовые энергосистемы аппаратов на основе солнечных и химических батарей: учебное пособие / Безручко К.В., Елисеев В.Б., Постаногов В.П. – Х.: Харьк. авиац. ин-т, 1992. – 260 с.
17. Гуштин, В.Н. Основы устройства космических аппаратов. / В.Н. Гуштин. – М.: Машиностроение, 2003. – 272 с.
18. Дякин, С.В. Повышение эффективности системы электроснабжения с применением солнечных установок / С.В. Дякин // Гагаринские чтения – 2016: XLII Международная молодежная научная конференция: Сборник тезисов

докладов. – М.: Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет), 2016. – Т. 1. – С. 675-676.

19. Зиновьев, Г.С. Силовая электроника / Г.С. Зиновьев. – М.: Юрайт, 2015. – 668 с.

20. Моин, В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи / В.С. Моин. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 376 с.

21. Розанов, Ю.К. Силовая электроника / Ю.К. Розанов, М.В. Рябчицкий, А.А. Кваснюк. – М.: Наука, 2009. – 632 с.

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

23. Резников, С.Б. Электромагнитная и электроэнергетическая совместимость систем электроснабжения и вторичных источников питания полностью электрифицированных самолетов / С.Б. Резников, В.В. Бочаров, И.А. Харченко; под редакцией С.Б. Резникова. – М.: Изд-во МАИ, 2014. – 160 с.

24. Специальные электрические машины. Источники и преобразователи энергии: учебное пособие для вузов. – В 2-х кн. / Бертинов А.И., Бут Д.А., Мизюрин С.Р. [и др.]; под редакцией Б.Л. Алиевского. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1993. – 368 с.

25. Андреев, В.М. Интегрированная солнечно-ветровая энергетическая установка с накопителем энергии на основе водородного цикла / В.М. Андреев, А.Г. Забродский, С.О. Когновицкий // Альтернативная энергетика и экология. – 2007. – №2 (46). – С. 99-105.

26. Войтович, И.А. Современные статические преобразователи шкалы «Б» / И.А. Войтович, С.Ф. Коняхин, В.А. Цишевский // Практическая силовая электроника. – 2005. – №19, 2005. – С. 33-37.

27. Накопители энергии / Д.А. Бут, Б.Л. Алиевский, С.Р. Мизюрин [и др.]; под ред. Д.А. Бута. – М.: Энергоатомиздат, 1991. – 400 с.

28. Алферов, Ж.И. Тенденции и перспективы развития солнечной фотоэнергетики / Ж.И. Алферов, В.М. Андреев, В.Д. Румянцев // Физика и техника полупроводников. – 2004. – Т. 38, №8, 2004. – С. 937-948.
29. Dybko, M.A. Active power filter with battery energy storage based on NPC inverters / M.A. Dybko, S.V. Brovanov // 16 International conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM), Altai, Erlagol, 2015. – P. 415-421.
30. Войтович, И.А. Статические преобразователи систем электроснабжения летательных аппаратов / И.А. Войтович, С.Ф. Коняхин, В.А. Цишевский // Силовая интеллектуальная электроника. – 2005. – №1. – С. 31-34.
31. Грилихес, В.А. Солнечная энергия и космические полеты / В.А. Грилихес, П.П. Орлов, Л.Б. Попов. – М. : Наука, 1984. – 216 с.
32. Брованов, С. В. Полупроводниковый преобразователь с подавлением синфазного тока утечки для систем генерирования электрической энергии на базе фотоэлектрических модулей / С.В. Брованов, Е.В. Гришанов, М.А. Дыбко // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2015. – №3 (37). – С. 170-177.
33. Гельман, М.В. Преобразовательная техника: Учебное пособие / М. В. Гельман, М. М. Дудкин, К. А. Преображенский. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2009. – 423 с.
34. Русскин, В. А. Исследование алгоритмов поиска точки максимальной мощности для повышающего преобразователя напряжения солнечного инвертора / В.А. Русскин, С.М. Семенов, Р.К. Диксон // Известия Томского политехнического университета. – 2016. – Т. 327, № 4. – С. 78-87.
35. Усков, А.Е. Автономные инверторы солнечных электростанций: монография / А.Е. Усков. – Краснодар: КубГАУ, 2011. – 126 с.
36. Шиняков, Ю.А. Выбор структуры систем электроснабжения низкоорбитальных космических аппаратов / Ю.А. Шиняков, А.С. Гуртов, К.Г.

Гордеев, С.В. Ивков // Вестник Самарского государственного аэрокосмического университета. – 2010. – №1 (121). – С. 103-111.

37. Дидык, П.И. Высокопрочные шунтирующий и блокирующий диоды солнечных батарей космических аппаратов: 05.27.01 "Твердотельная электроника, радиоэлектронные компоненты, микро- и наноэлектроника, приборы на квантовых эффектах" : диссертация кандидата технических наук / П. И. Дидык, Московск. Авиацион. Ин-т Нац. Исследоват. Ун-т . – М., 2014 . – 125 с.

38. Вольский, С. И. Методы построения бортовых статических вторичных источников квазисинусоидального напряжения / С.И. Вольский, В.С. Гершберг, Т.О. Мишина // Деп. ЦНТИ ГА. – 1989. – № 753-га. – С 89-62.

39. Басовский, А.А. Шунтирующие и развязывающие диоды для космических БС / А.А. Басовский, Л.В. Анурова, Е.С. Кузьменко, В.М. Кривякин // Сборник трудов 5 научно-практической конференции «Микротехнологии в авиации и космонавтике». – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2007. – С. 19-24.

40. Андреев, В.М. Нанотехнологии для солнечной фотоэнергетики / В.М. Андреев // Альтернативная энергетика и экология. – 2007. – № 2(46). – С. 93-98.

41. Timothy L. Skvarenina. The Power Electronics Handbook / Timothy L. Skvarenina. – USA: CRC Press LLC, 2002. – 664 p.

42. Карабанов, С. Фотоэлектрические системы. Перспективы. Состав. Параметры / С. Карабанов // Электронные компоненты. – 2000. – №5. – С. 52-58.

43. Zhao, Z. High Efficiency Single-stage Grid-tied PV Inverter for Renewable Energy System / Z. Zhao. – Blacksburg, VA, April 20, 2012. – 149 p.

44. Nguyen Gia Minh Thao. A control strategy based on fuzzy logic for three-phase grid-connected photovoltaic system with supporting grid-frequency regulation / Nguyen Gia Minh Thao, Kenko Uchida // Journal of Automation and Control Engineering. – April, 2016. – Vol. 4, No. 2. – P. 96-103.

45. Advanced Power Electronic Interfaces for Distributed Energy Systems: Technical Report NREL/TP-581-42672 / W. Kramer [et al.]. – Colorado, USA: National Renewable Energy Laboratory, March 2008. – P. 1-119.

46. Harada, K. Controlled power interface between solar cells and ac source / K. Harada, G. Zhao // IEEE transactions on Power Electronics. – October, 1993. – Vol. 8, No.4. – P. 654-662.
47. Дякин, С.В. Преобразователь энергии в многоагентной системе электроснабжения космического летательного аппарата / С.В. Дякин, Н.В. Дякин, С.И. Вольский // Вестник Московского авиационного института. – М.: Московский авиационный институт. –2016. – Т. 23, №1. – С. 210-217.
48. Zamora, R. Power electronic interfaces for stand-alone photovoltaic systems: M.S.E.E. University of Arkansas. USA / R. Zamora. – 2008. – P. 1-133.
49. Chakraborty, S. A review of power electronics interfaces for distributed energy systems towards achieving low-cost modular design / S. Chakraborty, B. Kramer, B. Kroposki // Renewable and Sustainable Energy Reviews. – 2009. – No. 13. – P. 2323-2335.
50. Handbook of Research on Solar Energy Systems and Technologies / S. Anwar [et al.] Engineering Science Reference (an imprint of IGI Global). – 2013. – 596p.
51. Pacas, J.M. Design of a robust and efficient power electronic interface for the grid integration of solar photovoltaic generation systems / J.M. Pacas, M.G. Molina // International Journal of Hydrogen Energy. – July, 2012. – Vol. 37, Issue 13. – P. 10076-10082.
52. Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources. A Survey / J.M. Carrasco [et al.] // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – August, 2006. – Vol. 53, No. 4. – P. 1002-1016.
53. Leakage current evaluation of a single-phase transformerless PV inverter connected to the grid / O. Lopez, R. Teodorescu [et al.] // Conference: Applied Power Electronics Conference, APEC 2007. Twenty Second Annual IEEE. Conference Paper. – April, 2007. – P. 907-912.
54. Aswathy, P.S. Series-Connected Forward-Flyback Converter for High Step-Up Power Conversion / P.S. Aswathy, M.S.P. Subathra // International Journal of

Engineering and Advanced Technology (IJEAT). – December, 2012. – Vol. 2, Issue 2. – P. 269-273.

55. Дякин, С.В. Применение мультikonвертера на летательных аппаратах / С.В. Дякин // Сборник тезисов докладов: Московской молодёжной научно-практической конференции «Инновации в авиации и космонавтике – 2014». – М.: ООО «Принт-салон», 22-24 апреля 2014. – С. 105-106.

56. Perumal, S. Dual Switch Forward & Flyback Converter: A Comparison / S. Perumal, K.H. Sivanand, J.S. Rajashekar // International Journal of Innovative Science, Engineering & Technology. – April, 2015. – Vol. 2, Issue 4. – P. 204-208.

57. Anjana, S. A Multiple Output Dc-Dc Converter Using Two Switch Forward Topology / S. Anjana, H. Revathi [et al.] // International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering. – December, 2014. – Vol. 3, Special Issue 5. – P. 338-345.

58. Dyakin, S. The peak power corrector for the apartment buildings / S. Dyakin, N. Dyakin, S. Volskiy // PCIM Europe Conferenc Proceedings, Nuremberg, Germany, 2012. – P. 1501-1508.

59. Дякин, С.В. Корректор пиковой мощности / С.В. Дякин, Н.В. Дякин, С.И. Вольский // Сборник тезисов докладов: Радиоэлектроника, электротехника и энергетика: Восемнадцатая Междунар. науч.-техн. конф. студентов и аспирантов. – М.: Издательский дом МЭИ, 2012. – Т.4. – С. 361-362.

60. A Noval Transformerless Inverter Topology without Zero-Crossing Distortion / T. Salmi [et al.] // International Journal of Renewable Energy Research. – 2012. – Vol. 2, No. 1. – P. 140-146.

61. J. Nagarjuna Reddy. Analysis and Modeling of Transformerless Photovoltaic Inverter Systems / J. Nagarjuna Reddy, K Jyothi // International Journal of Modern Engineering Research. – October, 2013. – Vol. 3, Issue 5. – P. 2932-2938.

62. Syed, A. Evaluation of Single Phase Transformerless Photovoltaic Inverters. Electrical and Electronics Engineering / A. Syed, S.T. Kalyani // An International Journal. – May, 2015. – Vol. 4, No. 2. – P. 25-39.

63. Experimental Analysis of Single-Phase Non-Transformer Photovoltaic Inverter with Optimum Efficiency / J. Nishi [et al.] // International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering. – May, 2014. – Vol. 3, Special Issue 4. – P. 286-298.
64. Филатов В. Двух- и трехуровневые инверторы на IGBT / В. Филатов // Силовая электроника. – 2012. – №4. – С. 38-41.
65. Хофманн, Д. Основное отличие между стандартными IGBT и RB-IGBT-обратная запирающая способность / Хофманн Д. (перевод Тимур Паньков) // Силовая электроника. – 2013. – №4. – С. 46-48.
66. Dyakin, S. Application of multi-converter in the peak power corrector / S. Dyakin, N. Dyakin, S. Volskiy // PCIM Europe Conference Proceedings, Nuremberg, Germany, 2013. – P. 1643-1650.
67. Mehta, P. Investigations on ANPC Multilevel Inverter used for Even Loss Balancing / P. Mehta, A. Kunapara // International Journal on Recent and Innovation Trends in Computing and Communication. – 2015. – Vol. 3, Issue 2. – P. 25-27.
68. Design and Implementation of a 125 kW T-NPC PV Inverter / Y. Wu [et al.] // PCIM Asia 2015. – 24-26 June, 2015. – P. 320-327.
69. Брылина, О. Г. Силовая электроника / О.Г. Брылина, М.В. Гельман, М.М. Дудкин. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2012. – 144 с.
70. A Review of Non-Isolated High Step-Down Dc-Dc Converters / A. Farooq [et al.] // International Journal of Smart Home. – 2015. – Vol. 9, No. 8. – P. 133-150.
71. Дякин, С.В. Применение преобразователей постоянного тока в авиации и космонавтике / С.В. Дякин // XI Научные чтения по авиации, посвященные памяти Н. Е. Жуковского: Сборник докладов XI Всероссийской научно-технической конференции (Москва, 17–18 апреля 2014). – М.: ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, апрель 2014. – С. 234-237.
72. Design and Simulation of DC-DC Converter Used in Solar Charge Controllers / A. Pradhan [et al.] // International Journal of Engineering Inventions. – February, 2013. – Vol. 2, Issue 3. – P. 59-62.

73. Volskiy, S. Power supply source for the continental shelf bottom exploration system / S. Volskiy, Y. Skorokhod, N. Antushev, N. Volskiy // PCIM Europe Conference Proceedings, Nuremberg, 2014. – P. 1492-1499.
74. Ranganath, B.J. Design of DC/DC Buck-Boost Converter Charge Controller for Solar Power Applications / B.J. Ranganath, R.T. Amurth // Global Research Analysis. – July 2013. – Vol. 2, Issue 7. – P. 201-203.
75. Маморцев, С.В. Технология мягкой коммутации транзисторов в преобразователе постоянного напряжения в постоянное / С.В. Маморцев, Г.Я. Михальченко // Доклады ТУСУРа. – март 2013. – №1 (27). – С. 24-27.
76. Volskiy, S. Development and test of the power multilevel converter for wind turbine systems / S. Volskiy, Y. Skorokhod // IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies, ICSET 2008. – P. 804-811.
77. Аверин, С.В. Сравнение основных структур преобразователей постоянного напряжения для коррекции коэффициента мощности / С.В. Аверин, М.А. Малышев // Практическая силовая электроника. – 2009. – №4 (36). – С. 31-36.
78. Hwu, K.I. KY Converter and Its Derivatives / K.I. Hwu, Y.U. Yau // International Journal of Innovation Research in Science, engineering and Technology. – January, 2009. – Vol. 24, No. 1. – P. 128-137.
79. Venkatanarayanan, S. Analysis of Integrated SEPIC & KY Converter for Solar Energy Conversion with MPPT Controller / S. Venkatanarayanan, G. Jeyalakshmi // International Journal of Innovation Research in Science, engineering and Technology. – March, 2014. – Vol. 3, Special Issue 3. – P. 251-260.
80. Joy Iong-Zong Chen. The Implementation of a High Efficiency Full-Bridge Converter / Joy Iong-Zong Chen // Engineering. – March 2011. – No. 3. – P. 331-339.
81. Volskiy, S. The analysis and simulation of power circuits for high voltage converter. Conference Proceedings / S. Volskiy, Y. Skorokhod, V. Shergin // IPEMC 2006: CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference, Shanghai, China, 2006. – P. 1133-1140.

82. High Power Full-Bridge DC-DC Converter using a Center-Tapped Transformer and a Full-Wave Type Rectifier / Min-Gi Kim [et al.] // International Journal of Control and Automation. – 2014. – Vol. 7, No. 4. – P. 267-278.
83. Sivaprasad, A. Half bridge Converter for Battery Charging Application / A. Sivaprasad, K. Deepa, K. Mathew // International Journal of Engineering Research and Application (IJERA). – August 2012. – Vol. 2, Issue 4. – P. 994-999.
84. Вольский, С.И. Анализ рабочих процессов трехфазного инвертора с вспомогательным однофазным трансформатором / С.И. Вольский, Д.В. Чуев, А. Раххель // Электричество. – 2002. – №5. – С. 80-85.
85. Мыщык, Г.С. Преобразователи постоянного напряжения в переменное с промежуточным высокочастотным преобразованием / Г.С. Мыщык, А.В. Чеснаков // Электротехника. – 1981. – №5. – С. 8-13.
86. Гершберг, В.С. Анализ рабочих процессов трехфазного инвертора с секционированным трансформатором / В.С. Гершберг, С.И. Вольский // Электромеханические и электромагнитные устройства генерирования и преобразования энергии. – М.: МАИ, 1993. – С. 85-91.
87. Хасаев, О. И. Транзисторные преобразователи напряжения и частоты / О.И. Хасаев. – М.: Наука, 1966. – 175 с.
88. New family of power converters with reduced harmonic distortion of voltage output / S. Volskiy [et al.] // Power Conversion, PCIM-99, Nurnberg, Germany, 1999. – P. 433-441.
89. Гречко, Э.Н. Автономные инверторы модуляционного типа / Э.Н. Гречко, В.Е. Тонкаль. – Киев: Наукова думка, 1983. – 304 с.
90. Volskiy S. The analysis and simulation of power circuits for AC high voltage converter / S. Volskiy, Y. Skorohod // Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Bangkok, Thailand, 2007. – P. 1741-1748.

91. Comparison of H-bridge single-phase transformerless PV string inverters / J.R. Dreher [et al.] // Industry Applications (INDUSCON), 10th IEEE/IAS International Conference on. – 5-7 November, 2012. – P. 1-8.
92. Raphael, M. Elimination of Leakage Current using HBZVR-D Topology / M. Raphael, G. Rajkumar // International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering. – June, 2015. – Vol. 4, Issue 6. – P. 5747-5754.
93. High-Efficiency Inverter for Photovoltaic Applications / A. Trubitsyn [et al.]// IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. – September, 2010. – P. 2803-2810.
94. Попков, О.З. Основы преобразовательной техники / О.З. Попков. – М.: Издательский дом МЭИ, 2010. – 200 с.
95. Бурков, А.Т. Электронная техника и преобразователи / А.Т. Бурков. – М.: Транспорт. 1999. – 464 с.
96. Горбачев, Г. Н. Промышленная электроника: Учебник для вузов / Г.Н. Горбачев, Е.Е. Чаплыгин; под ред. В. А. Лабунцова. – М.: Энергоатом-издат, 1988. – 320 с.
97. Jiang, Y. Single phase full bridge inverter with coupled filter inductors and voltage doubler for PV module integrated converter / Y. Jiang, J. Pan // Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences. – 2009. – Vol. 57, No. 4. – P. 355-361.
98. Дякин, С.В. Проблемы синхронизации инвертора с сетью / С.В. Дякин, Д.А. Ниткин, С.И. Вольский // Практическая силовая электроника. – 2015. – №60. – С. 17-21.
99. Das, K. Grid Connected Micro Inverter System Using Half Bridge Converter / K. Das, M.G. Rabbani // International Journal of Renewable Energy Research. – 2013. – Vol. 3, No. 2. – P. 441-445.
100. Patel, M.R. Spacecraft power systems / M.R. Patel. – Washington: CRC Press, 2010. – 642 p.

101. Allison, P.R. What will power tomorrow's spacecraft? [Электронный ресурс] / P.R. Allison – BBC, 2016. Режим доступа: <https://bbc.com/future/story/20160119-what-will-power-tomorrows-spacecraft>. – Дата обращения: 20.05.2016.
102. Shenai, K. Spacecraft Power Systems Design to Minimize Electro Magnetic Interference (EMI) Effects / K. Shenai // PIERS Proceedings, Prague, Czech Republic. – August, 2007. – P. 24-29.
103. NASA Space Technology Roadmaps and Priorities. – Washington: National Academies Press, 2012. – 357 p.
104. Костырев, М.Л. Выбор частоты комбинированных автономных систем электроснабжения космических летательных аппаратов / М.Л. Костырев // Электротехнические комплексы автономных объектов. – М.: МЭИ, 1999. – С. 25-26.
105. Системы электропитания космических аппаратов на основе регулируемых преобразователей с промежуточным звеном повышенной частоты / А.В. Осипов [и др.] // Известия Томского политехнического университета. – 2013. – №4, Т. 324. – с. 126-131.
106. Arduini, D.P. Distributed power systems using AC to solve DC distributed power problems / D.P. Arduini // High Frequency Power Conversion, updated September 2009. – P. 1-17.
107. Steady-state and dynamic characteristics of a 20 kHz spacecraft power system / O. Wasynczuk [et al.] // IEEE Trans. Ind. Appl. –1997. – Vol. 44, 1997. – P. 471-476.
108. Помехоустойчивая синхронизация вентильных преобразователей / Л.И. Цытович, М.М. Дудкин, Р.М. Рахматулин [и др.]. – Воронеж: Электротехнические системы и комплексы, 2015. – №2(27). – С.14-18.
109. Шевцов, Д.А. Сравнительный анализ известных методов обеспечения параллельной работы инверторов / Д.А. Шевцов, Л.Н. Воронина // Практическая силовая электроника. – 2013. – №1(49). – С. 52-55.

110. Щукин, В.Г. Параллельная работа инверторов с безынерционным формированием опорных синусоид / В.Г. Щукин. – Саранск: Вестник Мордовского университета, 2014. – №1. – С. 119-124.
111. Wall, R.W. Simple Methods for Detecting Zero Crossing / R.W. Wall // In Industrial Electronics Society, IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE. – 2-6 November, 2003. – Vol. 3. – P. 2477-2481.
112. Frequency Tracking in Power Networks in the Presence of Harmonics / M.M. Begovic [et al.] // IEEE Transactions on Power Delivery. – April, 1993. – №8 (2). – P. 480-486.
113. Devi, R.J. Phase Locked Loop for synchronization of Inverter with Electrical grid: A Survey / R.J. Devi, S.S. Kadam // International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT). – 2015. – Vol. 4, Issue 02. – P. 352-358.
114. Design and Analysis of Single Phase Grid Connected Inverter / S. Kumar [et al.] // International Journal of Innovative Research in Computer and Communication Engineering. – February, 2015. – Vol. 3, Issue 2. – P. 1245-1251.
115. Маттейни, Л. Детектор перехода сетевого напряжения через ноль с минимальным количеством высоковольтных компонентов / Л. Маттейни // Электронный журнал РадиоЛоцман. – 2011, декабрь. – С. 65-67.
116. Схемное устройство для распознавания сетевых переходов через ноль: пат. №2447570 Рос. Федерация / Халлак Ялал; заявитель и патентообладатель Сименс Акциенгезелльшафт, опубл. 10.05.2011, Бюл. №13. – 18 с.
117. Comparative Study of Single Phase PLL Algorithms for Grid Synchronization Applications / A. Gupta [et al.] // International Journal of Electronics & Communication Technology (IJECT). – 2012. – Vol. 3, Issue 4. – P. 237-245.
118. Бак, П.А. Альтернативный способ синхронизации инверторного источника питания / П.А. Бак, А.В. Оттмар, Д.А. Старостенко. – Новосибирск: Вестник Новосибирского гос. ун-та, Серия: Физика, т. 9, вып. 3, 2014. – С. 20-24.

119. PLL synchronization in grid-connected converters / E. Adzic [et al.] // The 6th PSU-UNS International Conference on Engineering and Technology (ICET-2013). – 2013. – Vol. 12-1.1. – P. 1-5.
120. Quadrature Signal Generator based on All-Pass Filter for Single-Phase Synchronization / C. Blanco [et al.] // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). – 2014. – P. 2655-2662.
121. Guan-Chyun Hsich. Phase-Locked Loop Techniques / Guan-Chyun Hsich, J.C. Hung // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 1996. – Vol. 43, No. 6. – P. 609-615.
122. Мартиросов, В.Е. Программа реализации системы фазовой автоподстройки частоты / В.Е. Мартиросов, Г.А. Алексеев // Электронный журнал Труды МАИ. – 2013. – №71. – С. 1-16.
123. Design and Tuning of a Modified Power-Based PLL for Single-Phase Grid-Connected Power Conditioning Systems Conditioning Systems / S. Golestan [et al.] // IEEE Trans. on Power Electronics. – 2012. – Vol. 27, No. 8. – P. 3639-3650.
124. Clarke, D.W. Phase-locked loops for plant tuning and monitoring / D.W. Clarke, J.W.Park // IEEE Proceedings Control Theory and Applications. – March, 2003. – Vol. 150, No. 2. – P. 155-169.
125. Хоровиц, П. Искусство схемотехники / П. Хоровиц, У. Хилл: пер. с англ. Б.Н. Бронина [и др.]. – Изд. 7-е, М.: Мир, БИНОМ, 2010. – 704 с.
126. Comparison of Three Single-Phase PLL Algorithms for UPS Applications / Rubens M. Santos Filho [et al.] // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – August, 2008. – Vol. 55, No. 8. – P. 2923-2932.
127. Дякин, С.В. Способы решения проблемы синхронизации статических преобразователей с сетью / С.В. Дякин, С.И. Вольский // Сборник тезисов докладов: Московской молодёжной научно-практической конференции «Инновации в авиации и космонавтике – 2015». – М.: ООО «Принт-салон», 21-23 апреля 2015. – С. 77-78.

128. Преобразователь электрической энергии / С.В. Дякин, С.И. Вольский, Д.А. Ниткин, Ю.Ю. Скороход, Д.А. Сорокин. Заявка на полезную модель №2016129030, приоритет от 15.07.2016.
129. Haddad, K. Three level DC-DC converters as efficient interface in two stage PV power systems / K. Haddad // IEEE Energy tech. 29 – 31 May, 2012. – P. 1-6.
130. Single-Phase Three-Level Boost Power Factor Correction Converter / M.T. Zhang [et al.] // IEEE App. Power Electron. Conf. 1995. – P. 434-439.
131. Aswathi, P. Three Level Boost PFC Converter for High Voltage AC-DC Applications / P. Aswathi, V.A. Manjush // International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering. – September, 2015. – Vol. 4, Issue 9. – P. 7960-7968.
132. Дякин, С.В. Повышение эффективности применения аккумуляторных батарей на летательных аппаратах / С.В. Дякин, Н.В. Дякин, С.И. Вольский // XI Научные чтения по авиации, посвященные памяти Н. Е. Жуковского: Сборник докладов XI Всероссийской научно-технической конференции (Москва, 17–18 апреля 2014). – М.: ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, апрель 2014. – С. 229-233.
133. Нейман, Л.Р. Теоретические основы электротехники / Л.Р. Нейман, К.С. Демирчян. – Л.: Энергоиздат, 1981. – Т. 1. – 536 с.
134. Гарганеев, А.Г. Модификация метода переключающих функций для анализа вентильных преобразователей при работе на против-ЭДС / А.Г. Гарганеев, С.А. Харитонов // Известие Томского политехнического университета. – 2012. – Т. 321, №4. – С. 122-126.
135. Бессонов, Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи / Л.А. Бессонов. – М.: Юрайт, 2012. – 701 с.
136. Вентильные преобразователи переменной структуры / В.Е. Тонкаль, В.С. Руденко, В.Я. Жуйков [и др.]; под редакцией А.К. Шидловского. – К.: Наукова думка, 1989. – 336 с.
137. Лившиц, А.Л. Импульсная электротехника / А.Л. Лившиц, М.Ш. Отто. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 352 с.

138. Глотов, А.Ф. Математическое моделирование электронных схем / А.Ф. Глотов. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2011. – 152 с.
139. Бакалов, В.П. Основы анализа цепей / В.П. Бакалов, О.Б. Журавлева, Б.И. Крик. – М.: Горячая линия-Телеком, Радио и связь, 2007. – 591 с.
140. Доброжанова, Н.И. Расчет переходных процессов в электрических цепях с сосредоточенными параметрами / Н.И. Доброжанова, А.Т. Раимова. – Оренбург: ОГУ, ч. 2, 2014. – 43 с.
141. Данилов, Л.В. Теория нелинейных электрических цепей / Л.В. Данилов, П.Н. Матханов. Е.С. Филиппов. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отделение, 1990. – 256 с.
142. Эм, Г.А. Краткий обзор методов теоретического исследования в области тиристорного электропривода постоянного тока / Г.А. Эм // Известия вузов. Электротехника. – 2013. – №3. – С. 34-38.
143. Гарганеев, А.Г. Модификация метода переключающих функций для анализа вентильных преобразователей при работе на против-ЭДС / А.Г. Гарганеев, С.А. Харитонов // Известия Томского политехнического университета. – 2012. – Т. 321, №4. – С. 122-126.
144. Жуйков, В.Я. Алгоритм анализа электрических схем с переменной структурой / В.Я. Жуйков, И.Е. Коротеев // Электричество. – 1991. – №3. – С. 35-39.
145. Грабовецкий, Г.В. Некоторые вопросы динамики вентильных преобразователей частоты с непосредственной связью и естественной коммутацией при совместном и отдельном управлении / Г.В. Грабовецкий // Электричество. – 1975. – № 2. – С. 58-60.
146. PSIM User's Guide. Version 9.0. Release 2. – USA: Powersim Inc., March, 2010. – 216 p.
147. Гурский, Д.А. Вычисления в Mathcad 12 / Д.А. Гурский, Е.С. Турбина. – СПб.: Питер, 2006. – 544 с.

148. Программа двухканальной системы регулирования инвертора, обеспечивающая синхронизацию с линией переменного тока / С.В. Дякин, Д.А. Ниткин. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2016660668 от 20.09.2016.

149. Методы оптимизации в примерах в пакете MathCAD 15. Ч1. I: Учебное пособие / И.В. Кудрявцев [и др.]. – СПб.: НИУ ИТМО, ИХиБТ, 2014. – 166 с.

150. Харчистов, Б.Ф. Методы оптимизации: Учебное пособие / Б.Ф. Харчистов. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2004. – 140 с.

151. Аббасов, М.Э. Методы оптимизации: Учебное пособие / Аббасов М.Э. – СПб.: Издательство «ВВМ», 2014. – 64 с.

152. Кочегурова, Е.А. Теория и методы оптимизации / Е.А. Кочегурова. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2012. – 157 с.

ПРИЛОЖЕНИЕ А



« 13 » сентября 2016 г.

г. Санкт-Петербург

А К Т

о практическом использовании результатов диссертационной работы
Дякина Сергея Валерьевича «Повышение эффективности статического
преобразователя в электроэнергетических системах с солнечными
фотоэлектрическими установками»

Подтверждаю, что при разработке статического преобразователя
стендового типа ПС120 УХЛ4**, предназначенного для проведения
испытаний двигателя асинхронного тягового типа ТМЕ 46-32-4,
установленного на моторной тележке, и преобразователя стендового типа
ПС70-02 УХЛ4, предназначенного для электропитания тягового двигателя
при проведении испытаний колесно-моторного блока электровоза серии
2ЭС10 использованы результаты диссертационной работы Дякина Сергея
Валерьевича «Повышение эффективности статического преобразователя в
электроэнергетических системах с солнечными фотоэлектрическими
установками», которые касаются разработанного принципа двухконтурной
системы регулирования выходного силового инвертора, предложенного
алгоритма расчета и выбора основных силовых элементов, а также
компьютерного моделирования системы управления.

Данное внедрение результатов диссертационной работы С. В. Дякина
внесло существенный вклад в осуществлении успешного выпуска совместно
с ООО «Трансконвертер» статических преобразователей типа ПС120 УХЛ4**
и типа ПС70-02 УХЛ4. Следует отметить, что в декабре 2017 г.
запланировано выпустить еще по одному статическому преобразователю
каждого типа.

Генеральный директор
ООО «ЭМКОМ»



Д. А. Карпёнок

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

УТВЕРЖДАЮ

Проректор МАИ по учебной работе

Козорез Д.А.

«12» сентября 2016 г.



АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы Дякина С.В. на тему «Повышение эффективности статического преобразователя в электроэнергетических системах с солнечными фотоэлектрическими установками» в учебный процесс института

Научно-техническая комиссия в составе:

1. Следкова Ю.Г., председателя комиссии, к.т.н., декана факультета №3;
2. Ковалева К.Л., д.т.н., заведующего кафедрой 310;
3. Зечихина Б.С., д.т.н., профессора кафедры 310;
4. Сухова Д.В., ст. преподавателя кафедры 310

свидетельствует о внедрении материалов диссертационной работы Дякина С.В. в учебный процесс кафедры 310 «Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы». При чтении лекций по курсам «Преобразовательные устройства электроэнергетических комплексов» и «Силовая электроника» излагаются:

- 1) анализ способов построения и характеристик солнечных установок на базе фотоэлектрических преобразователей для летательных аппаратов;
- 2) сопоставительный анализ входных конвертеров и выходных инвертеров для солнечных установок на базе фотоэлектрических преобразователей применительно к электроэнергетическим комплексам летательных аппаратов;
- 3) особенности силовых схем статического преобразователя с учетом специфики совместной работы с фотоэлектрическими преобразователями;
- 4) способы синхронизации статического преобразователя с сетью переменного тока применительно к электроэнергетическим комплексам летательных аппаратов;

- 5) имитационная модель статического преобразователя, посредством которой осуществляется оптимальный выбор полупроводниковых и реактивных элементов СП, а также параметров системы управления.

Внедрение проведено согласно с учебно-методическими планами кафедры. Эффективность внедрения заключается в повышении качества учебного процесса по перспективному направлению науки и техники в области систем электроснабжения с применением фотоэлектрических преобразователей.

Председатель комиссии

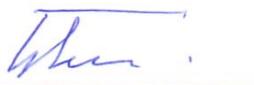


Следков Ю.Г.

Члены комиссии



Ковалев К.Л.



Зечихин Б.С.



Сухов Д.В.

ПРИЛОЖЕНИЕ В

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2016660668

**ПРОГРАММА ДВУХКАНАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ
РЕГУЛИРОВАНИЯ ИНВЕРТОРА, ОБЕСПЕЧИВАЮЩАЯ
СИНХРОНИЗАЦИЮ С ЛИНИЕЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА**

Правообладатель: *Дякин Сергей Валерьевич (RU)*

Авторы: *Дякин Сергей Валерьевич (RU),
Ниткин Дмитрий Андреевич (RU)*

Заявка № 2016618254

Дата поступления 21 июля 2016 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 20 сентября 2016 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

 Г.П. Исвлев



ПРИЛОЖЕНИЕ Г

