Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования
«Национальный исследовательский Томский политехнический университет»

На правах рукописи



ГОРБУНОВ Роман Леонидович

ИМПУЛЬСНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С УЛУЧШЕННЫМИ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИМИ ПОКАЗАТЕЛЯМИ

05.09.12 – Силовая электроника

Диссертация
на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, профессор
Евтушенко Геннадий Сергеевич

Томск – 2016

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ 3
ГЛАВА 1. АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР СИЛОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ 18
1.1. Требования к ППН 18
1.2. Аналитический обзор ППН 23
1.3. Степень разработанности импульсных понижающих ППН 50
1.4. Алгоритмы КЧУ для ППН с ФСР 52
1.5. Выводы главы 1 55
1.6. Цель и задачи работы 56
ГЛАВА 2. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И АНАЛИЗ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ИМПУЛЬСНОГО ПОНИЖАЮЩЕГО ППН 58
2.1. Общие положения 58
2.2. Структурный анализ трёхфазных силовых схем ВБ 62
2.3. Математические модели 77
2.4. Энергетические показатели 105
2.5. Сравнительный анализ энергетических показателей 141
2.6. Проектирование силовой схемы 151
2.7. Алгоритм управления в режиме циклоконвертирования 172
2.8. Выводы главы 2 179
ГЛАВА 3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ИМПУЛЬСНОГО ПОНИЖАЮЩЕГО ППН 181
3.1. Цель и задачи экспериментального исследования 181
3.2. Экспериментальная установка 182
3.3. Результаты экспериментов 189
3.4. Выводы главы 3 207
ЗАКЛЮЧЕНИЕ 210
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ 212
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ 213
ПРИЛОЖЕНИЯ 236

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования

Силовые электронные преобразователи переменного напряжения (ППН) широко применяются или в перспективе могут быть применены во многих электротехнических комплексах и системах, к важнейшим показателям функционирования которых относятся показатели энергетической эффективности и качества электромагнитных процессов. Энергетические показатели ППН должны соответствовать не только специфическим требованиям самих систем, но и общей тенденции повышения энергетической эффективности и улучшения электромагнитной совместимости устройств силовой электроники.

К упомянутым выше системам в первую очередь относится нерегулируемый по скорости асинхронный электропривод (ЭП). В соответствии с государственной программой РФ «Энергосбережение и повышение энергетической эффективности на период до 2020 года» в перечень типовых мероприятий, направленных на увеличение экономии энергии, входит оптимизация работы электродвигателей [1, 2]. Асинхронный ЭП является самым массовым приводом рабочих механизмов и в тоже время основным потребителем реактивной мощности (45-65 % от общей реактивной мощности предприятия [3, 4]). При этом, в большом числе механизмов имеется возможность существенно повысить энергетические показатели электродвигателя за счёт регулирования напряжения статора с сокращением потерь активной энергии до 15 % и уменьшением циркуляции реактивной энергии до 50 % [2-26]. Широко применяемые сегодня в ЭП тиристорные ППН с фазовым регулированием напряжения характеризуются неудовлетворительным качеством электромагнитных процессов, что делает их малоэффективными для решения задач улучшения энергетических показателей привода и является причиной целого ряда известных проблем в системах электроснабжения [25-31].

Системы генерирования электрической энергии (СГЭЭ) переменного тока на базе магнитоэлектрического синхронного генератора (МЭГ) являются ещё одним примером систем, нуждающихся в энергоэффективных и зачастую

малогабаритных преобразователях напряжения [32-36]. В системах на базе МЭГ стабилизация частоты и амплитуды выходного напряжения осуществляются в силовом канале и для этого, как правило, применяется полупроводниковый преобразователь частоты (ПЧ), который в большинстве случаев строится по двухзвенной схеме с энергоёмким фильтром постоянного напряжения. Однако, если потребители допускают нестабильность частоты питающего напряжения (напр., системы электроснабжения летательных аппаратов [32, 37]) или механическим способом поддерживается постоянство скорости вращения вала генератора (напр., ветроэнергетические установки с регулированием угла поворота лопастей [36]), то возможно обеспечивать необходимые параметры выходного напряжения, используя преобразователь без функции регулирования частоты.

Прогресс в разработке полупроводниковой элементной базы, схемотехнических решений и алгоритмов управления привёл к появлению целого ряда силовых преобразователей, характеризующихся улучшенным качеством потребляемой/преобразуемой энергии и широкими функциональными возможностями. К числу таких преобразователей относятся устройства с активным формированием потребляемого тока, с многоуровневым формированием выходного напряжения, с управляемыми режимами двунаправленной передачи энергии и др. Тем не менее, до сих пор этим устройствам не удалось потеснить со своих позиций применяемые на протяжении уже десятков лет тиристорные ППН с фазовым регулированием напряжения. Высокая жизнеспособность этих устройств обусловлена удачным сочетанием целого ряда достоинств: простота схемотехнических решений, технологичность конструкции, малые масса и габариты, а также невысокая стоимость.

Принимая во внимание проблемы электромагнитной совместимости преобразовательных устройств можно утверждать, что *в современных условиях более конкурентоспособными окажутся ППН, которые обладают основными достоинствами широко используемых преобразователей с фазовым регулированием, и в тоже время характеризуются удовлетворительными*

энергетическими показателями. Промышленно такие ППН не выпускаются, и их разработка является актуальной научно-практической задачей.

Степень разработанности

В результате сравнительного анализа силовых схем ППН установлено, что наиболее полно предъявляемым требованиям соответствуют ППН с импульсным способом регулирования и к дальнейшей разработке принята подгруппа понижающих ППН (англ. AC Buck или AC Chopper). Большой вклад в развитие преобразователей напряжения этой подгруппы внесли Браславский И.Я., Глазенко Т.А., Зиновьев Г.С., Кобзев А.В., Коршунов А.И., Каширских В.Г., Фираго Б.И., Харитонов С.А., Хрисанов В.И., Ahmed N.A., Bose B.K., Brooks J.L., Caron H., Choe G.H., Fabre J., Kim J.H., Kwon B.H., Ladoux P., Lipo T.A., Mozder A., Peng F.Z., Ziogas P.D., специалисты компаний Siemens, Fuji Electric, IXYS и многие другие. Тем не менее остаётся ряд проблемных вопросов, основные из которых можно обобщить в виде следующих положений:

1) Существующие схемы вентильных блоков (ВБ) не систематизированы, что затрудняет их сравнительный анализ и выбор наиболее подходящего варианта при проектировании преобразователя. Имеется потенциал упрощения и удешевления преобразователя за счёт разработки новых схем.

2) Недостаточно полно разработана теоретическая база по проектированию силовых схем ППН с близкими к оптимальным энергетическими и технико-экономическими показателями, а также отсутствуют соответствующие методики и инструменты.

3) Функциональные возможности преобразователя ограничиваются регулированием выходного напряжения и могут быть расширены за счёт разработки специальных алгоритмов управления.

Отмеченные недостатки препятствуют широкому использованию импульсных понижающих ППН и определяют приоритетные направления их дальнейшей разработки.

Объектом исследования является импульсный ППН на основе силовой схемы понижающего преобразователя с широтно-импульсным регулированием (ШИР) напряжения.

Предметом исследования являются электромагнитные процессы в силовой схеме ППН и энергетические показатели качества преобразования энергии.

Целью диссертационной работы является разработка импульсного ППН с улучшенными энергетическими показателями, основанного на силовой схеме понижающего преобразователя с широтно-импульсным регулированием напряжения.

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

1) Выполнить структурный анализ трёхфазных силовых схем ВБ импульсных понижающих преобразователей и разработать схему с лучшими технико-экономическими показателями.

2) Исследовать энергетические показатели понижающего ППН при функционировании в составе электротехнических систем и сравнить с показателями широко применяемых тиристорных преобразователей с ФСР.

3) Разработать методики проектирования силовых фильтров и снабберной цепи, а также программное приложение для моделирования тепловых режимов элементов и расчёта энергетической эффективности силовых схем ВБ.

4) Разработать алгоритм управления ППН, обеспечивающий перевод преобразователя в режим циклоконвертирования для квазичастотного управления (КЧУ) асинхронным двигателем (АД).

5) Создать и испытать экспериментальный макет ППН, основанный на разработанной силовой схеме ВБ и предназначенный для функционирования в составе асинхронного электропривода.

Положения, выносимые на защиту

1) Уменьшение количества управляемых вентилей и амплитуды напряжения на приборах параллельных ключей возможно при построении силовой схемы ВБ на основе трёхфазного мостового ключа переменного тока (КПТ) и

использовании отдельных параллельных ключей для замыкания тока в каждой фазе.

2) В задачах анализа гармонических искажений токов и напряжений ППН допустимо моделирование его ВБ в виде двух условно независимых управляемых источников несинусоидального тока и напряжения. По результатам аналитической оценки при коэффициенте пульсаций до 20 % такое допущение приводит к снижению точности расчёта стандартных показателей гармонических искажений не более чем на 4-9 %.

3) Зависимости полной мощности и коэффициента сдвига первой гармоники входного тока ППН от коэффициента регулирования напряжения имеют экстремум. Установленные зависимости позволяют проектировать входной и выходной фильтры с обеспечением оптимальных энергетических показателей преобразователя.

4) Периодическое импульсное подключение одновременно всех фаз выходной цепи преобразователя к источнику питающего напряжения позволяет формировать симметричную систему напряжений с непрерывно регулируемыми частотой и амплитудой, а также изменяемым направлением вращения вектора первой гармоники. Оптимальное значение относительной длительности подключения лежит в диапазоне 0,371-0,405.

Научная новизна

1) Создано и запатентовано **устройство** плавного пуска АД, в основе которого лежит новая силовая схема импульсного понижающего преобразователя с коммутацией тока в общей (нулевой) точке нагрузки и с отдельными параллельными ключами в каждой фазе, характеризующаяся малым количеством управляемых приборов (четыре транзистора) и в 1,7 раз меньшей амплитудой напряжения на приборах параллельных ключей.

2) Разработана математическая **модель** ВБ импульсного понижающего преобразователя для анализа вносимых им гармонических искажений и расчёта стандартных показателей искажений, основанная на эквивалентном представлении ВБ в виде двух условно независимых управляемых источников

несинусоидального тока и напряжения. Расхождения результатов расчёта коэффициентов искажений входного тока ВБ преобразователя с результатами проведённого эксперимента не превышают 4,4 % (группа гармоник k=1) и 9,1 % (группа гармоник k=2).

3) Установлены и исследованы **зависимости** полной мощности и энергетических коэффициентов ППН от параметров входного и выходного LC-фильтров, на основе которых разработаны **программа и методика** проектирования фильтров с обеспечением высокого (до 0,99) коэффициента мощности ППН и заданных показателей гармонических искажений в рабочем диапазоне регулирования напряжения и изменения нагрузки.

4) Разработан **алгоритм** управления преобразователем, в котором вектор выходного напряжения формируется посредством периодического импульсного подключения одновременно всех фаз выходной цепи преобразователя к источнику питающего напряжения, и позволяющий переводить преобразователь в режим циклоконвертирования для квазичастотного управления АД.

Методология и методы исследования

На этапах формализации задач исследования и при разработке математических моделей использован метод коммутационных разрывных функций для исследования цепей с ключевыми элементами. Анализ электромагнитных процессов выполнен прямыми методами расчёта энергетических показателей вентильных преобразователей совместно с методом гармонического анализа и компьютерным имитационным моделированием. При экспериментальной оценке адекватности и точности разработанной математической модели для анализа гармонических искажений использована статистическая обработка экспериментальных данных. Расчёт выделяемой в полупроводниковых приборах мощности и тепловой анализ выполнен с помощью численно-аналитического моделирования и метода электротепловой аналогии. Синтез и оптимизация алгоритма КЧУ реализованы с применением интегрального преобразования Фурье. Измерения с помощью цифрового осциллографа и анализ результатов выполнены в соответствии с теорией цифровой обработки сигналов.

Для численных расчётов, обработки экспериментальных данных и создания графического интерфейса программного приложения использован пакет Matlab. Компьютерное имитационное моделирование реализовано в приложениях Simulink, PowerSim и LT Spice. Проверка результатов символьных операций над математическими выражениями выполнена в пакетах Maple и Mathcad.

Личный вклад автора

Постановка задач исследований, анализ и обобщение результатов осуществлялись автором совместно с научным консультантом Посконным Г.И. (НТИ НИЯУ МИФИ), с научным руководителем Евтушенко Г.С. (НИ ТПУ) и с научными сотрудниками кафедры электроники и электротехники НГТУ (г. Новосибирск). Все теоретические и практические результаты работы получены, подтверждены и систематизированы автором лично.

Степень достоверности и апробация результатов

Достоверность результатов работы подтверждается соответствием полученных научных результатов и выводов общей теории электротехники и электроники, согласованностью с результатами испытаний экспериментального макета ППН, а также положительными решениями патентных экспертиз.

Результаты исследования обсуждались на научных семинарах кафедры электроники и электротехники Новосибирского государственного технического университета, кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок Уральского федерального университета им. первого Президента России Б.Н. Ельцина, кафедры промышленной электроники Национального исследовательского университета МЭИ, кафедры промышленной электроники Томского университета систем управления и радиоэлектроники, кафедры промышленной и медицинской электроники Национального исследовательского Томского политехнического университета (НИ ТПУ) с участием научных сотрудников кафедры электропривода и электрооборудования НИ ТПУ, а также докладывались на Международных конференциях «Автоматизация и прогрессивные технологии в атомной отрасли» (АПТ 2012, г. Новоуральск), «Современные техника и технологии» (СТТ 2014, г. Томск), конференции

молодых специалистов по микро/нанотехнологиям и электронным приборам (EDM 2014, 2015, 2016, г. Новосибирск).

Теоретическая и практическая значимость работы

1) Создан импульсный ППН мощностью 4 кВА, характеризующийся близким к единице коэффициентом мощности в рабочем диапазоне регулирования напряжения, высоким коэффициентом полезного действия, практически синусоидальными входным и выходным токами, а также оснащённый функциями защиты от аварийных ситуаций и удобным пользовательским интерфейсом. ППН основан на новой силовой схеме, обеспечивающей лучшие технико-экономические показатели, и предназначен для решения практически важных задач в асинхронном электроприводе, включая формирование плавных пуско-тормозных режимов работы двигателя и повышение энергетической эффективности привода в длительных режимах работы двигателя.

2) В результате анализа энергетических показателей ППН определены условия, при которых достигается высокое качество электромагнитных процессов и высокое качество использования преобразовательного устройства. Разработаны программа и методика проектирования силовых фильтров и методика проектирования снабберной цепи.

3) Разработано программное приложение для моделирования тепловых режимов элементов и расчёта энергетической эффективности силовых схем импульсных понижающих преобразователей. Приложение ориентировано на задачи проектирования, оптимизации и сравнительного анализа различных схем ВБ. Результаты моделирования потерь мощности отличаются от экспериментально измеренных в созданном ППН менее чем на 12 %.

4) Разработан алгоритм управления ППН, обеспечивающий устойчивую работу АД на пониженных частотах с независимым регулированием частоты и амплитуды напряжения, бесконтактный реверс двигателя, а также позволяющий выполнять комбинированный пуск двигателя, необходимый в приводах с тяжёлыми условиями пуска.

Реализация выводов и рекомендаций

Созданный макет импульсного ППН прошёл испытания ОА «УЭХК» (г. Новоуральск). Заключение комиссии: преобразователь имеет необходимые для применения в промышленных электроустановках энергетические показатели; рекомендовано проработать вопрос о его производстве.

Предложенные в диссертационной работе методики расчёта входного фильтра импульсного преобразователя переменного напряжения и расчёта энергетической эффективности силовых схем использованы ЗАО «ЭРАСИБ» (г. Новосибирск) при проведении работ по проектированию высоковольтных преобразователей напряжения.

Результаты диссертационной работы внедрены в учебный процесс на факультете радиотехники и электроники НГТУ (г. Новосибирск) при проведении лекционных и практических занятий по дисциплинам «Электромагнитная совместимость устройств силовой электроники», «Энергетическая электроника» и «Системы вторичного электропитания», а также используются в учебном процессе на кафедре промышленной и медицинской электроники ИНК НИ ТПУ при проведении лекционных и практических занятий по дисциплине «Энергетическая электроника». Макет ППН используется в НТИ НИЯУ МИФИ в учебном процессе на кафедре промышленной электроники при проведении демонстрационных лабораторных работ по курсам «Основы преобразовательной техники», «Энергетическая электроника», «Электрические машины», а также УИР студентов.

Публикации

По теме диссертационной работы опубликованы 18 печатных работ, включая 6 работ в рецензируемых научных изданиях (из перечня ВАК), 1 патент РФ на изобретение и 1 свидетельство РФ на программу для ЭВМ [38-55].

Объём и структура диссертации

Диссертация состоит из введения, трёх глав, заключения, списка сокращений, списка литературы из 207 источников и двух приложений. Основная

часть работы изложена на 235 страницах машинописного текста и 10 страниц приложений, иллюстрируется 113 рисунками и содержит 30 таблиц.

В первой главе определены общие и специальные требования, предъявляемые к преобразователю напряжения при функционировании в составе рассматриваемых в данной работе электротехнических систем – асинхронного ЭП и СГЭЭ на базе МЭГ. Для системного рассмотрения основных свойств, характеристик и показателей различных схем ППН разработана их классификация, основообразующим признаком в которой принят способ регулирования (изменения) выходного напряжения. В результате анализа свойств ППН с различными способами регулирования напряжения установлено, что наиболее полно предъявляемым требованиям соответствуют ППН с импульсным способом регулирования и непосредственной связью. Перспективной признана подгруппа импульсных понижающих ППН. Определена степень разработанности преобразователей этой подгруппы и представлены приоритетные направления для дальнейшей разработки в виде задач исследования.

Во второй главе приведены результаты математического моделирования и анализа энергетических показателей импульсного понижающего ППН.

В параграфе 2.1 представлена общая структура системы с импульсным понижающим ППН и её модификации в ЭП и в СГЭЭ. Указаны структурные особенности ППН в составе этих двух систем и отличие в его функциональном назначении. Перечислены основные условия и допущения анализа. Приведена система базисных величин.

В параграфе 2.2 обобщены результаты структурного анализа и систематизации силовых схем ВБ импульсного понижающего ППН. В схемах выделены два структурных уровня, для каждого из которых разработаны математические макромодели, описывающие связь между входными и выходными токами и напряжениями в зависимости от параметров функции управления. Определены и систематизированы показатели базовых схем ВБ и схем КПТ. В результате сопоставления структурных особенностей и показателей рассмотренных схем предложена новая трёхфазная силовая схема ВБ с

коммутацией тока в общей (нулевой) точке нагрузки, определены основные достоинства этой схемы и область применения. Сделаны выводы и даны рекомендации.

В параграфе 2.3 приведены математические модели импульсного понижающего ППН: исходная векторная модель ППН в виде системы дифференциальных уравнений с переменными (разрывными) коэффициентами, представленная во вращающейся системе координат; модель в осреднённых переменных, представленная в синхронной системе координат; и модель для анализа гармонических искажений, представленная в стационарной системе координат. Разработанные модели позволяют исследовать электромагнитные процессы в преобразователе при функционировании как с обобщённой нагрузкой, так и в составе ЭП или СГЭЭ. Математическая модель для анализа гармонических искажений токов и напряжений основана на положении о допустимости моделирования ВБ в виде двух условно независимых управляемых источников несинусоидального тока и напряжения; допущение обосновано и приведены результаты аналитической оценки погрешности. Представлены разработанные компьютерные имитационные модели, использованные при моделировании энергетических показателей ППН. Сделаны выводы и даны рекомендации.

В параграфе 2.4 изложены результаты анализа энергетических показателей импульсного понижающего ППН. Анализ выполнен с использованием математических моделей, описанных в параграфе 2.3. Рассмотрены показатели, характеризующие ППН как потребитель электрической энергии, и показатели, характеризующие ППН как устройство преобразования параметров электрической энергии. Установлены и исследованы зависимости от параметров силовых фильтров полной мощности и энергетических коэффициентов ППН, включая коэффициенты гармонических искажений. Предложено использовать установленные зависимости при проектировании входного и выходного фильтра с обеспечением оптимальных энергетических показателей преобразователя. Оценено влияние несинусоидальности питающего напряжения на показатели гармонических искажений токов и напряжений преобразователя. Представлены

результаты аналитического исследования потерь мощности в ВБ преобразователя и результаты теплового моделирования. Отмечена важность повышения КПД силовой схемы и определены основные мероприятия для работы в этом направлении. Сделаны выводы и даны рекомендации.

В параграфе 2.5 приведены результаты сравнительного анализа основных энергетических показателей импульсного понижающего ППН с тиристорным устройством-аналогом и с трёхфазным АИН. Сравнение с тиристорным ППН выполнено по показателям качества потребляемой и преобразуемой энергии, включая показатели гармонических искажений входного/выходного тока и выходного напряжения. В случае АИН предметом сравнения стали показатели качества выходного напряжения.

В параграфе 2.6 рассмотрены вопросы проектирования силовой схемы импульсного понижающего ППН. Приведена разработанная на основе установленных зависимостей программа и методика проектирования силовых фильтров с обеспечением высокого (до 0,99) коэффициента мощности ППН и заданных показателей гармонических искажений в рабочем диапазоне регулирования напряжения и изменения нагрузки. Приведена методика проектирования снабберной цепи, а также описание созданного специализированного программного приложения C Sim для моделирования тепловых режимов элементов и расчёта энергетической эффективности силовых схем. Перечислены основные критерии выбора частоты коммутации. Сделаны выводы и даны рекомендации.

В параграфе 2.7 изложен разработанный алгоритм управления преобразователем в режиме циклоконвертирования для квазичастотного управления АД. Приведены результаты исследования спектрального состава формируемого напряжения, оптимальное значение параметра управления, особенности реализации алгоритма, его достоинства и принципиальные ограничения.

Основные выводы второй главы обобщены в параграфе 2.8.

В третьей главе приведены результаты экспериментального исследования импульсного понижающего ППН.

В параграфе 3.1 поставлена цель экспериментального исследования и перечислены задачи.

В параграфе 3.2 приведено описание экспериментальной установки, включающей исследуемый преобразователь напряжения с микропроцессорной системой управления, нагрузку в виде электрических машин и измерительную систему. Приведена силовая схема созданного ППН, его электрические параметры и энергетические показатели.

В параграфе 3.3 изложены результаты экспериментов в виде временных диаграмм токов и напряжений, а также графиков и таблиц со значениями энергетических показателей преобразователя. Выполнена оценка точности установленных аналитических зависимостей и разработанных математических моделей. Продемонстрированы функциональные возможности преобразователя при управлении АД в режиме плавного пуска и КЧУ.

Основные выводы третьей главы обобщены в параграфе 3.4.

В заключении изложены итоги данного исследования, рекомендации и перспективы дальнейшей разработки темы.

В приложении приведена программа расчёта параметров фильтров и акты внедрения результатов работы.

Благодарности

Автор признателен ***коллективу кафедры промышленной и медицинской электроники НИ ТПУ*** и особенно доценту ***Ярославцеву Е.В.*** за помощь и всестороннее содействие на всех этапах работы, ценные советы и рекомендации. Особая благодарность выражается профессору ***Евтушенко Г.С.*** за научное руководство исследованием и помощь в выполнении работы.

Выражается благодарность ***коллективу кафедры электроники и электротехники НГТУ*** (г. Новосибирск) за помощь в постановке темы и задач исследования и консультации на протяжении всей работы. Особая благодарность выражается профессору ***Зиновьеву Г.С.***, познакомившему с современными

достижениями в разработке преобразователей переменного напряжения и основными методами их анализа.

Автор признателен ***Дементьеву Ю.Н.*** (зав. каф. ЭПЭО НИ ТПУ), ***Семёнову В.Д.*** (проф. каф. ПЭ ТУСУР), ***научным сотрудникам кафедры ЭАПУ УрФУ и кафедры ПЭ МЭИ*** за конструктивную критику и ценные рекомендации, способствующие системному и всестороннему рассмотрению научной проблемы, выделению приоритетных задач и формированию чёткой позиции по ключевым положениям работы, а также позволившие оценить научную и практическую значимость результатов.

Выражается благодарность ***коллективу кафедры промышленной электроники НТИ НИЯУ МИФИ*** (г. Новоуральск) за помощь и содействие в сборке и испытаниях экспериментального макета преобразователя напряжения. Автор признателен ***Бурдину И.А.*** за участие в проектировании, сборке и испытаниях первого экспериментального макета преобразователя, в обсуждении технических вопросов и первых результатов. Особенно ценятся помощь и поддержка ***Гусева А.В.*** (каф. ТМ).

Также благодарность за помощь в сборке экспериментального макета преобразователя напряжения выражается сотрудникам ООО «Фотон» и НИ ТПУ ***Власенко С.А., Духовскому А.Н.*** и ***Филиппову А.В***., а также ***Нагаеву С.Н.*** за рекомендации в оформлении текста рукописи. Автор очень признателен ген. директору ***Штейну М.М.*** за оказанную помощь и техническую поддержку при проектировании основных узлов преобразователя.

Выражается благодарность ***ЗАО «ЭРАСИБ»*** и заместителю главного конструктора ***Вдовину В.В.*** за содействие при внедрении результатов работы в промышленные проекты.

Автор особенно благодарен научному консультанту ***Посконному Г.И.*** (каф. ПЭ НТИ НИЯУ МИФИ) за помощь в выборе темы исследования и постановке цели и задач работы, консультации и обсуждение основных результатов, а также помощь в редактировании рукописи. Кроме этого, автор признателен за формирование видения актуальных научно-технических проблем

силовой электроники и основных путей их решения, вовлечение в область исследования и знакомство с ведущими научными школами силовой электроники и электромеханики. Выражается благодарность за помощь в освоении основ преобразовательной техники и теории электрических машин, а также практических подходов к анализу, проектированию, отладке и испытанию преобразовательных устройств.

ГЛАВА 1. АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР СИЛОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

1.1 Требования к ППН

1.1.1 Общие требования к ППН

К общим требованиям, предъявляемым к ППН при его функционировании в составе электротехнических систем, относятся:

- высокий коэффициент полезного действия (КПД);
- высокий коэффициент мощности;
- удовлетворительная электромагнитная совместимость с питающей сетью;
- высокая надёжность;
- малая стоимость;
- удовлетворительные масса-габаритные показатели.

Эти требования являются основными ориентирами при проектировании и критериями при сравнении различных ППН. Приоритет и числовые значения соответствующих показателей, а также перечень специальных требований зависят от конкретной системы и условий работы преобразователя.

1.1.2 Требования к ППН в асинхронном ЭП

В нерегулируемом по скорости асинхронном ЭП основными функциями ППН являются плавный пуск/останов двигателя и поддержание энергооптимального режима его работы при изменении нагрузки. В большинстве случаев потребность в реализации первой функции становится причиной введения ППН в привод, в то время как вторая функция позволяет извлечь из этого максимальную пользу, в том числе сократить период окупаемости преобразователя.

Во многих приводах функция плавного пуска уже даёт возможность уменьшить среднее энергопотребление. Это связано с тем, что из-за нежелательных, а порой и неприемлемых, последствий прямого пуска зачастую двигатели, не оборудованные устройствами плавного пуска (УПП), даже при продолжительном отсутствии рабочей нагрузки останавливают крайне редко [56-

58]. В то же время регулирование статорного напряжения в длительных режимах работы привода с переменной нагрузкой позволяет без нарушения технологического процесса поддерживать функционирование двигателя с оптимальными энергетическими показателями и за счёт этого более полно раскрывать потенциал энергосбережения.

Ухудшение энергетических показателей АД при работе с нагрузкой меньшей номинальной связано с завышенным для данной нагрузки значением амплитуды магнитного потока. При номинальном питающем напряжении коэффициент мощности АД в области холостого хода из-за преобладания тока намагничивания снижается до неприемлемо низких значений – 0,2-0,5, в то время как при номинальной нагрузке составляет 0,75-0,95 (в зависимости от модели и мощности двигателя) [59]. Регулирование питающего напряжения позволяет уменьшить амплитуду магнитного потока и тока намагничивания двигателя, приводя к снижению магнитных потерь и потерь проводимости, пропорциональных квадрату этих величин. При этом значительного изменения скорости вращения вала двигателя не происходит и привод сохраняет способность выполнять заданные функции.

Достигаемый за счёт регулирования напряжения энергетический эффект зависит от многих факторов и поэтому в каждом случае требует индивидуального рассмотрения. В соответствии с числовыми данными, представленными в литературе, во многих приводах удаётся повысить КПД двигателя на 5-10 % и снизить потребление реактивной мощности на 20-40 %. В [10] на примере двигателя 4А90L4 показано, что, применяя алгоритм регулирования напряжения с поддержанием коэффициента мощности двигателя равным его номинальному значению, при коэффициенте нагрузки 0,6 достигается увеличение коэффициента мощности на 15 %, КПД – на 3 %, а при коэффициенте нагрузки 0,4 – соответственно 27 % и 6 % по сравнению с показателями при отсутствии регулирования.

Делая выводы об общей энергоэффективности системы следует учитывать, что КПД любого преобразователя всегда меньше единицы, а ухудшение качества

питающего напряжения вызывает дополнительные потери мощности в двигателе. Можно показать, что общий КПД системы «Преобразователь – двигатель» описывается следующим выражением

$$\eta_{\text{сист}} = \eta_{\text{Д}} \cdot \eta_{\text{П}} \cdot \beta,$$

$$\beta = \frac{1}{1 - \dfrac{\Delta P_1 - \Delta P_2}{P_{\text{Д}} + P_{\text{пот}}}},$$

где $\eta_{\text{Д}}$ – КПД двигателя при отсутствии регулирования напряжения;
$\eta_{\text{П}}$ – КПД преобразователя;
ΔP_1 – снижение потерь мощности в двигателе за счёт регулирования напряжения;
ΔP_2 – увеличение потерь мощности в двигателе при питании от ППН;
$P_{\text{Д}}$ – полезная мощность на валу двигателя;
$P_{\text{пот}}$ – мощность потерь в двигателе при отсутствии регулирования напряжения.

Формируя требования к числовому значению КПД преобразователя и делая выводы об энергоэффективности всей системы в целом, необходимо принимать во внимание тот факт, что энергосберегающий эффект от регулирования напряжения достигается только в случае $\eta_{\text{П}} \cdot \beta > 1$. В связи с этим значимым является не абсолютное значение КПД, а соотношение между снижением потерь мощности в двигателе, достигаемым от регулирования напряжения, и увеличением потерь мощности в двигателе, вызванным питанием двигателя от источника несинусоидального напряжения и дополнительными потерями скольжения. Однако, ориентируясь на приводимые в литературе числовые значения по снижению потерь мощности в двигателе, можно утверждать, что КПД ППН при номинальной нагрузке должен превышать 95 %, что при современном уровне развития техники является достижимым.

Основными факторами, вызывающими дополнительные потери мощности в двигателе, являются несимметрия питающего напряжения и несинусоидальность токов двигателя. Известно, что даже при небольшой составляющей обратной последовательности в двигателе возникает значительный ток обратной последовательности. К примеру, при несимметрии напряжения, равной 5 %,

полезная мощность двигателей уменьшается на 5-10 %, а при несимметрии 10 % уже на 20-50 % [4, 59].

В первом приближении потери мощности в обмотках АД пропорциональны квадрату суммарного коэффициента гармоник токов двигателя (во втором приближении следует учитывать эффект вытеснения тока, приводящий к увеличению потерь мощности в обмотках ещё в 1,5-3,0 раза). Увеличение магнитных потерь в двигателе при питании несинусоидальным напряжением составляет лишь 2-3 %, а КПД двигателя снижается на несколько десятых долей процента. Это подтверждает тот факт, что с энергетической точки зрения главными являются требования к качеству выходного тока ППН, а требования к качеству напряжения – подчинёнными [60, 61].

Несимметрия и несинусоидальность токов и напряжений негативно сказываются не только на энергетических показателях двигателя, но и ухудшают его электромеханические свойства. Несимметрия вызывает уменьшение вращающего момента двигателя (зависимость квадратичная), а высшие гармоники искажают форму механических характеристик, причём наибольшее влияние оказывают гармоники с наименьшей частотой [4, 28, 60-62].

Аналогичные рассуждения можно сделать и относительно дополнительных потерь мощности в питающей сети. По отношению к питающей сети ППН является потребителем несинусоидальных токов и влияет на баланс реактивной мощности системы. Исходя из назначения устройства важно, чтобы преобразователь не вызывал увеличения потребления реактивной мощности по сравнению с прямым подключением двигателя к источнику питающего напряжения, иначе суммарный эффект от повышения энергетических показателей двигателя будет незначительным или даже отрицательным.

Оценивая преобразователь в плане гармонических искажений необходимо принимать во внимание не только спектральный состав тока двигателя, но и соответствующие показатели потребляемого из сети тока. Генерируемые преобразователем высшие гармоники порождают ряд широко известных проблем в системе электроснабжения [29, 63-69 и др.], к наиболее острым из которых

относится проблема электромагнитной совместимости с оборудованием, подключённым к общей сети. Принимая во внимание технические аспекты подавления гармоник наиболее проблематичным является обеспечение электромагнитной совместимости ППН, генерирующих низкочастотные гармоники тока (5, 7, 11-я и др.).

1.1.3 Требования к ППН в СГЭЭ

Независимо от назначения электротехнической системы основной задачей функционирующего в её составе ППН является изменение амплитуды первой гармоники выходного напряжения, однако по сравнению с асинхронным ЭП режим работы ППН в составе СГЭЭ имеет существенные отличия:

- частота и амплитуда питающего напряжения непостоянны и могут меняться в широком диапазоне;
- функциональное назначение преобразователя – стабилизация амплитуды первой гармоники выходного напряжения;
- мощность первичного источника (генератора) соизмерима с мощностью преобразовательного устройства;
- нагрузка преобразователя представлена совокупностью пассивных, активных и нелинейных потребителей.

Как правило эквивалентная нагрузка ППН носит резистивно-индуктивный характер с коэффициентом мощности более 0,5 и может изменяться в широком диапазоне. В автономных системах допустимы кратковременные режимы рабочей (в 1,5-2,0 раза) или аварийной перегрузки преобразователя (в 5,0-7,0 раз), в которых необходимо обеспечивать заданные токи в течение определённого интервала времени [32-36].

Среди общих требований приоритетными считаются показатели энергетической эффективности и масса-габаритные показатели ППН, особенно для СГЭЭ автономных передвижных объектов. Стремление улучшить эти показатели объясняет повышенный интерес к ППН как альтернативе часто используемым двухзвенным ПЧ с габаритным фильтром в звене постоянного напряжения. Числовые значения показателей зависят от требований

индивидуальной системы и указываются в техническом задании на проектирование ППН или в технических требованиях СГЭЭ.

В связи с тем, что ППН питается от автономного источника напряжения, нет единых требований и к качеству потребляемой энергии. Задача определения оптимальных значений показателей электромагнитной совместимости ППН решается при системном рассмотрении с энергетическими и масса-габаритными показателями генератора. В любом случае не рекомендуется нагружать генератор реактивным током ёмкостного характера, т.к. реакция якоря машины при ёмкостном токе является намагничивающей, что вынуждает обеспечивать запас по магнитной индукции при проектировании/выборе генератора.

Требования к качеству выходного напряжения ППН диктуются потребителем в виде следующих основных показателей [37]:

- небаланс напряжений;
- сдвиг фазных напряжений;
- спектр искажения;
- коэффициент амплитуды;
- составляющая напряжения постоянного тока.

Как правило, показатели устанавливаются для медленно меняющейся частоты вращения вала генератора (не более 1 % в 1 сек.). В качестве ориентировочных значений показателей можно использовать данные из [37].

1.2 Аналитический обзор ППН

1.2.1 Классификация ППН

Устройства преобразования переменного напряжения характеризуются множеством отличительных признаков, включая структуру силовой схемы, тип и количество вентилей, наличие/отсутствие трансформатора и его способ включения, количество зон регулирования и т.д., но при этом имеют определённые сходства. Для системного рассмотрения основных свойств, характеристик и показателей различных схем ППН разработана их классификация (Рисунок 1.1), основообразующим признаком в которой принят способ регулирования (изменения) выходного напряжения. В рамках каждого способа

схемы разделены на группы таким образом, чтобы при их минимальном количестве было охвачено максимальное количество силовых схем, а основные свойства любой схемы группы соответствовали свойствам всех схем группы и чётко определяли качественные различия между схемами разных групп.

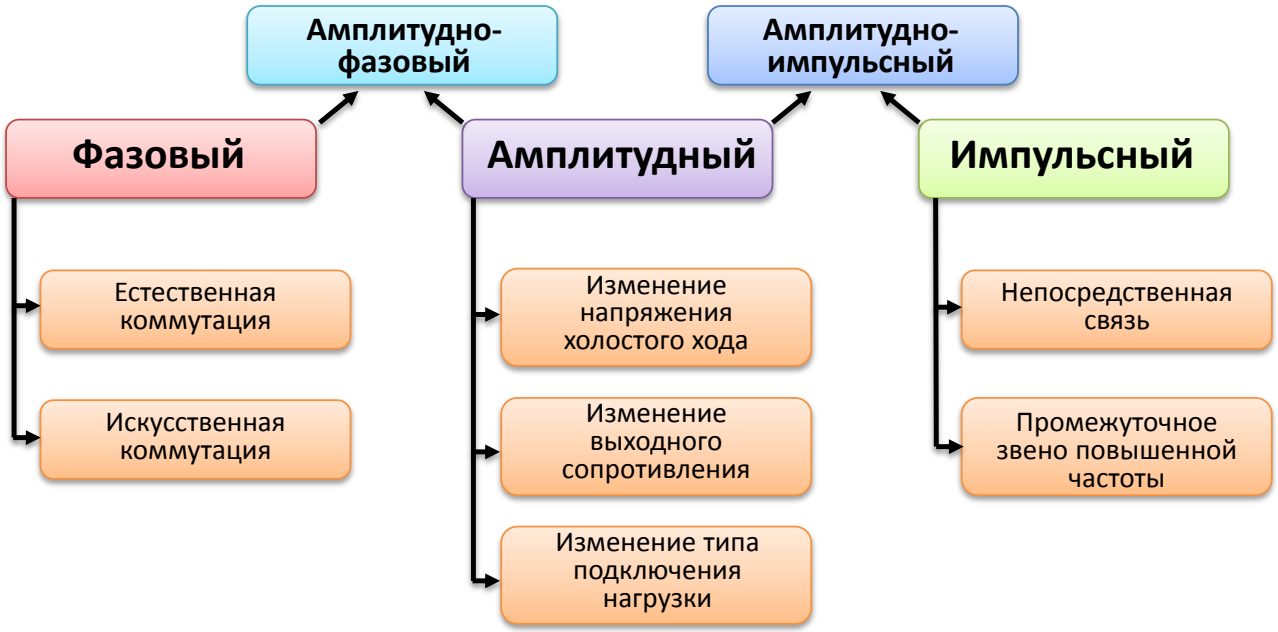


Рисунок 1.1. Классификация ППН

К основным способам регулирования переменного напряжения отнесены фазовый, амплитудный и импульсный. Парные комбинации основных способов регулирования представлены амплитудно-фазовым и амплитудно-импульсным способами. Теоретически также реализуемы импульсно-фазовый или амплитудно-импульсно-фазовый способы, но такие комбинации используются не часто и при необходимости могут реализовываться в схемах ППН с импульсным или амплитудно-импульсным способом регулирования напряжения, соответственно.

1.2.2 ППН с амплитудным способом регулирования (АСР)

Преобразование параметров напряжения при АСР выполняется без внесения гармонических искажений (Рисунок 1.2а), т.е. спектральный состав выходного напряжения $u_{вых}$ соответствует исходному спектральному составу входного напряжения $u_{вх}$, что является главным отличительным признаком этого способа регулирования.

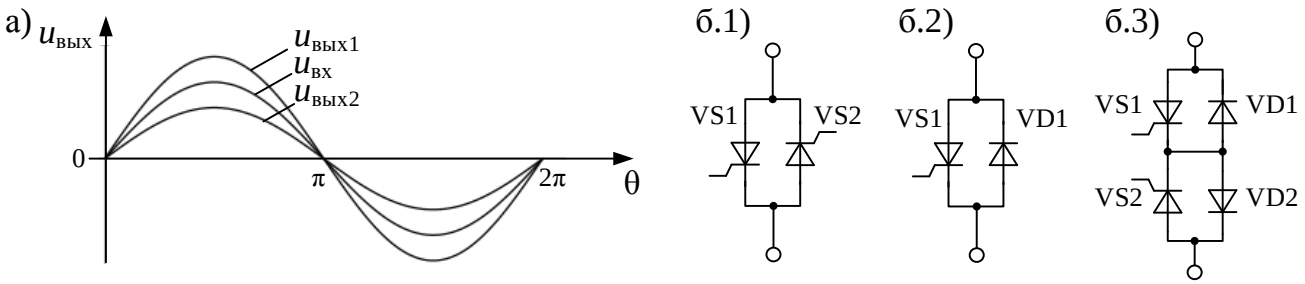


Рисунок 1.2. а) Амплитудный способ регулирования напряжения; б) основные схемы тиристорных и тиристорно-диодных двунаправленных ключей

Широкое применение получили три варианта реализации АСР (Рисунок 1.1), в каждом из которых коммутация токов осуществляется с помощью двунаправленных ключей (Рисунок 1.2б). Ключи чаще всего строятся по схеме двух встречно-параллельно соединённых полупроводниковых вентилей (Рисунок 1.2б1), но при нечастых коммутациях (напр., при использовании ППН для пуска АД в ЭП с редкими остановами рабочего механизма) в качестве ключей применяются электромеханические контакторы.

ППН с АСР и изменением напряжения холостого хода

Силовые схемы ППН с изменением напряжения холостого хода строятся на основе многообмоточного или многосекционного трансформатора. Диапазон и шаг регулирования напряжения зависят от коэффициентов трансформации обмоток и применяемых в схеме комбинаций их соединения, но регулирование принципиально носит дискретный характер [29, 30, 70, 71].

Простейшими примерами являются: схема с переключением секций обмотки трансформатора (Рисунок 1.3а), схемы с вольтодобавкой (Рисунок 1.3б,в) и схема с изменением типа соединения обмоток трансформатора «звезда-треугольник» (Рисунок 1.3г). В симметричных трёхфазных системах возможно построение схем с уменьшенным количеством вентилей, по сравнению с тремя однофазными схемами (Рисунок 1.3д).

К основным недостаткам ППН этой группы относятся худшие масса-габаритные показатели и высокая стоимость. Оба недостатка связаны с использованием силового трансформатора, мощность которого соизмерима с мощностью нагрузки, а рабочая частота определяется частотой питающего напряжения. Более того повышение плавности и расширение диапазона

регулирования сопровождаются существенным усложнением конструкции трансформатора, увеличением количества вентилей и соответствующим усложнением системы управления. В связи с этим область применения ППН с изменением напряжения холостого хода ограничивается питанием потребителей небольшой мощности, нуждающихся в малом количестве ступеней регулирования (2-3 ступени).

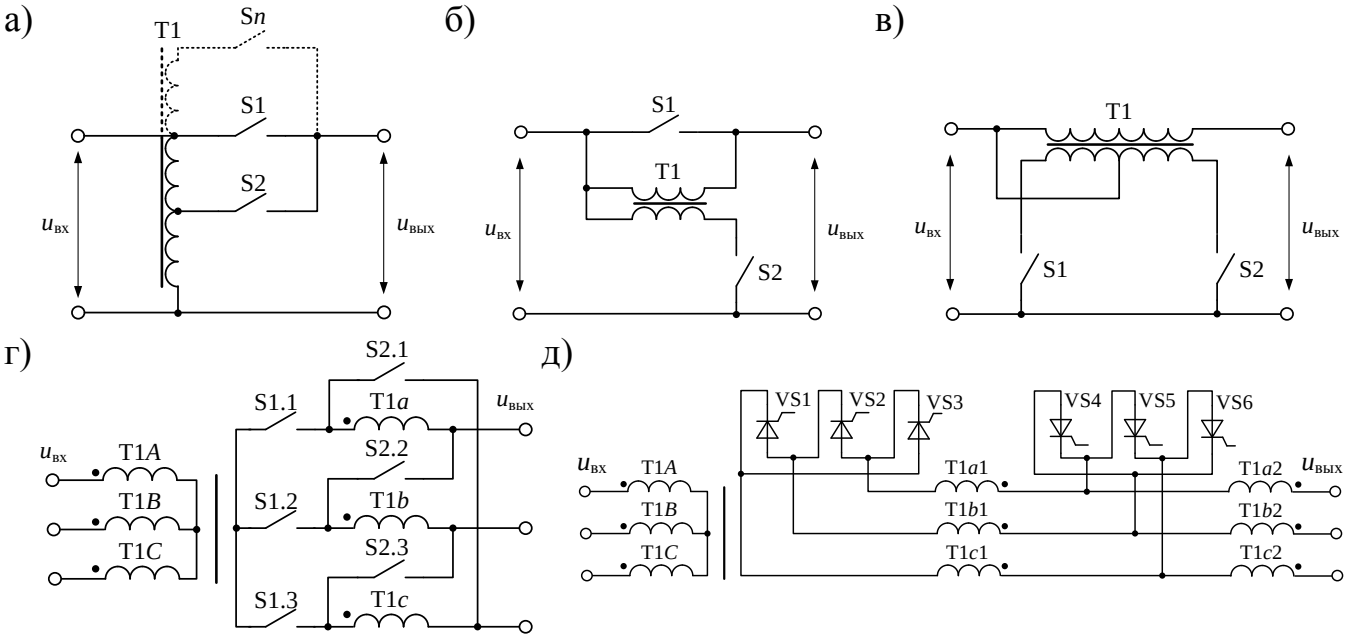


Рисунок 1.3. Схемы ППН с АСР и изменением напряжения холостого хода

ППН с АСР и изменением выходного сопротивления

В ППН с изменением выходного сопротивления силового контура [30, 71-74] регулирование напряжения осуществляется подключением/отключением последовательно установленных элементов, обычно реактивных (Рисунок 1.4). При использовании многообмоточного реактора или трансформатора регулирование может осуществляться во вторичной цепи, что позволяет применять вентили с меньшим предельно допустимым напряжением, либо наоборот уменьшить потери мощности в вентилях за счёт снижения тока.

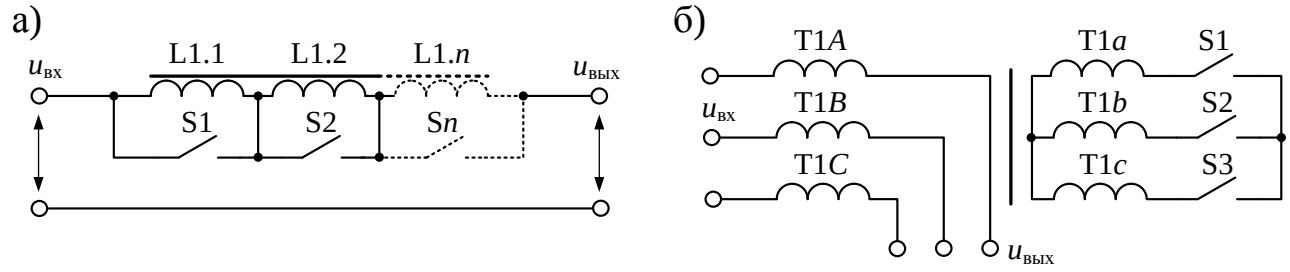


Рисунок 1.4. Схемы ППН с АСР и изменением выходного сопротивления силового контура

Преобразователям этой группы присущи все недостатки, отмеченные при описании ППН с изменением напряжения холостого хода. Дополнительным недостатком является то, что регулирование напряжения в сторону уменьшения приводит к снижению жёсткости внешней характеристики, КПД и коэффициента мощности (коэффициента сдвига первой гармоники входного тока).

ППН с АСР и изменением типа включения нагрузки

ППН с изменением типа включения нагрузки не нуждаются в использовании трансформатора или иных реактивных элементов, что положительно сказывается на их масса-габаритных показателях, стоимости и КПД. Однако область применения таких ППН является сравнительно узкой, т.к. нагрузка ППН должна быть секционированной или, при многофазном исполнении, иметь доступными все концы фаз. Тем не менее широкое применение получила схема с переключением типа соединения обмоток двигателя со «звезды» на «треугольник» (Рисунок 1.5), часто используемая для плавного пуска АД [59].

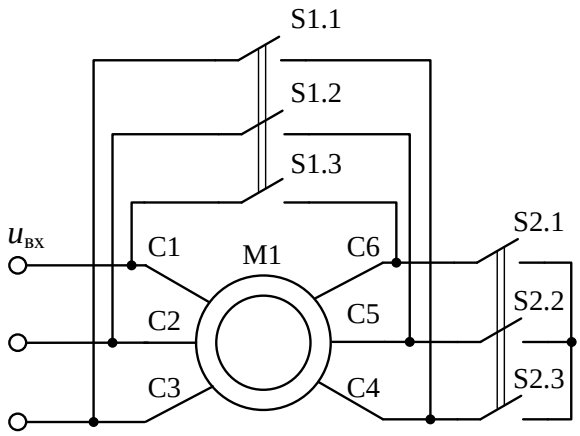


Рисунок 1.5. Схема ППН с переключением типа соединения нагрузки «звезда-треугольник»

1.2.3 ППН с фазовым способом регулирования (ФСР)

ФСР заключается в изменении временного интервала (фазы) подключения нагрузки к источнику питающего напряжения относительно момента перехода входного напряжения через ноль (синхронизация по напряжению) или момента прекращения тока нагрузки (синхронизация по току) [75]. ФСР можно считать частным случаем импульсного регулирования, осуществляемого на удвоенной частоте питающего напряжения (или однократной в случае несимметричного

регулирования), но ввиду специфических особенностей реализации этот способ принято рассматривать как самостоятельный.

Реализуется фазовое регулирование в трёх вариантах: с отстающим углом (Рисунок 1.6а), с опережающим углом (Рисунок 1.6б) и двухстороннее регулирование (Рисунок 1.6в).

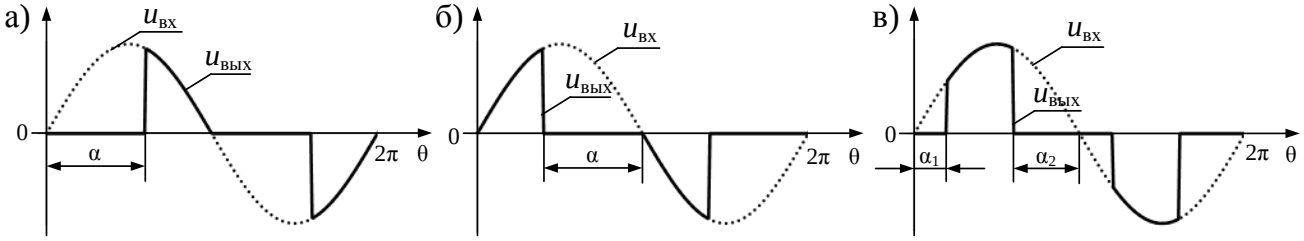


Рисунок 1.6. ФСР а) с отстающим углом, б) с опережающим углом и в) двухстороннее регулирование

ППН с ФСР и естественной коммутацией

Переходя к рассмотрению ППН с ФСР и естественной коммутацией стоит отметить, что преобразователи этой группы на протяжении более полувека являлись основными устройствами для регулирования переменного напряжения и до сих пор находят широкое применение в различных электротехнических комплексах. Более того, исторически, именно эти преобразователи определили развитие регулируемых электроприводов переменного тока и повысили их конкурентоспособность перед электроприводами постоянного тока [12, 15, 28, 76-79].

Силовые схемы строятся на ключах с двусторонней проводимостью (Рисунок 1.2б), включаемых между источником питающего напряжения и нагрузкой или в рассечку общей (нулевой) точки многофазной нагрузки (Рисунок 1.7). Наиболее часто применяются ключи со встречно-параллельным соединением тиристоров (Рисунок 1.2б.1), характеризующиеся двусторонней управляемостью и наименьшими статическими потерями мощности.

Основные достоинства ППН с ФСР и естественной коммутацией [24, 29, 57, 79-83 и др.]:

- высокий КПД (до 99,9 % [81]);
- низкие массо-габаритные показатели (порядка 0,1-0,3 кг/кВт);

– высокая надёжность;
– малая стоимость;
– малые затраты на обслуживание.

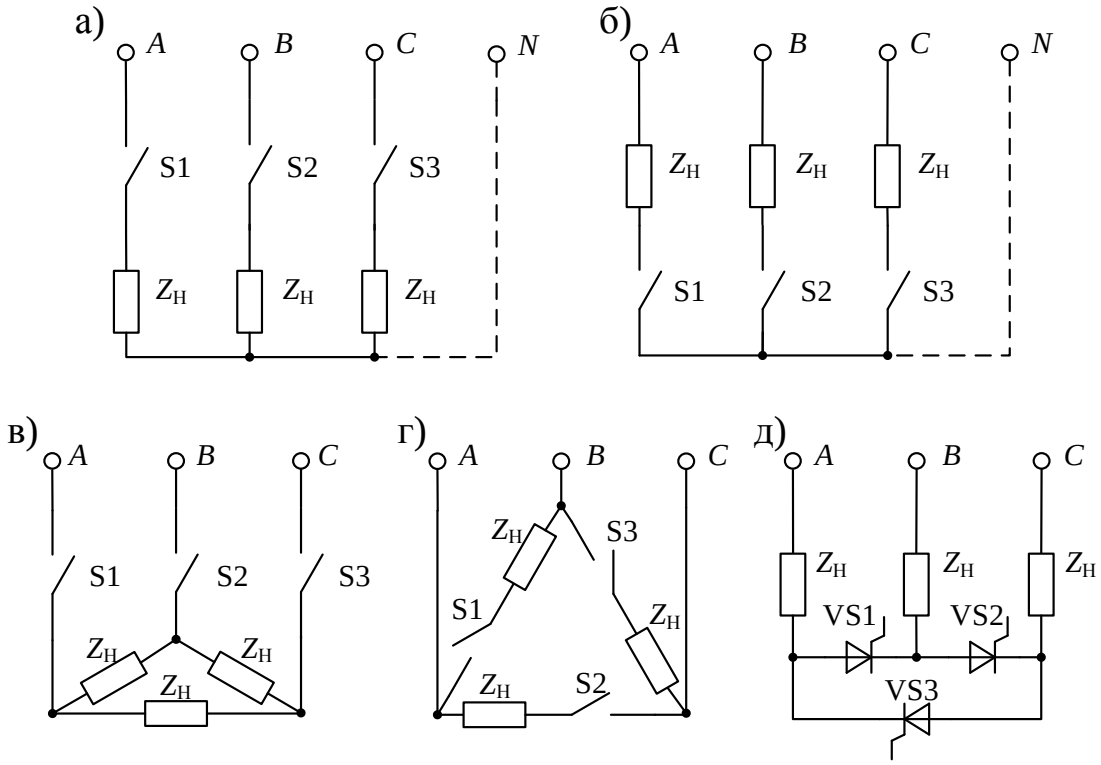


Рисунок 1.7. Схемы симметричных трёхфазных ППН с ФСР и естественной коммутацией

Принципиальной особенностью, связанной с естественным запиранием вентилей, является регулирование с отстающим углом (Рисунок 1.6а). Эта особенность обуславливает основной недостаток преобразователей этой группы – снижение коэффициента мощности при увеличении угла регулирования (Рисунок 1.9). К другим важным недостаткам относятся:

– значительные гармонические искажения токов и напряжений (Рисунок 1.8, 1.9) с высокой долей низкочастотных составляющих (5, 7, 11-я и др. гармоники) [84];
– зависимость формы токов и напряжений, а также границ диапазона регулирования от параметров и режима работы нагрузки;
– большая чувствительность к несимметрии углов управления вентилями, приводящая к протеканию через нагрузку постоянных токов [28];
– проблемы синхронизации [58, 75].

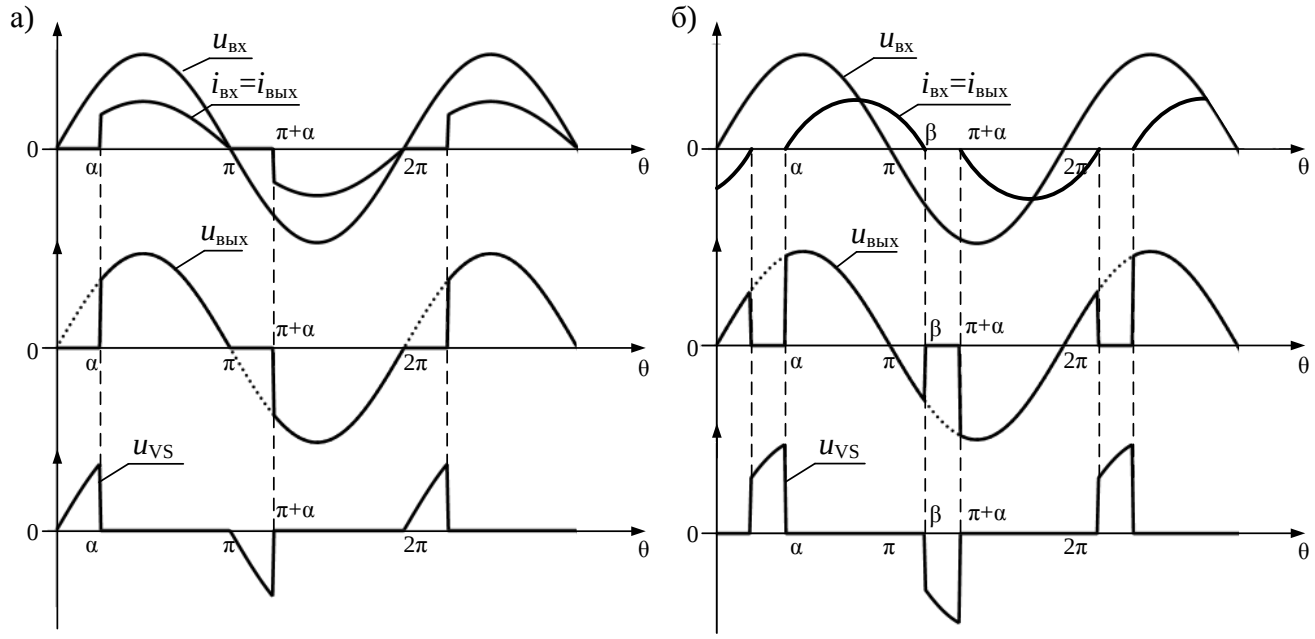


Рисунок 1.8. Временные диаграммы токов и напряжений однофазного ППН при а) резистивном и б) резистивно-индуктивном характере нагрузки

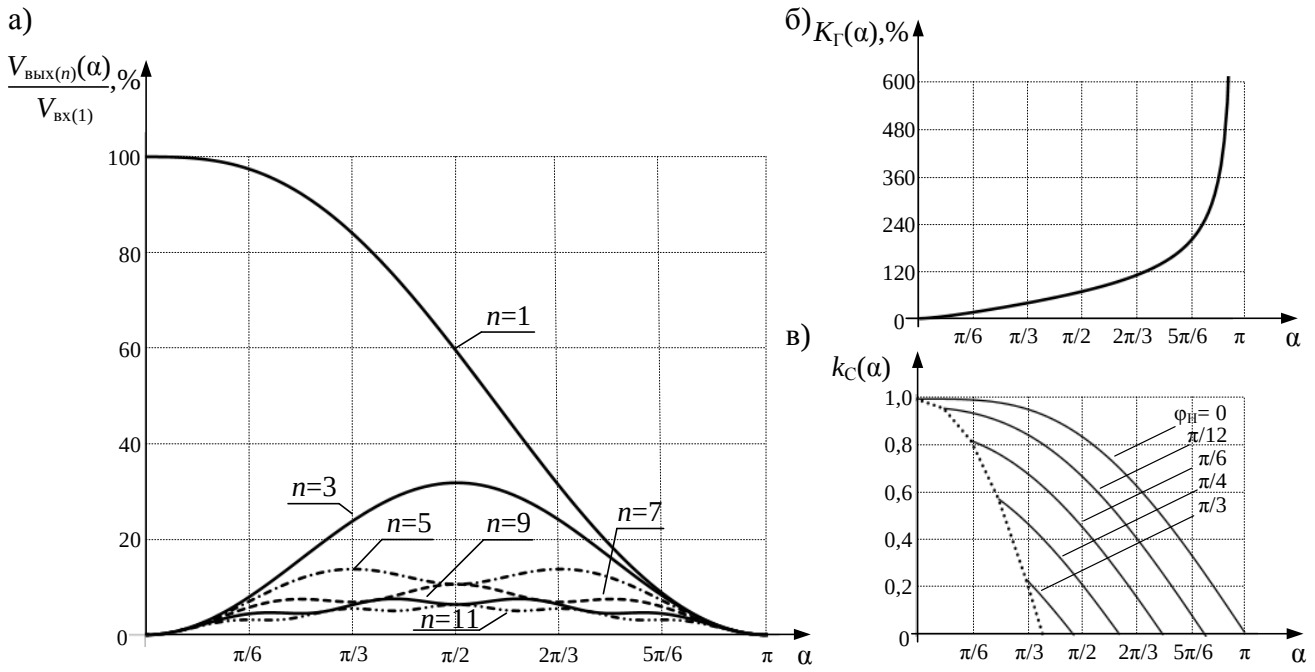


Рисунок 1.9. Графики зависимости а) относительных значений амплитуд гармоник и б) суммарного коэффициента гармоник токов и напряжений однофазного ППН с ФСР от угла регулирования (резистивный характер нагрузки); в) коэффициента сдвига первой гармоники входного тока при разном фазовом угле нагрузки (резистивно-индуктивный характер нагрузки)

Для однофазной резистивной нагрузки величина сдвига по фазе между питающим напряжением и током рассчитывается по следующей формуле [85]:

$$\varphi_{(1)}(\alpha) = \operatorname{arctg}\left(\frac{\sin^2(\alpha)}{\sin(\alpha)\cdot\cos(\alpha)+\pi-\alpha}\right).$$

При резистивно-индуктивном характере нагрузки сдвиг по фазе увеличивается на фазовый угол нагрузки. В связи с этим потоки реактивной мощности в системе могут существенно превосходить реактивную мощность нагрузки [14, 86].

Изображённые на Рисунке 1.7 схемы отличаются по гармоническому составу токов [77]. Спектр может включать:

- все нечётные гармоники (схемы *а, б* с нулевым проводом, схема *г*);
- все нечётные гармоники, за исключением гармоник, кратных трём (схемы *а, б* без нулевого провода, схема *в*);
- все чётные и нечётные гармоники, за исключением гармоник, кратных трём (схема *д*).

При отсутствии фильтрации гармоник входного тока возможны существенные искажения питающего (сетевого) напряжения, особенно в сетях, мощность которых соизмерима с мощностью преобразовательного устройства [84]. Искажения негативно сказываются на работе других потребителей вплоть до нарушения их нормального режима функционирования или выхода из строя. В связи с этим рекомендуется ограничивать мощность тиристорных преобразователей на уровне 10-15 % от общей мощности энергосистемы [82] и осуществлять регулирование преимущественно в верхнем диапазоне (диапазон малых углов управления).

При регулировании напряжения на АД высшие гармоники вызывают не только дополнительный нагрев обмоток, но и значительные пульсации скорости и электромагнитного момента машины [15, 28, 59, 87].

Регулируя напряжение на нагрузке резистивно-индуктивного характера преобразователь имеет неуправляемую зону (зону нечувствительности). Граница этой зоны определяется критическим углом управления $\alpha_{кр}$, при котором ППН переходит в режим непрерывного тока. В случае однофазной нагрузки или трёхфазной нагрузки с нулевым проводом связь между интервалом проводимости вентиля λ, углом управления α и фазовым углом нагрузки $\varphi_{Н}$ описывается следующим трансцендентным уравнением [29]:

$$\sin\left(\alpha+\lambda-\varphi_{\text{Н}}\right)=\sin\left(\alpha-\varphi_{\text{Н}}\right)\cdot e^{\frac{-\lambda}{\tan\left(\varphi_{\text{Н}}\right)}}.$$

В трёхфазных ППН с соединением нагрузки по типу «звезда» без нулевого провода процессы протекают более сложно, т.к. состояния полупроводниковых приборов в разных фазах являются взаимозависимыми. В схеме, изображённой на Рисунок 1.7а (без нулевого провода), в течение одного периода питающего напряжения включаются в работу шесть тиристоров. Формы выходных напряжений и токов значительно отличаются от рассмотренных для однофазной схемы [15, 79, 80, 88]. Преобразователь может функционировать в нескольких режимах, соответствующих разному диапазону изменения угла ϑ:

- чередование проводящего состояния двух или трёх тиристоров ($0<\vartheta<\pi/3$) (Рисунок 1.10а);
- чередование проводящего состояния двух тиристоров и запертого состояния всех тиристоров ($\pi/3<\vartheta<2\pi/3$) (Рисунок 1.10б);
- нагрузка полностью отключена от источника питания, регулирование напряжения невозможно ($2\pi/3<\vartheta<\pi$).

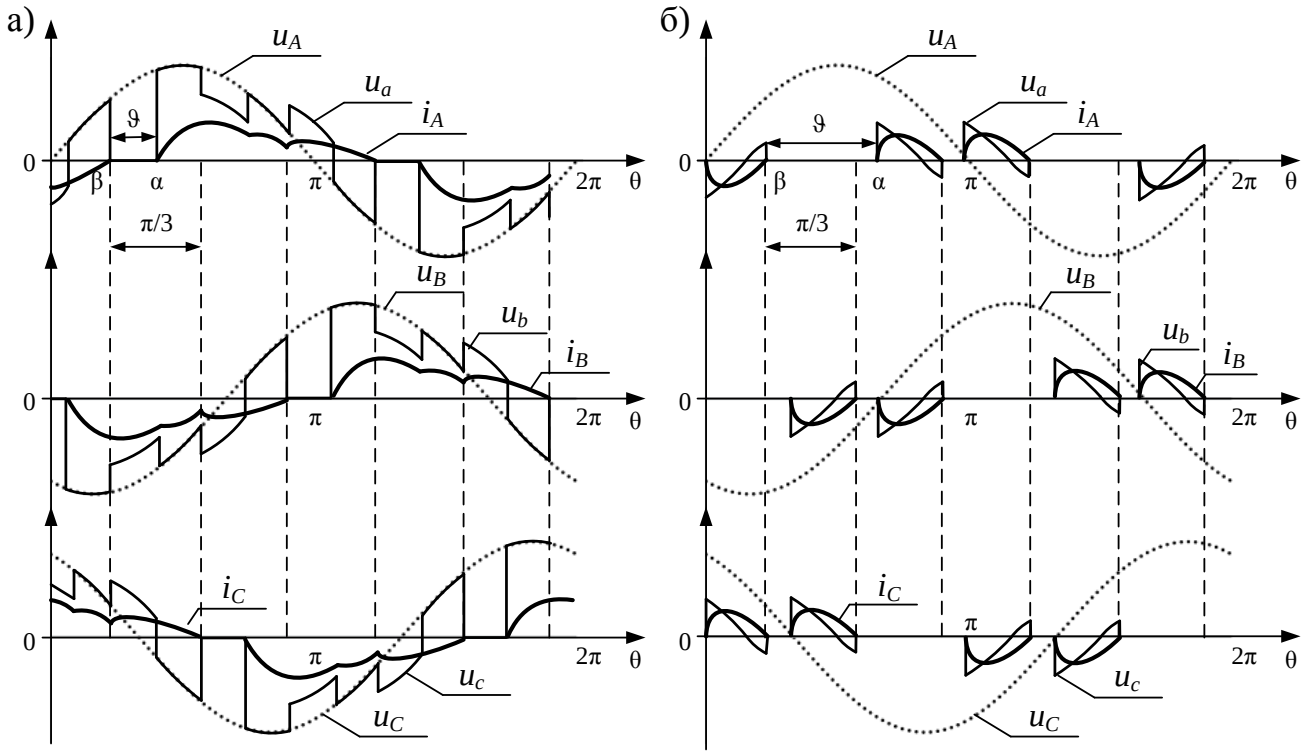


Рисунок 1.10. Временные диаграммы токов и напряжений тиристорного ППН при регулировании напряжения на нагрузке резистивно-индуктивного характера, соединённой по типу «звезда» без нулевого провода при а) $\vartheta<\pi/3$, б) $\vartheta>\pi/3$

В случае регулирования напряжения на АД угол фазового сдвига между током и напряжением зависит от электромеханических переменных, характеризующих режим работы двигателя, в связи с чем продолжительность протекания тока во всех фазах преобразователя заранее не определена.

Отмеченные особенности усложняют управление преобразователем и предъявляют соответствующие требования к построению системы управления [58, 75, 87].

ППН с ФСР и искусственной коммутацией

Применение искусственной коммутации в схемах ППН с ФСР расширяет возможности преобразователя позволяя реализовывать все разновидности фазового регулирования (Рисунок 1.6). Силовые схемы ППН этой группы по структуре подобны схемам ППН с естественной коммутацией, но строятся на основе вентилей с полной управляемостью (Рисунок 1.11), и при регулировании напряжения на нагрузке резистивно-индуктивного характера дополняются ключами для замыкания токового контура нагрузки (Рисунок 1.12). В качестве вентилей чаще всего применяются транзисторы, но могут быть использованы двухоперационные тиристоры или однооперационные тиристоры с коммутирующими цепями.

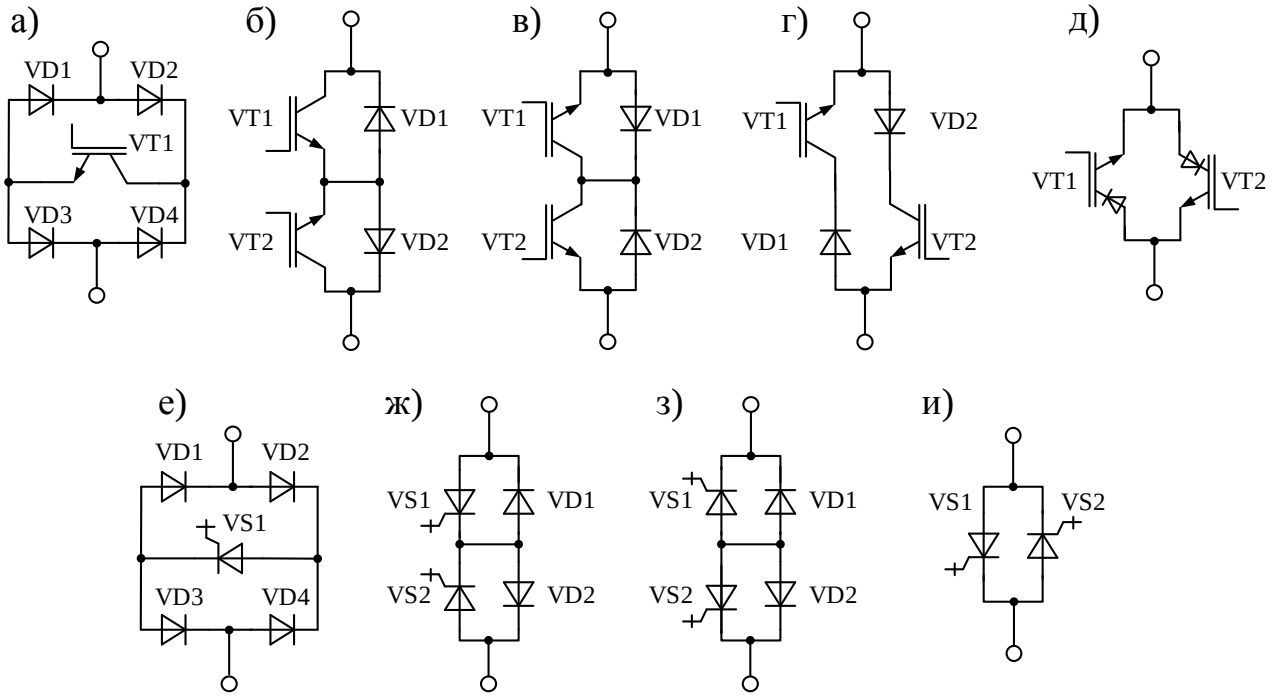


Рисунок 1.11. Схемы ключей переменного тока с полной управляемостью

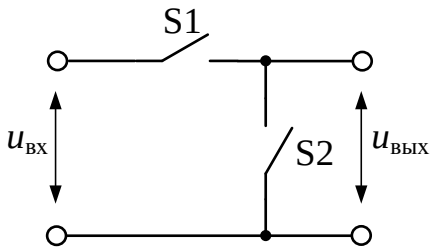


Рисунок 1.12. Простейшая схема однофазного ППН с искусственной коммутацией

Основные достоинства ППН с искусственной коммутацией перед ППН с естественной коммутацией:

- улучшенный коэффициент сдвига первой гармоники входного тока [30, 79, 89-95];
- возможность независимого управления амплитудой и фазой первой гармоники выходного напряжения с формированием как отстающего, так и опережающего фазового сдвига;
- независимость формы выходного напряжения от параметров нагрузки.

Несмотря на перечисленные достоинства, применение искусственной коммутации в ППН с ФСР не решает проблему гармонических искажений. Более того, в ряде случаев ППН с искусственной коммутацией характеризуются худшими показателями искажений по сравнению с ППН с естественной коммутацией [83, 94, 95].

1.2.4 ППН с амплитудно-фазовым способом регулирования (АФСР)

АФСР может быть реализован практически во всех рассмотренных схемах ППН с АСР [6, 30, 85, 96, 97] путём периодического переключения зоны на интервал времени до момента естественного запирания вентиля (Рисунок 1.13а). За счёт комбинирования этих двух способов достигается сравнительно высокое качество выходного напряжения при возможности плавного регулирования, причём показатели гармонических искажений непосредственно связаны с шириной зоны регулирования.

АФСР сочетает не только достоинства каждого способа, но и их недостатки. В частности, ППН с АФСР, как и ППН с АСР, характеризуются неудовлетворительными масса-габаритными и стоимостными показателями, что

обусловлено использованием громоздких трансформаторов или реакторов. Как и при ФСР гармоники сосредоточены в низкочастотной области спектра (5, 7, 11-я и др.).

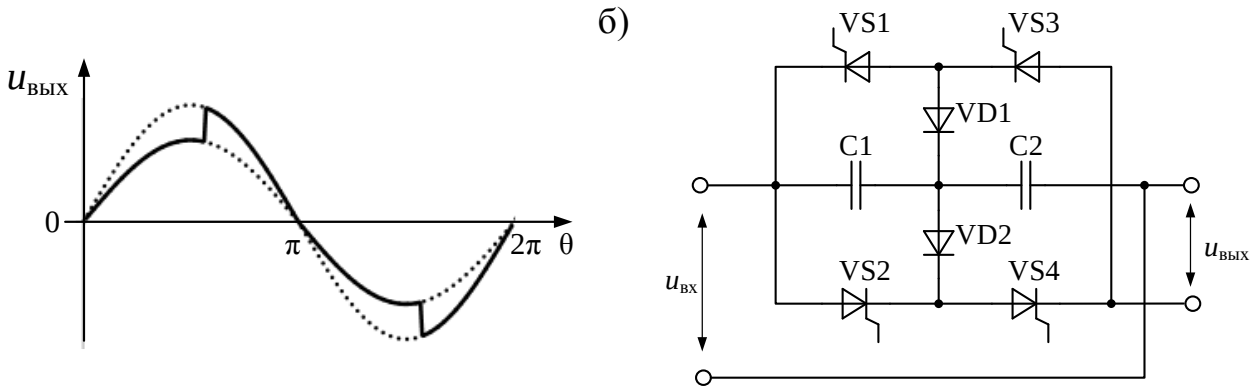


Рисунок 1.13. а) Амплитудно-фазовый способ регулирования напряжения; б) схема однофазного ППН с АФСР на основе ёмкостного делителя напряжения

Существуют схемы, в которых АФСР реализуется без использования габаритных моточных изделий. В частности, разделение на амплитудные зоны возможно с помощью конденсаторных делителей, как это показано на Рисунке 1.13б. Тем не менее установленная мощность конденсаторов соизмерима или даже превышает мощность нагрузки, и, например, для однофазной резистивной нагрузки мощностью 6 кВт составляет более 9,5 кВар, т.е. около 160 % [98-100].

Принципиально количество зон регулирования в схеме с конденсаторным делителем может быть любым, но даже при двух зонах количество вентилей на одну фазу равно шести, четыре из которых управляемые.

1.2.5 ППН с импульсным способом регулирования (ИСР)

ИСР реализуется в преобразователях с искусственной коммутацией в виде широтно-импульсного регулирования (ШИР), частотно-импульсного регулирования (ЧИР), частотно-широтно-импульсного регулирования (ЧШИР) или различных алгоритмов модуляции напряжения. Принципиально импульсное регулирование может осуществляться с любой частотой коммутации, но достоинства этих преобразователей в полной мере проявляются при функционировании с частотой, на порядки превышающей частоту первой гармоники входного напряжения.

ППН с ИСР можно разделить на две группы:

– ППН с ИСР и непосредственной связью;
– ППН с ИСР и промежуточным звеном повышенной частоты.

ППН с ИСР и непосредственной связью

В ППН с ИСР и непосредственной связью регулирование напряжения осуществляется за счёт управляемого дозированного обмена энергией между источником питания и нагрузкой посредством периодических коммутаций токов в силовых цепях. Принципиальным отличием от ППН с промежуточным звеном повышенной частоты является то, что здесь основные потоки энергии протекают с частотой питающего напряжения.

Многие импульсные ППН с непосредственной связью аналогичны схемами импульсных регуляторов постоянного напряжения и поэтому обладают рядом общих свойств. Однако, в связи с работой на переменном токе, имеются и принципиальные отличия:

1) **Ключи**. Схемы основываются на двунаправленных ключах (Рисунок 1.11). Ток и напряжение на вентилях ключей имеют синусоидальную огибающую. Для безопасной коммутации ключи снабжаются снабберными цепями или переключаются по специальным стратегиям [101-103].

2) **Реактивные элементы.** Электромагнитные элементы при симметричном управлении не имеют постоянного подмагничивания. Токи и напряжения на элементах при линейной нагрузке кроме высокочастотной модуляционной составляющей содержат низкочастотную составляющую с частотой входного напряжения.

3) **Показатели качества электромагнитных процессов**. Во-первых, различаются показатели, характеризующие степень гармонических искажений. Если в преобразователях постоянного напряжения интерес представляет коэффициент пульсаций (или абсолютный размах пульсаций), то в преобразователях переменного напряжения рассматриваются коэффициент *n*-й гармонической составляющей, суммарный коэффициент гармоник, коэффициент искажения и др. Во-вторых, добавляются показатели, характеризующие качество

преобразования энергии по первой гармонике, такие как коэффициент сдвига и коэффициент несимметрии (для многофазных схем). Характеристики и показатели преобразователей зависят от частоты питающего напряжения.

Большим потенциалом применения во многих электротехнических комплексах обладают понижающие ППН (англ. AC buck converter, AC chopper). Преобразователи этой подгруппы в явном виде реализуют принцип импульсного регулирования, в связи с чем в литературе их иногда, по аналогии с преобразователями постоянного напряжения, называют широтно-импульсными преобразователями (ШИП) [86].

Базовая однофазная схема вентильного блока (ВБ) понижающего ППН уже рассматривалась при описании схем с ФСР (Рисунок 1.12). ВБ осуществляет преобразование входного синусоидального напряжения в импульсное с синусоидальной огибающей (Рисунок 1.14). При ШИР среднее значение выходного напряжения на каждом такте коммутации меняется по гармоническому закону и регулирование амплитуды первой гармоники возможно за счёт изменения относительной длительности импульсов γ_0 (коэффициента заполнения).

Несмотря на имеющиеся сходства со схемами с фазовым регулированием, свойства и показатели ППН при импульсном регулировании существенно отличаются и в свою очередь во многом зависят от алгоритма регулирования. В частности, при ШИР (постоянный коэффициент заполнения в установившемся режиме) ППН характеризуется следующими свойствами:

- ВБ не вносит сдвига по фазе между первыми гармониками входного и выходного напряжения;
- в спектре токов и напряжений (Рисунок 1.15а) содержатся составляющие с частотами $f_{(k)}=k\cdot f_S\pm f_{(1)}$, т.е. высшие гармоники сосредоточены в окрестности частот, кратных частоте коммутации f_S;
- регулировочная характеристика преобразователя, рассматриваемая как зависимость амплитуды первой гармоники выходного напряжения от коэффициента регулирования, является линейной (Рисунок 1.15б).

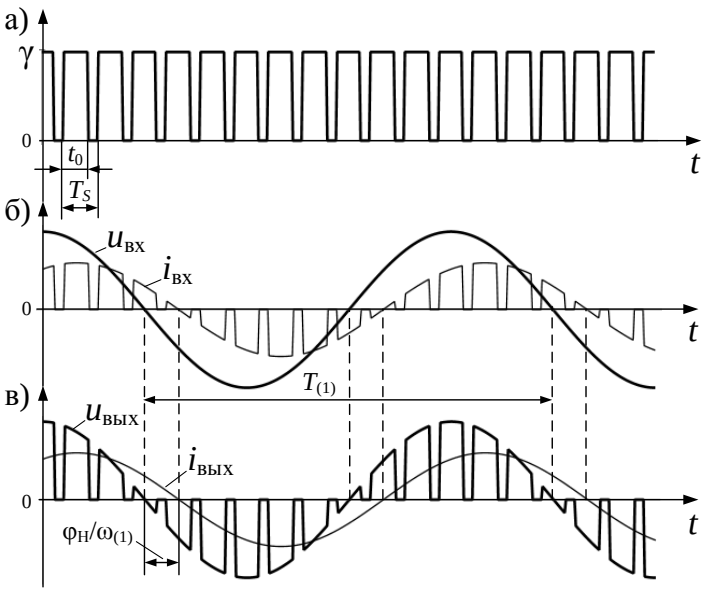


Рисунок 1.14. Упрощённые временные диаграммы: а) коммутационная функция; б) входной ток и напряжение; в) выходной ток и напряжение ВБ понижающего ППН с ШИР

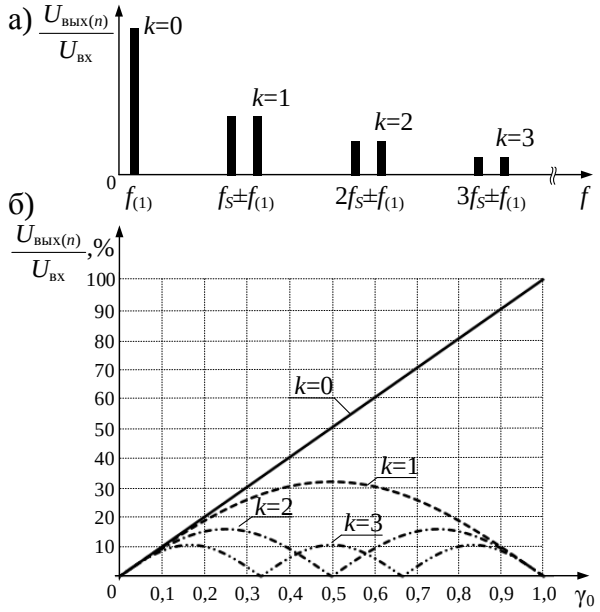


Рисунок 1.15. а) Спектральный состав токов и напряжений; б) зависимость амплитуд первых 7-ми ненулевых гармоник от коэффициента заполнения

ШИР является наиболее распространённым алгоритмом регулирования напряжения в преобразователях этой группы, но далеко не единственным. На сегодня разработано множество законов модуляции выходного напряжения, в частности позволяющих управлять коэффициентом мощности преобразователя за счёт регулирования сдвига первой гармоники [93, 95, 104-107]. В случае модуляции по линейному закону (Рисунок 1.16а) регулирование амплитуды и фазы первой гармоники выходного напряжения осуществляется посредством изменения постоянной составляющей и наклона линейно спадающего задающего сигнала модулятора [93, 105], а при модуляции по синусоидальному закону (Рисунок 1.16б) – посредством изменения амплитуды и фазового сдвига задающего сигнала [95, 104].

В некоторых случаях модуляция применяется для избирательного подавления высших гармоник. При этом расположение импульсов коммутационной функции и их длительности определяются оптимизационными методами [108-112].

Главным недостатком модуляционных алгоритмов является наличие низкочастотных гармоник в спектре токов и напряжений, что в большинстве случаев является нежелательным.

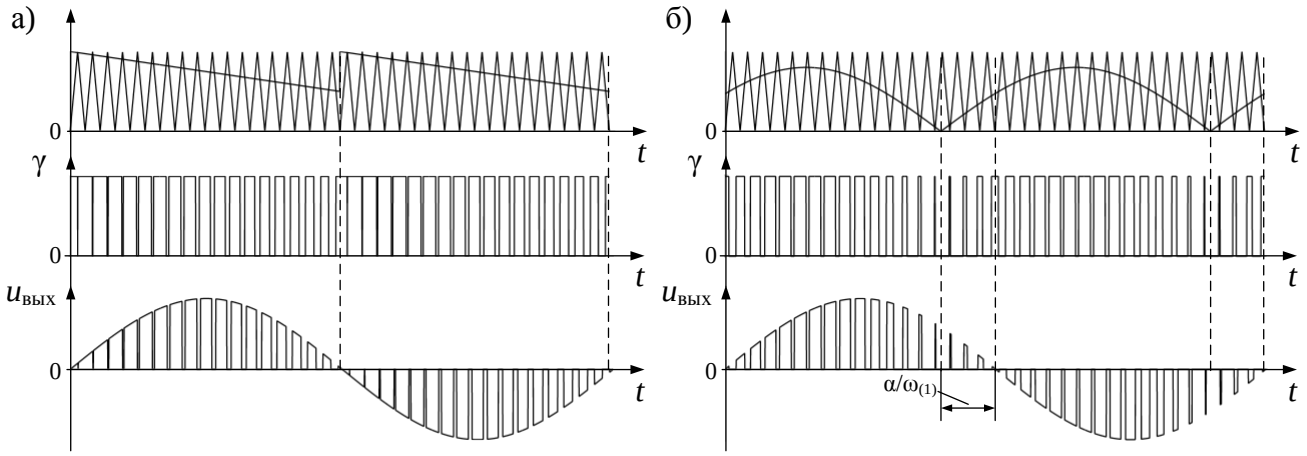


Рисунок 1.16. Модуляция выходного напряжения: а,б,в) по линейному закону, г,д,е) по синусоидальному закону

К основным достоинствам понижающих ППН перед другими импульсными преобразователями с непосредственной связью (Рисунок 1.17) относится высокая технологичность. Во-первых, вентильная часть не содержит промежуточных реактивных элементов, делая возможным интегральное исполнение ВБ в виде единого модуля. Во-вторых, упрощается каскадное построение схемы по структуре «входной фильтр – ВБ – выходной фильтр», что придаёт конструкции универсальность и гибкость. В-третьих, упрощается магистрально-модульное построение вентильной части, в том числе со сдвигом опорных напряжений модуляторов разных ВБ.

Свойства и характеристики ППН, представленных на Рисунок 1.17, подробно описаны в литературе [86, 47, 113-129], в связи с чем в данном обзоре приведены только некоторые особенности (Таблица 1.1).

Схемы с прерывистым входным током в большинстве случаев нуждаются в дополнительном входном фильтре. В схемах с интервалами отключения нагрузки от источников энергии увеличение энергоёмкости конденсатора обусловлено режимом работы последнего в качестве энергетического буфера.

Схема Рисунок 1.17г при дополнении выходным LC-фильтром принимает вид схемы Кука. Схема Рисунок 1.17д носит название SEPIC (Single-Ended Primary-Inductor Converter) и по свойствам аналогична преобразователю Кука.

В ППН Рисунок 1.17г,ж,з при разомкнутом состоянии всех ключей нагрузка находится под напряжением и связана с входным источником посредством

сложного колебательного контура. Если не использовать внешние коммутаторы для отключения ППН от нагрузки или от источника питания, то при возникновении резонансных процессов или коротком замыкания в цепи нагрузки высоковероятна аварийная ситуация.

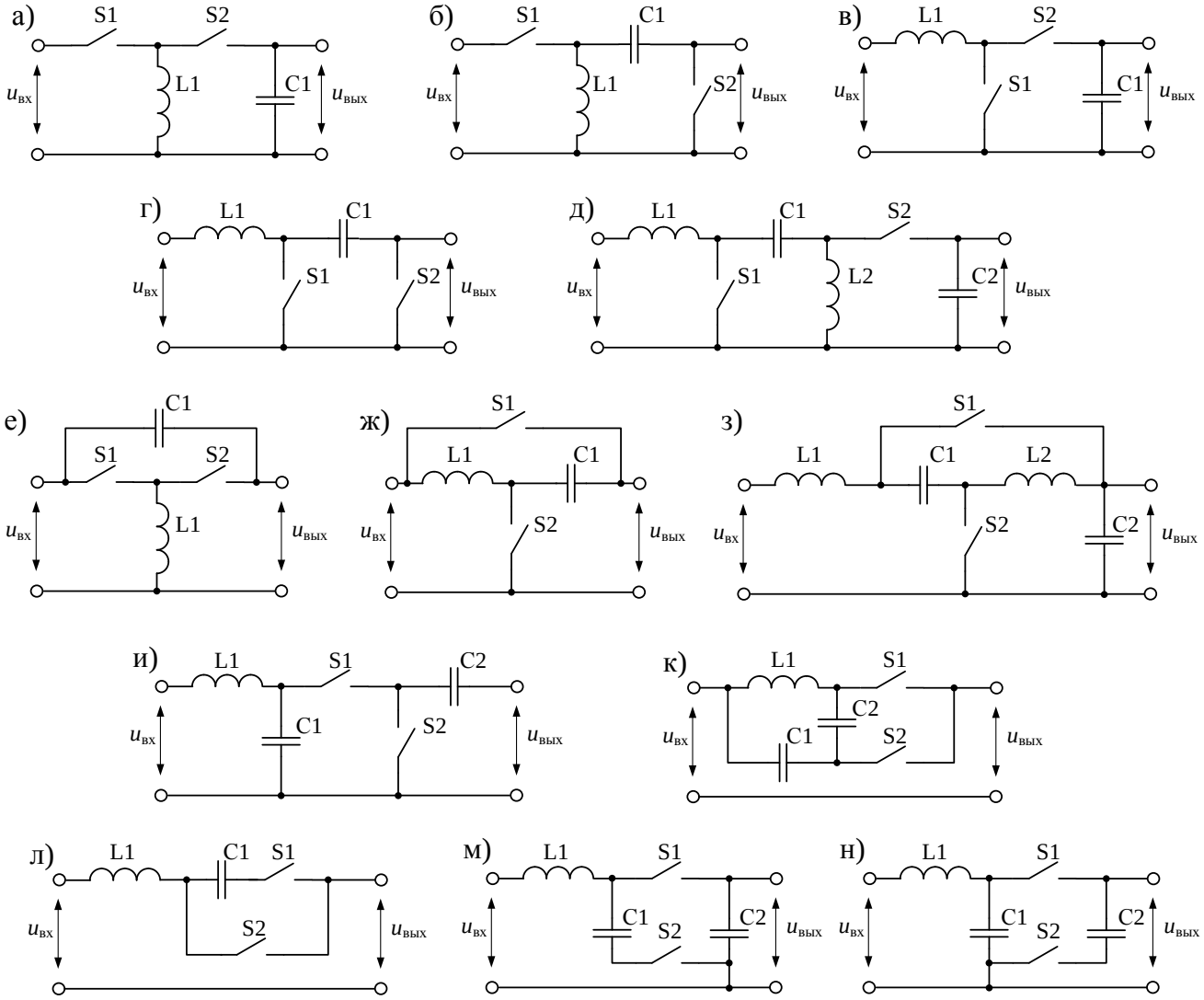


Рисунок 1.17. Схемы ППН с ИСР и непосредственной связью

Таблица 1.1. ППН с ИСР и непосредственной связью (Рисунок 1.17)

а)	−понижающе-повышающий с инверсией; −прерывистый входной ток; −мягкая внешняя характеристика; −увеличенная энергоёмкость конденсатора;
б)	−повышающий; −прерывистый входной ток и выходное напряжение;
в)	−повышающий; −увеличенная энергоёмкость конденсатора;
г)	−понижающе-повышающий с инверсией; −прерывистое выходное напряжение; −улучшенные масса-габаритные показатели за счёт использования ёмкостного элемента в качестве звена накопления и передачи энергии;
д)	−понижающе-повышающий; −увеличенная энергоёмкость конденсатора;
е)	−понижающе-повышающий с инверсией; −мягкая внешняя характеристика;
ж)	−модификация схемы (г) с прерывистым входным током;
з)	−модификация схемы (г) с улучшенным качеством выходного напряжения;
и)	−понижающе-повышающий;
к)	−понижающе-повышающий; −низкий коэффициент мощности в режиме понижения напряжения; −узкий диапазон регулирования (90-120%); −большая установленная мощность реактивных элементов;
л)	−понижающе-повышающий; −низкий коэффициент мощности в режиме понижения напряжения; −узкий диапазон регулирования (90-120%); −большая установленная мощность реактивных элементов;
м)	−понижающе-повышающий (рекомендуется использовать как повышающий); −большая установленная мощность реактивных элементов (больше, чем у схемы (л)); −увеличенная энергоёмкость конденсатора; −повышенные пульсации выходного напряжения;
н)	−понижающий; −широкий диапазон регулирования напряжения; −увеличенная энергоёмкость конденсатора.

В СГЭЭ регулирование выходного напряжения генератора возможно также и при параллельном подключении вентильного преобразователя (Рисунок 1.18). В этом случае регулирование напряжения осуществляется за счёт изменения магнитного потока машины под действием продольной и поперечной составляющих тока (реакция якоря).

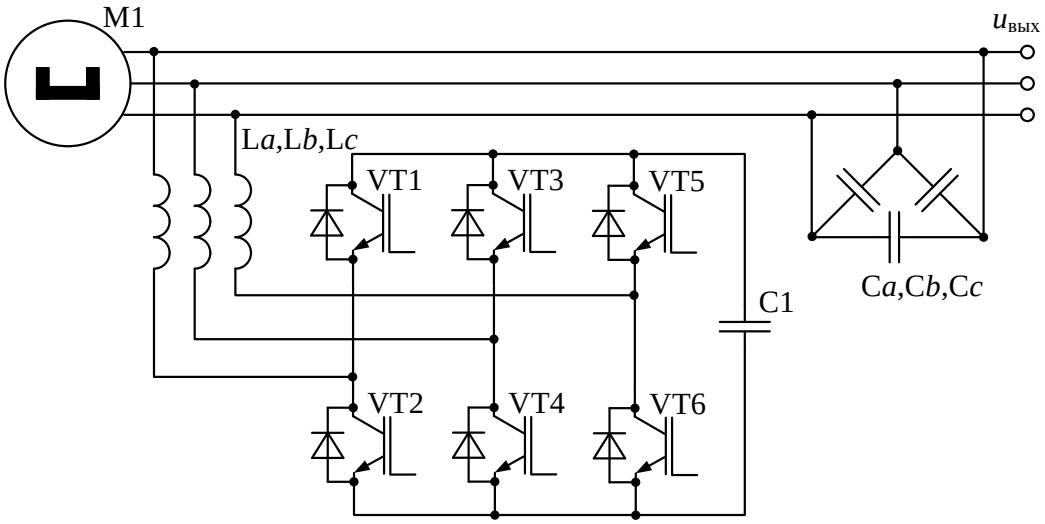


Рисунок 1.18. СГЭЭ с регулятором напряжения параллельного типа

Параллельное подключение ППН характеризуется рядом достоинств, описанных в [130, 131]. В частности, токи короткого замыкания нагрузки протекают в обход силового преобразователя, что позволяет при проектировании системы в разы уменьшить его номинальную мощность. К основным недостаткам такого способа регулирования относится постоянная загрузка генератора реактивным током. Принимая во внимание, что главные индуктивные сопротивления машины обычно малы [132-134], величина токов размагничивания может быть существенной, особенно при работе генератора с максимальной частотой вращения вала.

ППН с ИСР и промежуточным звеном повышенной частоты

В ППН с промежуточным звеном повышенной частоты входное напряжение преобразуется в высокочастотное импульсное, трансформируется и затем демодулируется обратно в переменное напряжение низкой частоты (Рисунок 1.19). Регулирование параметров напряжения производится либо модулятором, либо демодулятором.

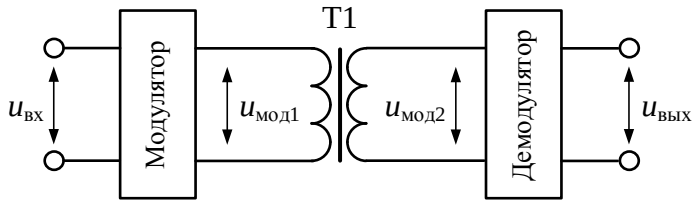


Рисунок 1.19. Структурная схема ППН с ИСР и промежуточным звеном повышенной частоты

Широкое применение получили два типа модуляторов:

- модулятор с промежуточным звеном постоянного напряжения;
- модулятор с непосредственным повышением частоты.

Во втором случае модулятор представляет собой непосредственный импульсный преобразователь частоты и строится на ключах с двухсторонней проводимостью (Рисунок 1.20). К преимуществам перед модулятором со звеном постоянного напряжения относятся однократное преобразование энергии, отсутствие громоздкого и дорогого пассивного фильтра, а также возможность управления входным током.

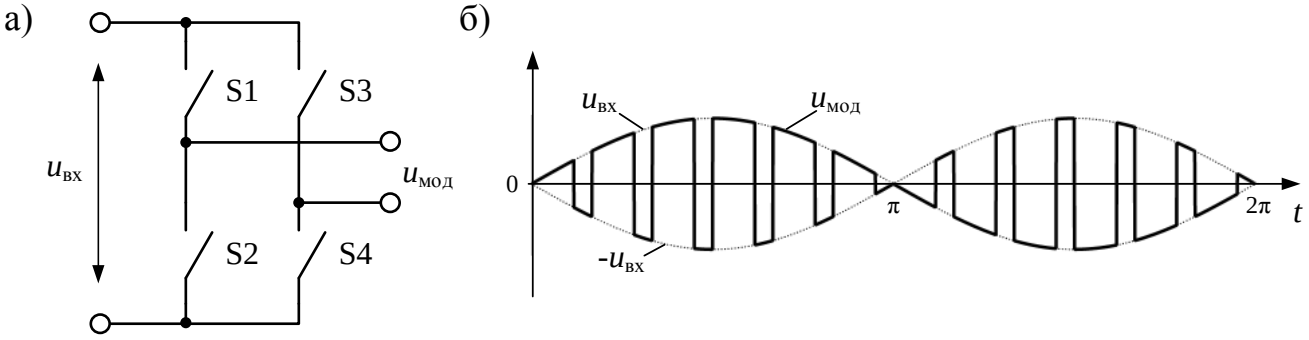


Рисунок 1.20. а) Мостовая схема модулятора, б) временная диаграмма выходного напряжения

Очевидно, что в общем случае преобразователи с промежуточным звеном повышенной частоты являются более сложными и дорогими устройствами, чем ППН с непосредственной связью. Тем не менее, их применение оправдано и в некоторых случаях позволяет достичь лучшие технико-экономические показатели, в частности, в устройствах, где требуется гальваническое разделение источника питания и нагрузки, т.к. за счёт промежуточного повышения частоты удаётся существенно (в 10-15 и более раз) уменьшить массу и объём электромагнитных элементов, а также повысить их КПД [135-137].

1.2.6 ППН с амплитудно-импульсным способом регулирования (АИСР)

АИСР аналогичен АФСР с той разницей, что регулирование внутри каждой зоны осуществляется принудительным переключением между уровнями с изменением длительности, расположения или частоты следования импульсов. Как и в ППН с ИСР схемы реализуются с непосредственной связью либо с промежуточным звеном повышенной частоты.

Схемы с непосредственной связью строятся на двунаправленных ключах и обычно имеют в своём составе трансформатор [137-142]. Простейшим примером является двухуровневая схема, состоящая из двухобмоточного трансформатора и двух ключей Рисунок 1.21а. В зависимости от способа соединения обмоток (согласный или встречный) преобразователь осуществляет регулирование либо в большую сторону (режим суммирования), либо в меньшую (режим вычитания). В схеме Рисунок 1.21б независимо от способа соединения обмоток реализуемы как однополярный режим (суммирования или вычитания), так и двухполярный.

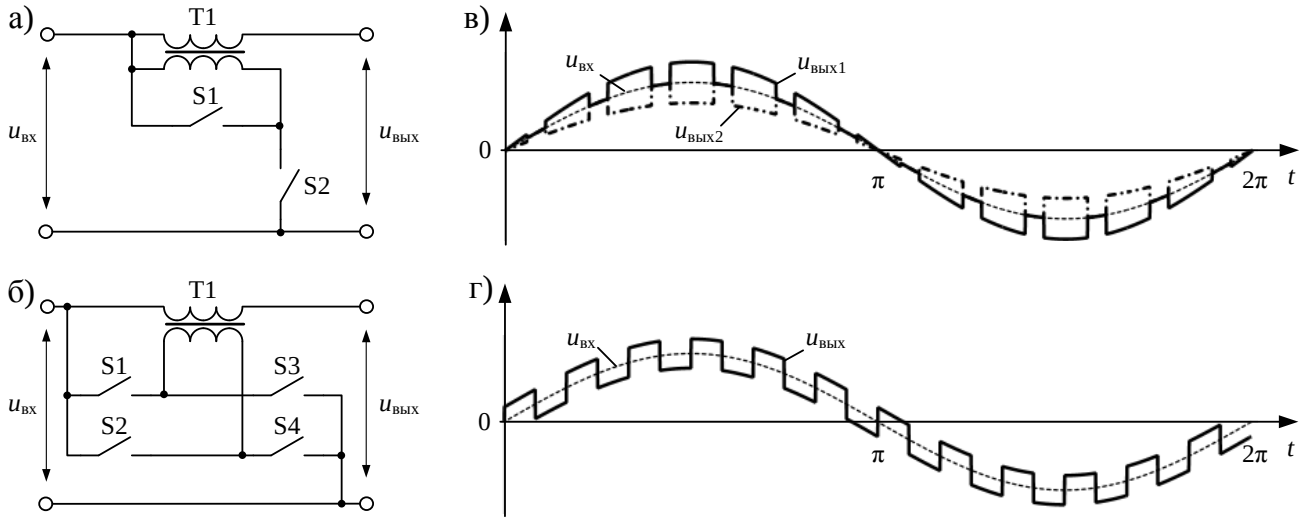


Рисунок 1.21. а,б) Схемы ППН с АИСР и временные диаграммы напряжений при в) однополярном и г) двухполярном регулировании

В ППН с промежуточным звеном повышенной частоты разбиение на зоны обеспечивается многообмоточным трансформатором с суммированием напряжений на первичной стороне или на выходах демодуляторов (Рисунок 1.22).

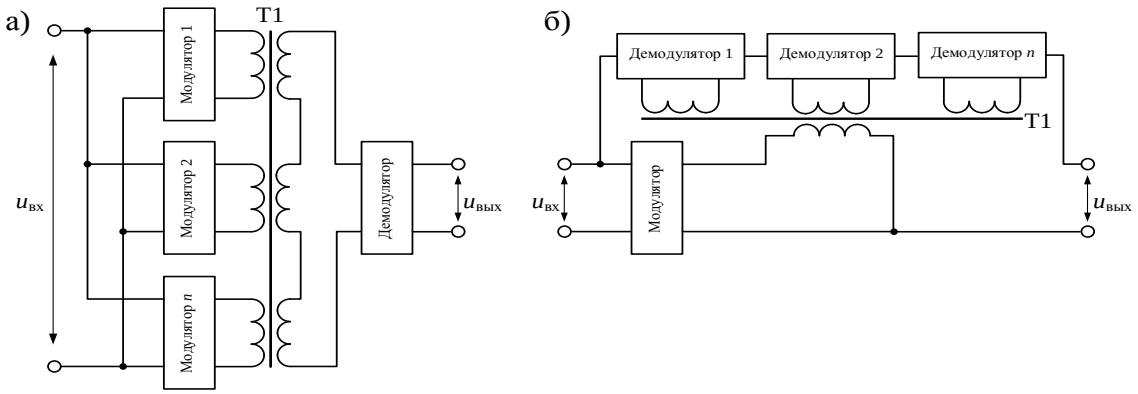


Рисунок 1.22. ППН с АИСР и промежуточным звеном повышенной частоты

ППН с АИСР целесообразно использовать в системах малой и средней мощности, нуждающихся в узком диапазоне регулирования напряжения или гальванической развязки цепей питания. Расширение границ зоны регулирования приближает АИСР к ИСР с соответствующим ухудшением качества напряжения, а увеличение количества зон приводит к резкому усложнению и удорожанию преобразователя. Это особенно актуально для ППН с промежуточным звеном повышенной частоты, где даже при двух ячейках количество управляемых вентилей в схеме при использовании двухтранзисторных ключей переменного тока составляет 24.

1.2.7 Двухзвенный преобразователь частоты по схеме «Неуправляемый выпрямитель – автономный инвертор напряжения»

Преобразователи частоты (ПЧ) хоть и представляют отдельный класс устройств силовой электроники, выходящий за рамки данного обзора, но также как и ППН способны регулировать выходное напряжение. Более того функционируя в составе ЭП ПЧ позволяет осуществлять частотный пуск/останов двигателя по различным законам изменения напряжения и частоты, регулировать скорость с поддержанием номинального скольжения и нагрузочной способности, формировать динамические режимы работы, а также осуществлять реверс и различные способы торможения двигателя. Определённые достоинства даёт применение ПЧ и в СГЭЭ где сама концепция регулирования частоты является очень удобной [32-35]. В связи с этим когда речь идёт о ППН для асинхронного ЭП, и тем более для СГЭЭ, возникает вопрос об их достоинствах и недостатках перед широко применяемых в этих системах ПЧ. Особого внимания заслуживает

двухзвенная схема ПЧ типа «Неуправляемый выпрямитель – автономный инвертор напряжения» (НВ-АИН) с ШИМ, получившая наиболее широкое применение в различных электротехнических комплексах.

ПЧ рассматриваемого типа характеризуется наименьшей сложностью и стоимостью по сравнению с другими типами ПЧ. Тем не менее устройство всё же является дорогим, причём около 30 % стоимости приходится только на силовой фильтр в звене постоянного напряжения.

Удельные масса-габаритные показатели преобразователя в большей степени определяются не удельными показателями полупроводниковых вентилей, а соответствующими показателями элементов силового фильтра. Ситуация усугубляется в СГЭЭ на базе МЭГ, где при широком диапазоне изменения напряжения генератора приходится завышать энергоёмкость конденсаторов. Более того конденсаторы фильтра не всегда удовлетворяют требованиям высокой надёжности и диапазону рабочих температур [143].

Помимо высокой стоимости и неудовлетворительных масса-габаритных показателей важным недостатком ПЧ с НВ является низкое качество потребляемого из сети тока. Действительно, ПЧ этого типа рассматривается практически во всех современных литературных источниках, посвящённых проблемам высших гармоник в промышленных сетях [4, 29, 63-69]. Входной ток НВ содержит ярко выраженные 5, 7, 11 и 13-ю гармоники. Для трёхфазной мостовой схемы НВ максимально достижимое значение коэффициента мощности теоретически составляет 0,955 (случай идеально сглаженного выпрямленного тока [96]), но на практике номинальное значение не превышает 0,92 и уменьшается при снижении нагрузки ПЧ [61]. В тоже время известно, что при коэффициенте мощности 0,88-0,91 полупроводниковые установки потребляют реактивную мощность, численно равную примерно 50 % преобразуемой ими активной мощности [144]. Более того, при использовании ёмкостного фильтра в звене постоянного напряжения потребляемый из сети ток является прерывистым и коэффициент мощности снижается до 0,6-0,7 [64]. Искажения входного тока зачастую не укладываются в требования стандартов, а ощутимое влияние

гармоник на работу сетевого оборудования проявляется уже при мощности ПЧ 10-15 % от номинальной мощности питающего трансформатора [65]. Это вынуждает использовать дополнительные громоздкие и дорогостоящие сетевые фильтры, увеличивающие стоимость и без того недешёвых ПЧ, а также снижающие КПД и коэффициент использования источника по напряжению [63, 64, 67].

В СГЭЭ помимо ухудшения энергетических показателей генератора гармоники тока вызывают пульсации электромагнитного момента и зачастую становятся причинами резонансных явлений в механических звеньях [33-35].

Одним из способов уменьшения искажений входного тока и повышения коэффициента использования источника по напряжению является установка трансформатора в цепь питания выпрямителя, но за счёт этого существенно ухудшаются масса-габаритные показатели ПЧ. Например, у преобразователя мощностью 63 кВА по сравнению с бестрансформаторными ПЧ той же мощности габариты и масса больше в 1,7 и 1,5 раза, соответственно [61].

Другой немаловажный недостаток двухзвенного ПЧ связан с тем, что конденсаторы фильтра накапливают большое количество энергии, неконтролируемое высвобождение которой приводит к разрушению как полупроводниковых модулей, так и самих конденсаторов. В связи с этим ПЧ характеризуется тяжёлыми аварийными режимами и его последующее восстановление не всегда является экономически оправданным.

Обобщая отмеченные недостатки можно сделать вывод, что в системах регулирования переменного напряжения неоспоримыми преимуществами обладают ППН как специализированные для этой задачи устройства, в то время как применение ПЧ в качестве регуляторов напряжения является нецелесообразным. В тех случаях, когда без функциональных возможностей ПЧ не обойтись с отмеченными выше проблемами приходится мириться или использовать более сложные схемы преобразования с улучшенными показателями.

1.2.8 Краткая характеристика ППН с разными способами регулирования

Из приведённого обзора следует, что основные свойства и показатели различных схем ППН преимущественно определяются применяемым способом регулирования напряжения, который и был положен в основу разработанной классификации. В то же время достоинства и недостатки преобразователей носят субъективный характер и в большей степени зависят от требований конкретной системы.

1) Главной отличительной чертой ППН с **АСР** является сохранение спектрального состава регулируемого напряжения, что, как правило, положительно сказывается на энергетических показателях преобразователя, включая показатели электромагнитной совместимости. К основным недостаткам преобразователей с АСР относятся дискретный характер регулирования, а также неудовлетворительные масса-габаритные и стоимостные показатели. Повышение разрешающей способности сопровождается значительным усложнением преобразователя и ухудшением его технико-экономических показателей.

2) ППН с **ФСР** являются сравнительно простыми, компактными и дешёвыми преобразователями, характеризуются хорошими эксплуатационными показателями, высоким КПД и надёжностью. Благодаря этим достоинствам тиристорные ППН на протяжении уже нескольких десятков лет широко применяются во многих электротехнических системах. Тем не менее, главным и значимым недостатком этих устройств является неудовлетворительное качество электромагнитных процессов. Гармоники входного тока, амплитуды которых зачастую выходят за границы установленных предельных норм по электромагнитной совместимости, нарушают нормальное функционирование других потребителей энергии, а свойственный этим преобразователям сдвиг первой гармоники выходного напряжения приводит к увеличению циркуляции реактивной мощности [25-31]. Гармонические искажения обуславливают дополнительные потери мощности не только в энергосистеме, но и в нагрузке. При этом использование фильтро-компенсирующих устройств для подавления

низкочастотных гармоник и коррекции коэффициента мощности сводит на нет основные достоинства этих преобразователей.

3) Преобразователи с **АФСР** хотя и характеризуются гораздо лучшими показателями гармонических искажений, чем ППН с ФСР, но всё же генерируют низкочастотные гармоники в нагрузку и питающую сеть, в то время как масса-габаритные и стоимостные показатели остаются практически на том же уровне, что и у преобразователей с АСР.

4) Улучшенными показателями качества электромагнитных процессов характеризуются ППН с **АИСР**, которые при той же частоте коммутации вносят на порядок меньшие гармонические искажения в токи и напряжения, чем ППН с ИСР. Однако этот результат обеспечивается за счёт введения в схему специальных элементов (трансформаторов или реактивных делителей), которые, в случае преобразователей с непосредственной связью, проектируются на частоту питающей сети с учётом дополнительных потерь от модуляционной составляющей. Это приводит к значительному ухудшению технико-экономических показателей преобразователя. Например, у трансформаторов при сетевой частоте 50 Гц удельная масса колеблется в пределах 10-20 кг/кВт [135], и существуют физические ограничения, которые не позволяют добиться заметного улучшения этого показателя за счёт увеличения частоты коммутации, применения новых материалов или конструкций. В то же время у ППН с ИСР показатели качества токов и напряжений обеспечиваются фильтрами нижних частот, масса-габаритные и стоимостные показатели которых зависят от частоты среза f_0. Увеличение частоты коммутации f_S позволяет обеспечивать необходимое соотношение f_S/f_0 используя компактные и сравнительно дешёвые силовые фильтры.

5) ППН с **ИСР** и непосредственной связью наиболее полно соответствуют основным требованиям, диктуемым рассматриваемыми в данной работе электротехническими системами. В результате обобщения основных свойств перспективными признаны понижающие ППН с ШИР и схемы этой подгруппы приняты к дальнейшей разработке.

1.3 Степень разработанности импульсных понижающих ППН

Большой вклад в развитие понижающих ППН с ИСР внесли Браславский И.Я., Глазенко Т.А., Зиновьев Г.С., Кобзев А.В., Коршунов А.И., Каширских В.Г., Фираго Б.И., Харитонов С.А., Хрисанов В.И., Ahmed N.A., Bose B.K., Brooks J.L., Caron H., Choe G.H., Fabre J., Kim J.H., Kwon B.H., Ladoux P., Lipo T.A., Mozder A., Peng F.Z., Ziogas P.D., специалисты компаний Siemens, Fuji Electric, IXYS и многие другие. Фундаментально разработаны принципы функционирования различных схем преобразователей этой подгруппы и изучены их основные свойства, но недостаточно внимания уделено задачам проектирования. Отсутствуют инструменты, позволяющие при минимальном количестве итераций определять наиболее подходящие варианты схемной реализации и параметры основных структурных элементов силовой схемы преобразователя, выбирать полупроводниковые приборы и системы их охлаждения.

Предложены различные варианты однофазных и многофазных схем ВБ [15, 79, 101, 145-153], отличающиеся количеством и способом соединения управляемых и неуправляемых вентилей. Тем не менее схемы несистематизированы, что затрудняет их сравнительный анализ и выбор наиболее подходящего варианта при проектировании преобразователя. Более того имеется потенциал упрощения и удешевления преобразователя за счёт разработки новых схем ВБ.

В связи с тем, что ППН рассматриваемой подгруппы относятся к классу непосредственных, их энергетические показатели существенно зависят от свойств и режимов работы электротехнической системы, в составе которой они функционируют. В литературных источниках опубликованы результаты исследования энергетических показателей ППН при регулировании напряжения на обобщённой RL-нагрузке и симметричном синусоидальном входном напряжении с постоянными параметрами, причём влияние входного фильтра на баланс мощностей в системе не учитывается. Результаты анализа такой системы хотя и отражают основные закономерности, но всё же абстрагировано

характеризуют свойства преобразователя и малополезны для решения прикладных задач. Функционирование понижающего ППН в составе асинхронного ЭП рассмотрено в работах [15, 25, 79, 83, 154-157], однако предметом исследований преимущественно являются электромеханические режимы работы и энергетические показатели электродвигателя. Энергетические показатели преобразователя при функционировании в силовом канале СГЭЭ ранее не рассматривались. Это связано с тем, что переход к системам типа «переменная скорость – переменная частота» начался сравнительно недавно, причём далеко не всегда эти системы строятся на базе генераторов с постоянными магнитами (в генераторах с электромагнитным возбуждением регулирование напряжения осуществляется по цепи возбуждения) [32-35].

Большинство задач, связанных с проектированием вентильного преобразователя и расчётом его энергетических показателей, требуют анализа гармонических искажений токов и напряжений. Для исследования гармонических искажений в понижающих ППН используются различные подходы, включая кусочно-припасовочный метод, метод коммутационных функций и метод разностных уравнений с осреднением переменных [121, 135, 149, 150, 156-169]. Используя эти методы удаётся описать мгновенные значения токов и напряжений преобразователя, но затрудняется аналитическое исследование интегральных показателей гармонических искажений. Кроме того, результаты исследования неудобны для построения методик расчёта и оптимизации элементов преобразователя. Другим важным недостатком этих методов является трудоёмкость описания электромагнитных процессов в системах высокого порядка (как правило, больше 3-го) и сложность использования результатов для аналитического исследования влияния основных параметров закона/алгоритма регулирования, схемы преобразователя и нагрузки на показатели системы. Более часто используемые методы – компьютерное имитационное моделирование или численное моделирование – характеризуются частностью получаемых решений, поэтому вовсе не позволяют проводить полноценное аналитическое исследование гармонических искажений, а также имеют ряд других широко известных

недостатков, связанных с характерными для силовых устройств длительными переходными процессами.

Недостаточно изучены функциональные возможности понижающего ППН в плане специальных алгоритмов управления, позволяющих переводить преобразователь в режим циклоконвертирования. Применительно к тиристорным преобразователям с ФСР такие алгоритмы разработаны и широко применяются [170-179] (описаны в параграфе 1.4). Существующие алгоритмы хотя и могут быть адаптированы в импульсных ППН, но только для схем с независимым управлением каждой фазой [180]. Когда же силовая схема содержит общий коммутатор для всех фаз [101, 150] или согласно стратегии коммутации необходимо совместное управления ключами всех фаз, эти алгоритмы неприменимы. Более того можно предположить, что ввиду полной управляемости ключей возможен синтез выходного напряжения более высокого качества, чем у тиристорных устройств.

1.4 Алгоритмы КЧУ для ППН с ФСР

Эффективность плавного пуска АД зависит от соотношения между пусковым моментом двигателя и начальным моментом сопротивления нагрузки. Нередки случаи, когда даже при полном питающем напряжении момент трогания механизма соизмерим с пусковым моментом двигателя или его превышает. Характерным примером является ЭП горных машин с высокой концентрации рабочего тела в рабочей части механизма (руда в мельнице и др.) [172, 181].

Кроме этого, зачастую для асинхронных приводов необходимо иметь одну или несколько пониженных скоростей вращения вала (напр., привод машины центробежного литья валков), при этом в случае АД с короткозамкнутым ротором изменение скорости регулированием напряжения характеризуется неудовлетворительными энергетическими показателями вследствие роста потерь скольжения [28, 170].

В обоих задачах наиболее простым и экономичным решением признано применение алгоритмов КЧУ [6, 170-172, 178, 181-184]. Принцип КЧУ состоит в том, что к статору двигателя прикладывается система несинусоидальных

напряжений пониженной частоты, формируемая силовым электронным преобразователем из фрагментов питающего напряжения (режим циклоконвертирования). При частотном управлении поддерживается высокий электромагнитный момент двигателя и возможно осуществлять плавный пуск даже в случае, когда момент сопротивления механизма превышает момент двигателя, соответствующий току короткого замыкания [184]. Помимо пуска алгоритмы КЧУ применяются для регулирования скорости, бесконтактного реверса и торможения двигателя.

В тиристорных преобразователях напряжения с ФСР широко применяются алгоритмы КЧУ двух видов: модуляционные и интервальные. Отличие заключается в том, что в модуляционных алгоритмах сигналы управления ключами силовой схемы (коммутационная функция) формируются в результате сравнения симметричной системы модулирующих напряжений пониженной частоты с системой опорных напряжений, состоящей из мгновенных значений напряжений соответствующих фаз [79, 170, 182, 185].

В интервальных алгоритмах последовательность управляющих сигналов на включение силовых вентилей является предопределённой и их длительность задаётся целыми числами m и n, называемыми параметрами алгоритма [185]. На периоде управления чередуются состояния подключения 3-х, 2-х фаз нагрузки к источнику питающего напряжения или полное отключение нагрузки. В случае подключения 3-х фаз вектор напряжения имеет фиксированную длину и поворачивается в положительном направлении на угол $\Delta\theta_m$, а в случае подключения 2-х фаз – переменную длину и фиксированное положение. Пауза длительностью $\Delta\theta_n$ формируется при отключении нагрузки:

$$\Delta\theta_m = m \cdot \Delta\theta_B, \qquad \Delta\theta_n = n \cdot \Delta\theta_B, \qquad \Delta\theta_B = 2\pi/(6r),$$

где r – целое число (обычно r=1).

В базовом алгоритме коммутационная функция описывается выражением

$$Q_{\text{к}}(\theta) = \begin{cases} 1, & \text{если} \quad 0 \le \theta < \Delta\theta_m, \\ 0, & \text{если} \quad \Delta\theta_m \le \theta < (\Delta\theta_m + \Delta\theta_n). \end{cases} \tag{1.1}$$

Значимыми считаются гармоники, частоты которых равны и меньше частоты питающего напряжения f_1 [178]. Для коммутационной функции (1.1) эти частоты

$$f_{(\nu)} = f_1 \cdot \left(1 - 6\frac{k}{m+n}\right), \tag{1.2}$$

где f_1 – частота основной гармоники питающего напряжения;

k – целое число, удовлетворяющее неравенству $0 \le k \le 2(m+n)/6$ (частоте первой гармоники соответствует $k=1$).

В соответствии с (1.2) частоты значимых гармоник не зависят отдельно от параметров m и n, а определяются их суммой. Сохраняя $m+n=\text{const}$ можно при том же частотном составе напряжения формировать семейство механических характеристик привода и, например, изменять максимальный момент в двигательном режиме за счёт изменения параметра m [170]. Эта особенность интервальных алгоритмов даёт значимые преимущества перед модуляционными алгоритмами, характеризующимися ограниченным диапазоном регулирования как двигательных, так и тормозных моментов [185].

Регулирование частоты по базовому алгоритму (1.1) принципиально носит дискретный характер, поэтому коммутационная функция обычно формируется в виде последовательности базовых функций с индивидуальным набором параметров:

$$Q_{\text{к}}(\theta) = \begin{cases} Q_{\text{к}1}(\theta), & \text{если} \quad 0 \le \theta < \Delta\theta_{q1}, \\ Q_{\text{к}2}(\theta), & \text{если} \quad \Delta\theta_{q1} \le \theta < \Delta\theta_{q1q2}, \end{cases} \tag{1.3}$$

где $\Delta\theta_{q1q2}=\Delta\theta_{q1}+\Delta\theta_{q2}$.

В данном случае период изменения $Q_{\text{к}}$ состоит из интервалов $\Delta\theta_{q1}$ и $\Delta\theta_{q2}$, внутри каждого из которых $Q_{\text{к}}$ изменяется согласно зависимости (1.1) с параметрами m_1, n_1 (интервал длительностью $\Delta\theta_{q1}$) и m_2, n_2 (интервал длительностью $\Delta\theta_{q2}$). При этом функция $Q_{\text{к}1}$ последовательно осуществляется q_1 раз, а функция $Q_{\text{к}2}$ – q_2 раз.

Реализуя алгоритм (1.3) можно приблизить эквивалентную частоту выходного напряжения к любому промежуточному значению [178], при этом частоты значимых гармоник

$$f_{(v)} = f_1 \cdot \left(1 - 6\frac{k_1 \cdot q_1 + k_2 \cdot q_2}{(m_1 + n_1)\cdot q_1 + (m_2 + n_2)\cdot q_2}\right) = \frac{f_{Q1}\cdot(m_1 + n_1)\cdot q_1 + f_{Q2}\cdot(m_2 + n_2)\cdot q_2}{(m_1 + n_1)\cdot q_1 + (m_2 + n_2)\cdot q_2},$$

где

$$f_{Q1} = f_1 \cdot \left(1 - 6\frac{k_1}{m_1 + n_1}\right), \qquad f_{Q2} = f_1 \cdot \left(1 - 6\frac{k_2}{m_2 + n_2}\right),$$

k_1, k_2 – целые числа, удовлетворяющие неравенству
$(k_1 \cdot q_1 + k_2 \cdot q_2) \le 1/3[(m_1 + n_1)\cdot q_1 + (m_2 + n_2)\cdot q_2]$.

Гармоники с $f_{(v)}>0$ образуют прямую последовательность, а с $f_{(v)}<0$ – обратную. Формирование обратной последовательности позволяет осуществлять бесконтактный реверс двигателя и режим торможения с противовключением.

В ППН с ФСР комбинирование КЧУ с фазовым регулированием напряжений расширяет возможности управления в плане формирования механических характеристик привода, оптимизации режимов энергопотребления и ограничения амплитуды магнитного потока машины.

1.5 Выводы главы 1

1) ППН с ИСР и непосредственной связью наиболее полно соответствуют основным требованиям, предъявляемым рассматриваемыми в данной работе электротехническими системами. Требуемые показатели качества потребляемой энергии и показатели качества преобразования энергии могут быть достигнуты при удовлетворительных масса-габаритных и стоимостных показателях, зависящих от конкретной схемы преобразования и алгоритма управления.

2) Перспективной и нуждающейся в дальнейшем исследовании признана подгруппа понижающих ППН с ИСР, к основным достоинствам которой перед другими импульсными преобразователями с непосредственной связью относится высокая технологичность, придающая конструкции универсальность и гибкость и упрощающая каскадное построение схемы по структуре «входной фильтр – ВБ – выходной фильтр». Преобразователи этой подгруппы превосходят по показателям качества электромагнитных процессов широко применяемые тиристорные преобразователи с ФСР и имеют большой потенциал для использования в составе как нерегулируемого по скорости асинхронного ЭП, так и СГЭЭ.

3) Широтно-импульсный алгоритм регулирования напряжения принят в качестве базового. При этом алгоритме ВБ импульсного понижающего ППН практически не вносит сдвиг по фазе между первыми гармониками входного и выходного напряжения. В отличии от модуляционных алгоритмов высшие гармоники в спектре токов и напряжений сосредоточены в окрестности частот, кратных частоте коммутации f_S, благодаря чему можно задавать необходимое соотношение f_S/f_0 используя компактные и сравнительно дешёвые силовые фильтры с высокой частотой среза f_0.

4) Степень разработанности понижающих ППН с ШИР недостаточна для их проектирования и использования с близкими к оптимальным показателями. Основные направления, нуждающиеся в дальнейшей разработке, отражены в задачах работы.

Изложенные в главе результаты исследования опубликованы в работах автора [38, 47, 52, 54].

1.6 Цель и задачи работы

Целью диссертационной работы является разработка импульсного ППН с улучшенными энергетическими показателями, основанного на силовой схеме понижающего преобразователя с широтно-импульсным регулированием напряжения.

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

1) Выполнить структурный анализ трёхфазных силовых схем ВБ импульсных понижающих преобразователей и разработать схему с лучшими технико-экономическими показателями.

2) Исследовать энергетические показатели понижающего ППН при функционировании в составе электротехнических систем и сравнить с показателями широко применяемых тиристорных преобразователей с ФСР.

3) Разработать методики проектирования силовых фильтров и снабберной цепи, а также программное приложение для моделирования тепловых режимов элементов и расчёта энергетической эффективности силовых схем ВБ.

4) Разработать алгоритм управления ППН, обеспечивающий перевод преобразователя в режим циклоконвертирования для квазичастотного управления (КЧУ) асинхронным двигателем (АД).

5) Создать и испытать экспериментальный макет ППН, основанный на разработанной силовой схеме ВБ и предназначенный для функционирования в составе асинхронного электропривода.

ГЛАВА 2. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И АНАЛИЗ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ИМПУЛЬСНОГО ПОНИЖАЮЩЕГО ППН

2.1 Общие положения

Силовая схема импульсного понижающего ППН в общем случае состоит из трёх структурных элементов – ВБ и двух пассивных фильтров нижних частот Ф1, Ф2 (Рисунок 2.1).

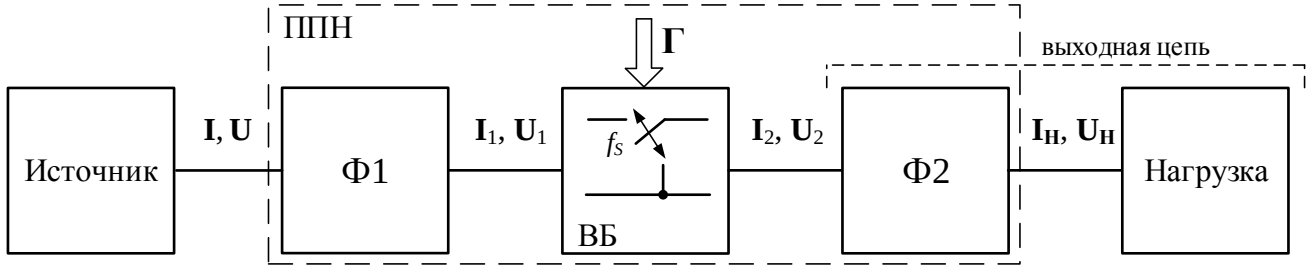


Рисунок 2.1. Блок-схема системы с импульсным понижающим ППН

ВБ реализуется в различных вариантах, причём каждый вариант имеет свои достоинства и недостатки, зависящие от требований в конкретной системе. Энергетические и технико-экономические показатели всего преобразователя, включая такие важные показатели как КПД и стоимость, преимущественно определяются соответствующими показателями ВБ.

Силовые фильтры Ф1, Ф2 основываются на однозвенных или многозвенных схемах фильтров нижних частот, и их главная функция заключается в подавлении модуляционной составляющей входного тока (фильтр Ф1) и выходного напряжения ППН (фильтр Ф2). В отличии от преобразователей постоянного напряжения, при работе на переменном токе фильтры учувствуют в обмене реактивной энергией между преобразователем, питающей сетью и нагрузкой, влияя на баланс реактивной мощности всей системы. Фильтры не относятся к обязательным элементам силовой схемы и в зависимости от требований к показателям качества электромагнитных процессов могут отсутствовать или реализовываться в упрощённых вариантах (Рисунок 2.2).

В асинхронном ЭП (Рисунок 2.2а) ППН питается от симметричного источника напряжений с постоянными частотой и амплитудой. Основной

функцией ППН является регулирование амплитуды выходного напряжения в статических и динамических режимах работы двигателя. При высокочастотной модуляции высшие гармонические составляющие токов двигателя эффективно подавляются за счёт фильтрующего действия индуктивностей самой машины, поэтому фильтр Ф2 обычно не используется, но вместо него рекомендуется устанавливать du/dt-реакторы, уменьшающие фронты напряжения на нагрузке [186, 187]. Фильтр Ф1 определяет показатели электромагнитной совместимости ППН с питающей сетью и поэтому, в отличие от Ф2, считается неотъемлемым элементом преобразователя.

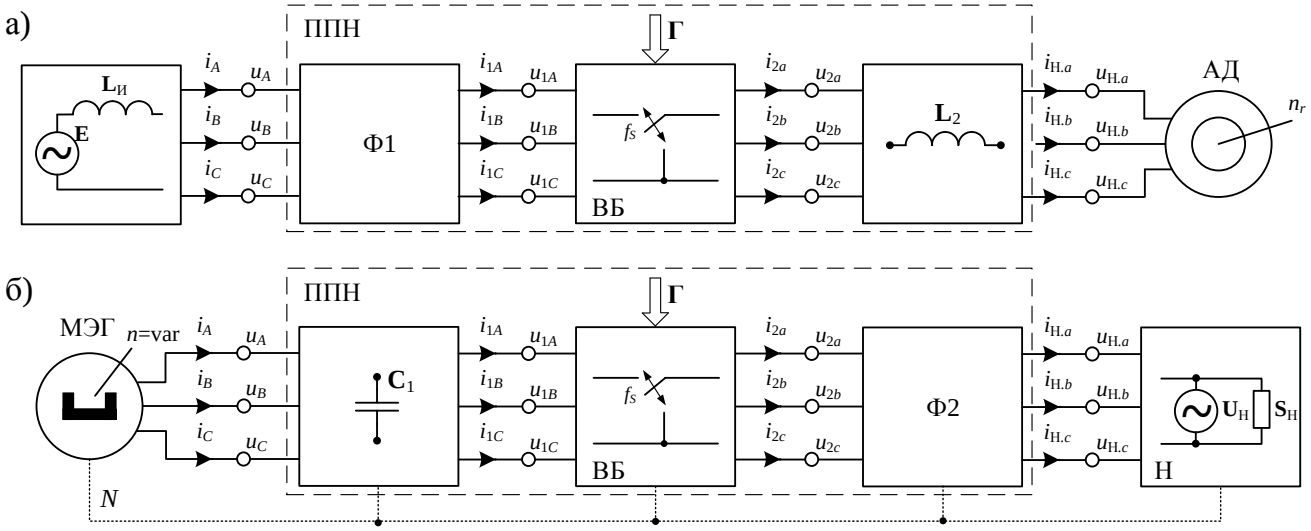


Рисунок 2.2. Блок-схема импульсного понижающего ППН а) в асинхронном ЭП, б) в СГЭЭ на базе МЭГ

В СГЭЭ на базе МЭГ (Рисунок 2.2б) ППН питается от генератора с переменными (в общем случае) частотой и амплитудой напряжения, причём мощность генератора соизмерима с мощностью всей системы. В отличии от асинхронного ЭП, основной функцией ППН в СГЭЭ является стабилизация амплитуды напряжения на нагрузке при воздействии возмущений, к основным из которых относятся изменение частоты вращения вала генератора n и параметров нагрузки. К качеству выходного напряжения предъявляются жёсткие требования, которые без фильтра Ф2 не могут быть выполнены. Требования к качеству тока генератора индивидуальны и определяются исходя из системных показателей, поэтому фильтр Ф1 может отсутствовать. Однако при больших индуктивностях

рассеяния генератора для нормальной работы преобразователя всё же необходимы di/dt-конденсаторы на входе ВБ.

Режим работы ППН в упомянутых двух электротехнических системах отличается, однако можно заметить, что в некоторой степени эти системы дуальны и их совместное рассмотрение позволит более полно изучить исследуемый в данной работе вентильный преобразователь.

Первостепенную важность представляют энергетические показатели преобразователя, включающие показатели качества электромагнитный процессов и показатели качества использования элементов устройства. Исследование этих показателей позволяет не только охарактеризовать устройство в плане энергетической эффективности и электромагнитной совместимости, но и установить основные закономерности, необходимые для решения задач, связанных с проектированием преобразователя, включая разработку прикладных методик и программных инструментов. Для этого в данной работе использованы прямые методы, также известные как методы алгебраизации дифференциальных уравнений [86, 188], обеспечивающие расчёт энергетических показателей без нахождения мгновенных значений токов и их спектров.

Исследование электромагнитных процессов преимущественно выполнено в аналитическом и численно-аналитическом виде при следующих условиях и допущениях:

- система питающих напряжений симметричная синусоидальная;
- фазы преобразователя симметричные;
- силовые вентили идеальные: прямое падение напряжение равно нулю, переключение происходит мгновенно, коммутационные выбросы тока и перенапряжения отсутствуют;
- одноимённые ключи каждой фазы переключаются синхронно (коммутационная функция одинакова для всех фаз преобразователя);
- напряжение регулируется широтно-импульсным способом с постоянной частотой f_S;

– отношение частоты коммутации f_S к частоте первой гармоники $f_{(1)}$ питающего напряжения удовлетворяет соотношению $N_S=f_S/f_{(1)}>>10$;

– характеристики пассивных элементов линейные;

– нагрузка преобразователя линейная симметричная;

– режим работы системы статический (квазиустановившийся).

Приведённый перечень является основным, но неисчерпывающим. Специфические для конкретного вида анализа условия и допущения указаны в соответствующих параграфах главы.

Параметры и переменные (функции) выражены в относительных единицах, за исключением случаев, когда указана единица измерений. Использована система базисных величин, описанная в [143]:

1) основные базисные величины:

$U_{б} = U_{ном}$ – номинальное амплитудное значение фазного напряжения источника питания (система с пассивной нагрузкой) или потребителя (система с активной нагрузкой), В;

$I_{б} = I_{Н.ном}$ – номинальное амплитудное значение фазного тока нагрузки, А;

$\Omega_{б} = \omega_{(1)ном}$ – номинальное значение угловой частоты первой гармоники напряжения, рад/с;

$\Theta_{б} = 1_{эл.рад}$ – единица измерения углов, рад.

2) производные базисные величины:

$T_{б} = \Theta_{б} / \Omega_{б}$ – время, с;

$L_{б} = U_{б} \cdot T_{б} / I_{б}$ – индуктивность, Гн;

$C_{б} = I_{б} \cdot T_{б} / U_{б}$ – ёмкость, Ф;

$R_{б} = X_{б} = Z_{б} = U_{б} / I_{б}$ – сопротивления, Ом;

$\Psi_{б} = U_{б} \cdot T_{б}$ – потокосцепление, Вб;

$\Omega_{r.б} = \Omega_{б} / n_{pp}$ – угловая частота вращения ротора, рад/с;

$\Theta_{r.б} = \Theta_{б} / n_{pp}$ – угол поворота ротора, рад;

$P_{б} = Q_{б} = S_{б} = m_{Ф} / 2 \cdot U_{б} \cdot I_{б}$ – мощности, Вт, Вар, ВА,

где $m_{Ф}$ – число фаз;

n_{pp} – число пар полюсов машины.

В случае переменной частоты входного напряжения номинальным принимается её минимальное значение.

В математических выражениях в векторно-матричной форме записи для обозначения поэлементного перемножения векторов использован символ «·». Этим же символом обозначено матричное произведение вектора с матрицей или матрицы с матрицей. Скалярное произведение векторов обозначено символом «•».

2.2 Структурный анализ трёхфазных силовых схем ВБ

Все варианты схем ВБ можно обобщить в виде шести базовых схем (Рисунок 2.3), каждая из которых содержит две группы вентилей:

1) вентили, осуществляющие подключение/отключение выходной цепи ВБ к источнику питающих напряжений;

2) вентили, замыкающие токовый контур на время непроводящего состояния вентилей первой группы.

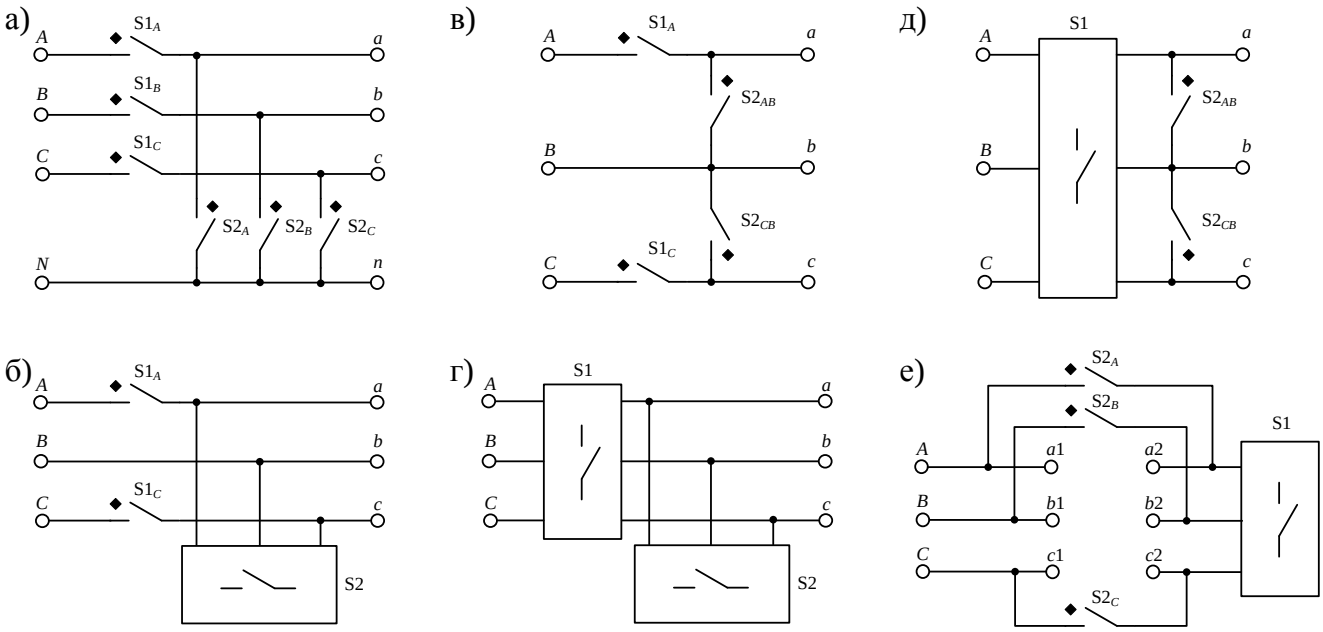


Рисунок 2.3. Базовые схемы трёхфазных ВБ импульсного понижающего ППН

Вентили обеих групп представлены в виде функционально законченных блоков, называемых ключами переменного тока (КПТ). КПТ, образованные вентилями первой группы, называются последовательными (группа S1), а второй – параллельными (группа S2). Всего выделено восемь схем КПТ, среди которых имеются пять однофазных схем (Рисунок 2.4) и три трёхфазные схемы (Рисунок 2.5).

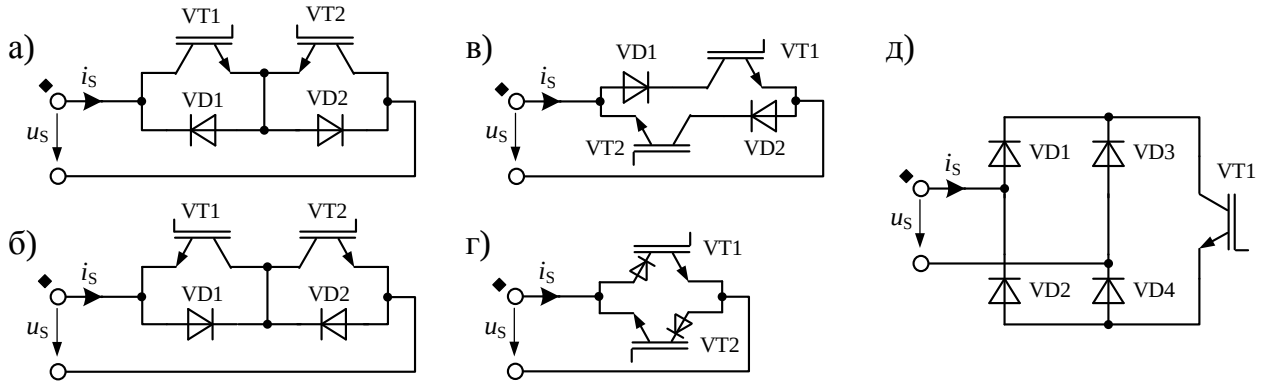


Рисунок 2.4. Однофазные схемы КПТ: а) «общий эмиттер», б) «общий коллектор», в) с последовательным включением диодов, г) на основе RB-IGBT, д) мостовая

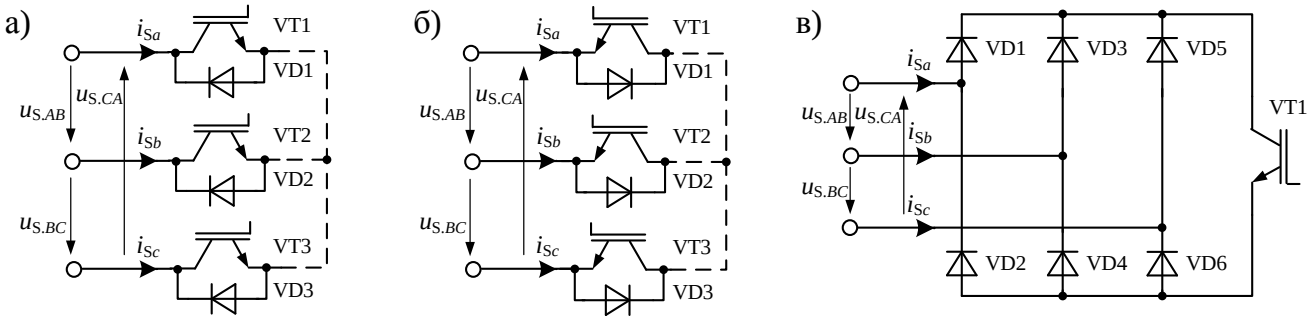


Рисунок 2.5. Трёхфазные схемы КПТ: а) «общий эмиттер», б) «общий коллектор», в) мостовая

Важно отметить, что в литературе [86, 145, 146 и др.] трёхтранзисторные схемы (Рисунок 2.5а,б) рассматриваются как три независимых двунаправленных ключа с неполным управлением, и в данной работе впервые предложено представить их в виде единых трёхфазных КПТ. При таком рассмотрении эти схемы гармонично вписываются в общую теорию как типовые структурные элементы для построения силовых схем ВБ в разных конфигурациях.

Возможность независимого регулирования напряжения в каждой фазе нагрузки имеется только в схеме, изображённой на Рисунке 2.3а. Схемы, изображённые на Рисунке 2.3б-д, по структуре очень похожи и получаются из схемы Рисунок 2.3в путём замены однофазных ключей группы S1 (Рисунок 2.3д), группы S2 (Рисунок 2.3б) или обеих групп (Рисунок 2.3г) на общие трёхфазные ключи.

Кроме приведённых 6-и схем ВБ существует вариант реализации с использованием только трёхфазных мостовых схем КПТ, причём для нормального функционирования достаточно всего двух таких КПТ [189]. Уменьшение количества ключей обеспечивается за счёт коммутации тока в общей

(нулевой) точке источника питания. Из-за этой особенности схема ВБ имеет узкую область применения и поэтому в данной работе не представлена, однако исследование её характеристик и показателей автором проводилось и результаты опубликованы [47, 190].

Ключи одной группы изменяют своё состояние синхронно, причём запрещёнными считаются комбинации, в которых ключи обеих групп (хотя бы по одному) одновременно замкнуты или одновременно разомкнуты (за исключением межкоммутационной интервалов). В базисе фазных переменных $\vec{\vec{F}} = \left[\vec{a} \quad \vec{b} \quad \vec{c}\right]^T$ основная система уравнений ВБ имеет вид

$$\begin{cases} \mathbf{U}_2^F(t) = \mathbf{\Gamma}^F(t) \cdot \mathbf{U}_1^F(t), \\ \mathbf{I}_1^F(t) = \mathbf{\Gamma}^F(t) \cdot \mathbf{I}_2^F(t), \end{cases} \tag{2.1}$$

где $\mathbf{U}_1^F$, $\mathbf{I}_1^F$ – векторы напряжения и тока на входе ВБ (зажимы *ABC*);

$\mathbf{U}_2^F$, $\mathbf{I}_2^F$ – векторы напряжения и тока на выходе ВБ (зажимы *abc*);

$\mathbf{\Gamma}^F$ – дискретная коммутационная вектор-функция ВБ,

$$\mathbf{U}_1^F(t) = \begin{bmatrix} u_{1A}(t) \\ u_{1B}(t) \\ u_{1C}(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{I}_1^F(t) = \begin{bmatrix} i_{1A}(t) \\ i_{1B}(t) \\ i_{1C}(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{U}_2^F(t) = \begin{bmatrix} u_{2a}(t) \\ u_{2b}(t) \\ u_{2c}(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{I}_2^F(t) = \begin{bmatrix} i_{2a}(t) \\ i_{2b}(t) \\ i_{2c}(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{\Gamma}^F(t) = \begin{bmatrix} \gamma_a(t) \\ \gamma_b(t) \\ \gamma_c(t) \end{bmatrix}.$$

Уравнения (2.1) представляют собой модель ВБ как единого структурного элемента силовой схемы ППН и описывают связь между входными и выходными токами и напряжениями ВБ при различных алгоритмах управления. Основными переменными модели являются входное напряжение, выходной ток и коммутационная функция ВБ, а выходное напряжение и входной ток – производными.

Определение мгновенного значения тока и напряжения каждого вентиля силовой схемы на основе законов Кирхгофа и модели (2.1) предполагает индивидуальный детальный анализ схемы. Вместо этого в данной работе предлагается моделировать силовые схемы на макроуровне с использованием специально разработанных макромоделей базовых схем ВБ и схем КПТ (Рисунок 2.6). Такой подход особенно удобен при решении задач синтеза схемы,

т.к. позволяет на структурном уровне проводить анализ электромагнитных процессов и определять сравнительные показатели элементарных блоков.

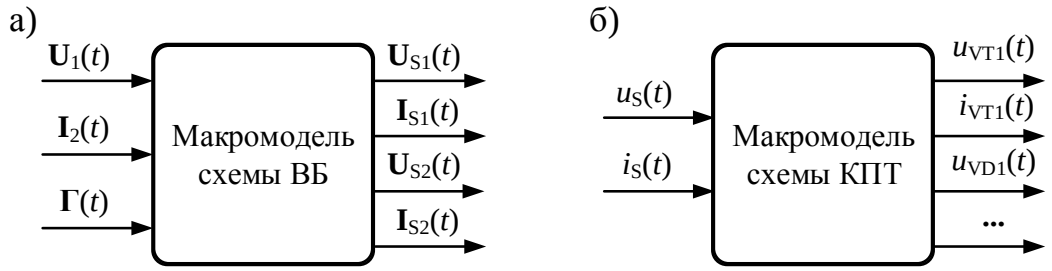


Рисунок 2.6. Блок-схемы макромодели ВБ и КПТ

Под макромоделью схемы ВБ понимается система уравнений, связывающая векторы основных переменных ВБ ($\mathbf{U}_1(t)$, $\mathbf{I}_2(t)$, $\mathbf{\Gamma}(t)$) с векторами переменных ключа (напряжения $\mathbf{U}_{Sn}(t)$ и токи $\mathbf{I}_{Sn}(t)$). Макромодель состоит из четырёх уравнений – по два на каждую группу КПТ

$$\text{S1:}\begin{cases}\mathbf{U}^F_{S1}(t) = \overline{\mathbf{\Gamma}}^F(t)\cdot\mathbf{U}^F_1(t),\\ \mathbf{I}^F_{S1}(t) = \mathbf{\Gamma}^F(t)\cdot\mathbf{I}^F_2(t),\end{cases}$$

$$\text{S2:}\begin{cases}\mathbf{U}^F_{S2}(t) = \mathbf{\Gamma}^F(t)\cdot\mathbf{U}^F_1(t),\\ \mathbf{I}^F_{S2}(t) = -\overline{\mathbf{\Gamma}}^F(t)\cdot\mathbf{I}^F_2(t),\end{cases}$$

где $\mathbf{U}^F_{S1}$, $\mathbf{I}^F_{S1}$ – векторы напряжений и токов последовательных КПТ;

$\mathbf{U}^F_{S2}$, $\mathbf{I}^F_{S2}$ – векторы напряжений и токов параллельных КПТ;

$\overline{\mathbf{\Gamma}}^F$ – вектор-функция, комплементарная функции $\mathbf{\Gamma}^F$ (дополняющая функцию $\mathbf{\Gamma}^F$ до единицы).

Элементы векторов $\mathbf{I}_{Sn}(t)$ представлены в фазных переменных, а векторов $\mathbf{U}_{Sn}(t)$ – в фазных или линейных переменных (Таблица 2.1).

Под макромоделью схемы КПТ понимается система уравнений, связывающая мгновенные значения составляющих векторов $\mathbf{U}_{Sn}(t)$, $\mathbf{I}_{Sn}(t)$ с мгновенными значениями токов и напряжений непосредственно на вентилях ключа. Каждая макромодель состоит из $2M$-уравнений, где M – количество вентилей в схеме. В качестве положительно направленных приняты:

- диод – напряжение на аноде относительно катода;
- транзистор – напряжение на коллекторе относительно эмиттера (сток-исток в случае полевого транзистора).

Таблица 2.1. Векторы макромоделей схем ВБ, изображённых на Рисунке 2.3 (аргумент «*t*» не указан)

	Группа S1				Группа S2			
	$\mathbf{U}_{\mathrm{S1}}^{F}$	$\mathbf{U}_{1}^{F}$	$\mathbf{I}_{\mathrm{S1}}^{F}$	$\mathbf{I}_{2}^{F}$	$\mathbf{U}_{\mathrm{S2}}^{F}$	$\mathbf{U}_{1}^{F}$	$\mathbf{I}_{\mathrm{S2}}^{F}$	$\mathbf{I}_{2}^{F}$
а)	$\begin{bmatrix} u_{\mathrm{S1}A} \\ u_{\mathrm{S1}B} \\ u_{\mathrm{S1}C} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} u_{1A} \\ u_{1B} \\ u_{1C} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_{\mathrm{S1}a} \\ i_{\mathrm{S1}b} \\ i_{\mathrm{S1}c} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} u_{\mathrm{S2}A} \\ u_{\mathrm{S2}B} \\ u_{\mathrm{S2}C} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} u_{1A} \\ u_{1B} \\ u_{1C} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_{\mathrm{S2}a} \\ i_{\mathrm{S2}b} \\ i_{\mathrm{S2}c} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix}$
б)	$\begin{bmatrix} u_{\mathrm{S1}A} \\ u_{\mathrm{S1}C} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} u_{1AB} \\ u_{1CB} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_{\mathrm{S1}a} \\ i_{\mathrm{S1}c} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2c} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} u_{\mathrm{S2}AB} \\ u_{\mathrm{S2}BC} \\ u_{\mathrm{S2}CA} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} u_{1AB} \\ u_{1BC} \\ u_{1CA} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_{\mathrm{S2}a} \\ i_{\mathrm{S2}b} \\ i_{\mathrm{S2}c} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix}$
в)	$\begin{bmatrix} u_{\mathrm{S1}A} \\ u_{\mathrm{S1}C} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} u_{1AB} \\ u_{1CB} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_{\mathrm{S1}a} \\ i_{\mathrm{S1}c} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2c} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} u_{\mathrm{S2}AB} \\ u_{\mathrm{S2}CB} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} u_{1AB} \\ u_{1CB} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_{\mathrm{S2}ab} \\ i_{\mathrm{S2}cb} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2c} \end{bmatrix}$
г)	$\begin{bmatrix} u_{\mathrm{S1}AB} \\ u_{\mathrm{S1}BC} \\ u_{\mathrm{S1}CA} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} u_{1AB} \\ u_{1BC} \\ u_{1CA} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_{\mathrm{S1}a} \\ i_{\mathrm{S1}b} \\ i_{\mathrm{S1}c} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} u_{\mathrm{S2}AB} \\ u_{\mathrm{S2}BC} \\ u_{\mathrm{S2}CA} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} u_{1AB} \\ u_{1BC} \\ u_{1CA} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_{\mathrm{S2}a} \\ i_{\mathrm{S2}b} \\ i_{\mathrm{S2}c} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix}$
д)	$\begin{bmatrix} u_{\mathrm{S1}AB} \\ u_{\mathrm{S1}BC} \\ u_{\mathrm{S1}CA} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} u_{1AB} \\ u_{1BC} \\ u_{1CA} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_{\mathrm{S1}a} \\ i_{\mathrm{S1}b} \\ i_{\mathrm{S1}c} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} u_{\mathrm{S2}AB} \\ u_{\mathrm{S2}CB} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} u_{1AB} \\ u_{1CB} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_{\mathrm{S2}ab} \\ i_{\mathrm{S2}cb} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2c} \end{bmatrix}$
е)	$\begin{bmatrix} u_{\mathrm{S1}AB} \\ u_{\mathrm{S1}BC} \\ u_{\mathrm{S1}CA} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} u_{1AB} \\ u_{1BC} \\ u_{1CA} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_{\mathrm{S1}a} \\ i_{\mathrm{S1}b} \\ i_{\mathrm{S1}c} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} u_{\mathrm{S2}A} \\ u_{\mathrm{S2}B} \\ u_{\mathrm{S2}C} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} u_{1A} \\ u_{1B} \\ u_{1C} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_{\mathrm{S2}a} \\ i_{\mathrm{S2}b} \\ i_{\mathrm{S2}c} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix}$

Макромодели однофазных схем КПТ представлены в следующем виде:

а) схема «общий эмиттер»

$$\begin{cases} u_{VT1}(t) = |u_S(t)| \cdot \chi(u_S(t)), \\ i_{VT1}(t) = |i_S(t)| \cdot \chi(i_S(t)), \\ u_{VT2}(t) = |u_S(t)| \cdot \chi(-u_S(t)), \\ i_{VT2}(t) = |i_S(t)| \cdot \chi(-i_S(t)), \\ u_{VD1}(t) = -|u_S(t)| \cdot \chi(u_S(t)), \\ i_{VD1}(t) = |i_S(t)| \cdot \chi(-i_S(t)), \\ u_{VD2}(t) = -|u_S(t)| \cdot \chi(-u_S(t)), \\ i_{VD2}(t) = |i_S(t)| \cdot \chi(i_S(t)); \end{cases}$$

б) схема «общий коллектор»

$$\begin{cases} u_{VT1}(t) = |u_S(t)| \cdot \chi(-u_S(t)), \\ i_{VT1}(t) = |i_S(t)| \cdot \chi(-i_S(t)), \\ u_{VT2}(t) = |u_S(t)| \cdot \chi(u_S(t)), \\ i_{VT2}(t) = |i_S(t)| \cdot \chi(i_S(t)), \\ u_{VD1}(t) = -|u_S(t)| \cdot \chi(-u_S(t)), \\ i_{VD1}(t) = |i_S(t)| \cdot \chi(i_S(t)), \\ u_{VD2}(t) = -|u_S(t)| \cdot \chi(u_S(t)), \\ i_{VD2}(t) = |i_S(t)| \cdot \chi(-i_S(t)); \end{cases}$$

в) схема с последовательным включением диодов

$$\begin{cases} u_{VT1}(t) = |u_S(t)| \cdot \chi(u_S(t)), \\ i_{VT1}(t) = |i_S(t)| \cdot \chi(i_S(t)), \\ u_{VT2}(t) = |u_S(t)| \cdot \chi(-u_S(t)), \\ i_{VT2}(t) = |i_S(t)| \cdot \chi(-i_S(t)), \\ u_{VD1}(t) = -|u_S(t)| \cdot \chi(-u_S(t)), \\ i_{VD1}(t) = |i_S(t)| \cdot \chi(i_S(t)), \\ u_{VD2}(t) = -|u_S(t)| \cdot \chi(u_S(t)), \\ i_{VD2}(t) = |i_S(t)| \cdot \chi(-i_S(t)); \end{cases}$$

г) схема на основе RB-IGBT

$$\begin{cases} u_{VT1}(t) = |u_S(t)| \cdot \chi(u_S(t)), \\ i_{VT1}(t) = |i_S(t)| \cdot \chi(i_S(t)), \\ u_{VT2}(t) = |u_S(t)| \cdot \chi(-u_S(t)), \\ i_{VT2}(t) = |i_S(t)| \cdot \chi(-i_S(t)); \end{cases}$$

д) мостовая схема

$$\begin{cases} u_{VT1}(t) = |u_S(t)|, \\ i_{VT1}(t) = |i_S(t)|, \\ u_{VD1}(t) = -|u_S(t)| \cdot \chi(-u_S(t)), \\ i_{VD1}(t) = |i_S(t)| \cdot \chi(i_S(t)), \\ u_{VD2}(t) = -|u_S(t)| \cdot \chi(u_S(t)), \\ i_{VD2}(t) = |i_S(t)| \cdot \chi(-i_S(t)), \\ u_{VD3}(t) = -|u_S(t)| \cdot \chi(u_S(t)), \\ i_{VD3}(t) = |i_S(t)| \cdot \chi(-i_S(t)), \\ u_{VD4}(t) = -|u_S(t)| \cdot \chi(-u_S(t)), \\ i_{VD4}(t) = |i_S(t)| \cdot \chi(i_S(t)); \end{cases}$$

где $\chi(w)$ – функция знака

$$\chi(w) = \begin{cases} 1, & w \geq 0, \\ 0, & w < 0. \end{cases}$$

Макромодели трёхфазных схем КПТ (аргумент «*t*» не указан):

а) схема «общий эмиттер»

$$
\begin{cases}
u_{\mathrm{VT}1} = \begin{bmatrix} u_{\mathrm{S}.AB} & 0 \\ 0 & -u_{\mathrm{S}.CA} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(u_{\mathrm{S}.AB}) \\ \chi(-u_{\mathrm{S}.CA}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(-u_{\mathrm{S}.BC}) \\ \chi(u_{\mathrm{S}.BC}) \end{bmatrix}, \\
i_{\mathrm{VT}1} = |i_{\mathrm{S}a}| \cdot \chi(i_{\mathrm{S}a}), \\
u_{\mathrm{VD}1} = -\begin{bmatrix} u_{\mathrm{S}.AB} & 0 \\ 0 & -u_{\mathrm{S}.CA} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(u_{\mathrm{S}.AB}) \\ \chi(-u_{\mathrm{S}.CA}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(-u_{\mathrm{S}.BC}) \\ \chi(u_{\mathrm{S}.BC}) \end{bmatrix}, \\
i_{\mathrm{VD}1} = |i_{\mathrm{S}a}| \cdot \chi(-i_{\mathrm{S}a}), \\
u_{\mathrm{VT}2} = \begin{bmatrix} u_{\mathrm{S}.BC} & 0 \\ 0 & -u_{\mathrm{S}.AB} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(u_{\mathrm{S}.BC}) \\ \chi(-u_{\mathrm{S}.AB}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(-u_{\mathrm{S}.CA}) \\ \chi(u_{\mathrm{S}.CA}) \end{bmatrix}, \\
i_{\mathrm{VT}2} = |i_{\mathrm{S}b}| \cdot \chi(i_{\mathrm{S}b}), \\
u_{\mathrm{VD}2} = -\begin{bmatrix} u_{\mathrm{S}.BC} & 0 \\ 0 & -u_{\mathrm{S}.AB} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(u_{\mathrm{S}.BC}) \\ \chi(-u_{\mathrm{S}.AB}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(-u_{\mathrm{S}.CA}) \\ \chi(u_{\mathrm{S}.CA}) \end{bmatrix}, \\
i_{\mathrm{VD}2} = |i_{\mathrm{S}b}| \cdot \chi(-i_{\mathrm{S}b}), \\
u_{\mathrm{VT}3} = \begin{bmatrix} u_{\mathrm{S}.CA} & 0 \\ 0 & -u_{\mathrm{S}.BC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(u_{\mathrm{S}.CA}) \\ \chi(-u_{\mathrm{S}.BC}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(-u_{\mathrm{S}.AB}) \\ \chi(u_{\mathrm{S}.AB}) \end{bmatrix}, \\
i_{\mathrm{VT}3} = |i_{\mathrm{S}c}| \cdot \chi(i_{\mathrm{S}c}), \\
u_{\mathrm{VD}3} = -\begin{bmatrix} u_{\mathrm{S}.CA} & 0 \\ 0 & -u_{\mathrm{S}.BC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(u_{\mathrm{S}.CA}) \\ \chi(-u_{\mathrm{S}.BC}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(-u_{\mathrm{S}.AB}) \\ \chi(u_{\mathrm{S}.AB}) \end{bmatrix}, \\
i_{\mathrm{VD}3} = |i_{\mathrm{S}c}| \cdot \chi(-i_{\mathrm{S}c});
\end{cases}
$$

б) схема «общий коллектор»

$$
\begin{cases}
u_{\text{VT}1} = \begin{bmatrix} -u_{\text{S}.AB} & 0 \\ 0 & u_{\text{S}.CA} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(-u_{\text{S}.AB}) \\ \chi(\ u_{\text{S}.CA}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(\ u_{\text{S}.BC}) \\ \chi(-u_{\text{S}.BC}) \end{bmatrix}, \\
i_{\text{VT}1} = |i_{\text{S}a}| \cdot \chi(-i_{\text{S}a}), \\
u_{\text{VD}1} = -\begin{bmatrix} -u_{\text{S}.AB} & 0 \\ 0 & u_{\text{S}.CA} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(-u_{\text{S}.AB}) \\ \chi(\ u_{\text{S}.CA}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(\ u_{\text{S}.BC}) \\ \chi(-u_{\text{S}.BC}) \end{bmatrix}, \\
i_{\text{VD}1} = |i_{\text{S}a}| \cdot \chi(\ i_{\text{S}a}), \\
u_{\text{VT}2} = \begin{bmatrix} -u_{\text{S}.BC} & 0 \\ 0 & u_{\text{S}.AB} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(-u_{\text{S}.BC}) \\ \chi(\ u_{\text{S}.AB}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(\ u_{\text{S}.CA}) \\ \chi(-u_{\text{S}.CA}) \end{bmatrix}, \\
i_{\text{VT}2} = |i_{\text{S}b}| \cdot \chi(-i_{\text{S}b}), \\
u_{\text{VD}2} = -\begin{bmatrix} -u_{\text{S}.BC} & 0 \\ 0 & u_{\text{S}.AB} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(-u_{\text{S}.BC}) \\ \chi(\ u_{\text{S}.AB}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(\ u_{\text{S}.CA}) \\ \chi(-u_{\text{S}.CA}) \end{bmatrix}, \\
i_{\text{VD}2} = |i_{\text{S}b}| \cdot \chi(\ i_{\text{S}b}), \\
u_{\text{VT}3} = \begin{bmatrix} -u_{\text{S}.CA} & 0 \\ 0 & u_{\text{S}.BC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(-u_{\text{S}.CA}) \\ \chi(\ u_{\text{S}.BC}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(\ u_{\text{S}.AB}) \\ \chi(-u_{\text{S}.AB}) \end{bmatrix}, \\
i_{\text{VT}3} = |i_{\text{S}c}| \cdot \chi(-i_{\text{S}c}), \\
u_{\text{VD}3} = -\begin{bmatrix} -u_{\text{S}.CA} & 0 \\ 0 & u_{\text{S}.BC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(-u_{\text{S}.CA}) \\ \chi(\ u_{\text{S}.BC}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(\ u_{\text{S}.AB}) \\ \chi(-u_{\text{S}.AB}) \end{bmatrix}, \\
i_{\text{VD}3} = |i_{\text{S}c}| \cdot \chi(\ i_{\text{S}c});
\end{cases}
$$

в) мостовая схема

$$
\begin{cases}
u_{\text{VT}1} = \begin{bmatrix} |u_{\text{S}.AB}| \\ |u_{\text{S}.BC}| \\ |u_{\text{S}.CA}| \end{bmatrix} \bullet \begin{bmatrix} \chi(u_{\text{S}.BC} \cdot u_{\text{S}.CA}) \\ \chi(u_{\text{S}.CA} \cdot u_{\text{S}.AB}) \\ \chi(u_{\text{S}.AB} \cdot u_{\text{S}.BC}) \end{bmatrix}, \\
i_{\text{VT}1} = \begin{bmatrix} |i_{Sa}| \\ |i_{Sb}| \\ |i_{Sc}| \end{bmatrix} \bullet \begin{bmatrix} \chi(i_{Sb} \cdot i_{Sc}) \\ \chi(i_{Sc} \cdot i_{Sa}) \\ \chi(i_{Sa} \cdot i_{Sb}) \end{bmatrix}, \\
u_{\text{VD}1} = -\begin{bmatrix} -u_{\text{S}.AB} & 0 \\ 0 & u_{\text{S}.CA} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(-u_{\text{S}.AB}) \\ \chi(u_{\text{S}.CA}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(u_{\text{S}.BC}) \\ \chi(-u_{\text{S}.BC}) \end{bmatrix}, \\
i_{\text{VD}1} = |i_{\text{S}a}| \cdot \chi(i_{\text{S}a}), \\
u_{\text{VD}2} = -\begin{bmatrix} u_{\text{S}.AB} & 0 \\ 0 & -u_{\text{S}.CA} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(u_{\text{S}.AB}) \\ \chi(-u_{\text{S}.CA}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(-u_{\text{S}.BC}) \\ \chi(u_{\text{S}.BC}) \end{bmatrix}, \\
i_{\text{VD}2} = |i_{\text{S}a}| \cdot \chi(-i_{\text{S}a}), \\
u_{\text{VD}3} = -\begin{bmatrix} -u_{\text{S}.BC} & 0 \\ 0 & u_{\text{S}.AB} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(-u_{\text{S}.BC}) \\ \chi(u_{\text{S}.AB}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(u_{\text{S}.CA}) \\ \chi(-u_{\text{S}.CA}) \end{bmatrix}, \\
i_{\text{VD}3} = |i_{\text{S}b}| \cdot \chi(i_{\text{S}b}), \\
u_{\text{VD}4} = -\begin{bmatrix} u_{\text{S}.BC} & 0 \\ 0 & -u_{\text{S}.AB} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(u_{\text{S}.BC}) \\ \chi(-u_{\text{S}.AB}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(-u_{\text{S}.CA}) \\ \chi(u_{\text{S}.CA}) \end{bmatrix}, \\
i_{\text{VD}4} = |i_{\text{S}b}| \cdot \chi(-i_{\text{S}b}), \\
u_{\text{VD}5} = -\begin{bmatrix} -u_{\text{S}.CA} & 0 \\ 0 & u_{\text{S}.BC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(-u_{\text{S}.CA}) \\ \chi(u_{\text{S}.BC}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(u_{\text{S}.AB}) \\ \chi(-u_{\text{S}.AB}) \end{bmatrix}, \\
i_{\text{VD}5} = |i_{\text{S}c}| \cdot \chi(i_{\text{S}c}), \\
u_{\text{VD}6} = -\begin{bmatrix} u_{\text{S}.CA} & 0 \\ 0 & -u_{\text{S}.BC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(u_{\text{S}.CA}) \\ \chi(-u_{\text{S}.BC}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \chi(-u_{\text{S}.AB}) \\ \chi(u_{\text{S}.AB}) \end{bmatrix}, \\
i_{\text{VD}6} = |i_{\text{S}c}| \cdot \chi(-i_{\text{S}c}).
\end{cases}
$$

В соответствии с записанными уравнениями формы огибающих для токов и напряжений вентилей в рамках принятых допущений зависят только от схемы КПТ (Рисунок 2.7, Таблица 2.2). Максимальное значение тока вентиля $I_{\text{в.макс}}$ определяется амплитудой фазного тока $\mathbf{I}_2(t)$. Максимальное значение напряжения на вентиле $U_{\text{в.макс}}$, в зависимости от схемы ВБ, определяется амплитудой фазного или линейного напряжения $\mathbf{U}_1(t)$ (Таблица 2.3).

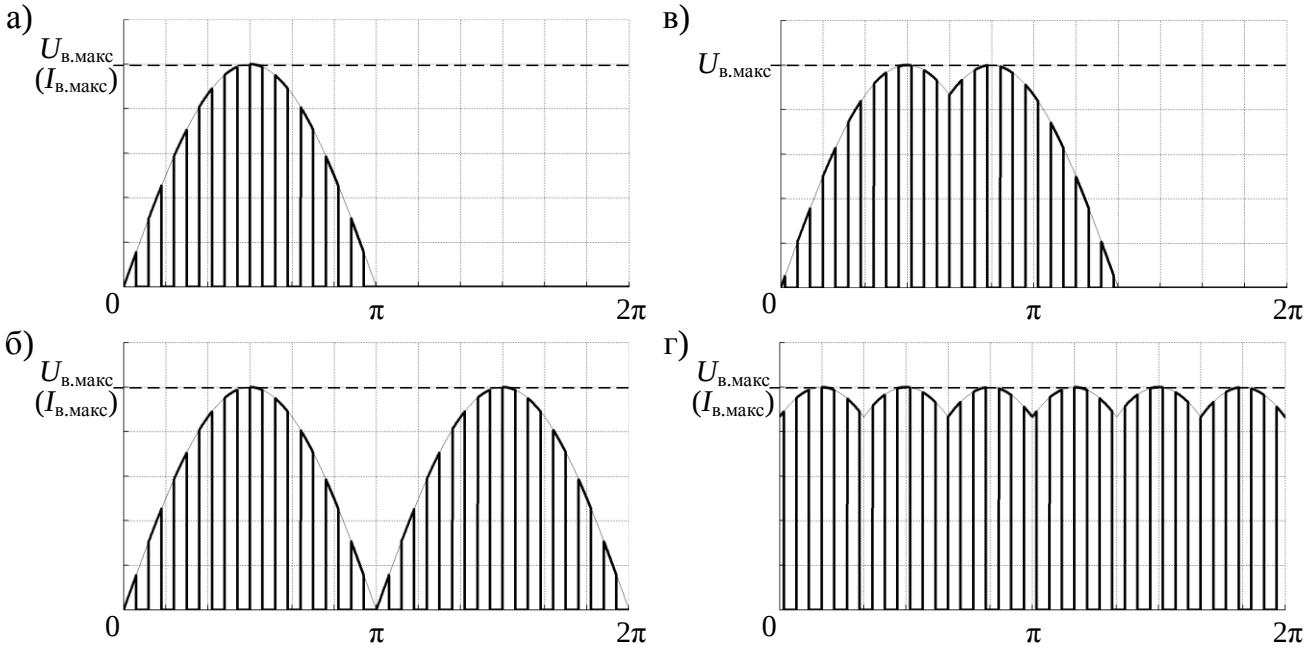


Рисунок 2.7. Диаграммы токов и напряжений вентилей при ШИР

Таблица 2.2. Соответствие схем КПТ и диаграмм токов и напряжений

Схема КПТ	Диод		Транзистор	
	Напряжение	Ток	Напряжение	Ток
1	**2**	**3**	**4**	**5**
Однофазная двухтранзисторная	а)	а)	а)	а)
Трёхфазная трёхтранзисторная	г)	а)	в)	а)
Однофазная мостовая	а)	а)	б)	б)
Трёхфазная мостовая	в)	а)	г)	г)

Таблица 2.3. Сравнительные показатели схем ВБ, изображённых на Рисунке 2.3

	$U_{в.макс}$ (S1)	$U_{в.макс}$ (S2)	$N_{VT.мин}$ (N_{VD})	$N_{VT.макс}$ (N_{VD})
1	**2**	**3**	**4**	**5**
а)	1	1	6 (24)	12 (12)
б)	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}$	3 (14)	7 (7)
в)	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}$	4 (16)	8 (8)
г)	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}$	4 (9)	6 (6)
д)	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}$	5 (11)	7 (7)
е)	$\sqrt{3}$	1	4 (18)	9 (9)

В Таблице 2.3 также приведено необходимое для реализации силовой схемы минимальное ($N_{VT.мин}$) и максимальное ($N_{VT.макс}$) количество управляемых вентилей с указанием соответствующего количества неуправляемых (N_{VD}).

Среднее $I_{\text{в.ср}}$ и действующее $I_{\text{в.д}}$ значение токов вентилей (Таблица 2.4) представлены в виде относительных коэффициентов

$$k_{I.\text{в.ср}} = I_{\text{в.ср}} / I_{2\text{д}}, \qquad k_{I.\text{в.д}} = I_{\text{в.д}} / I_{2\text{д}},$$

где $k_{I.\text{в.ср}}$, $k_{I.\text{в.д}}$ – коэффициент использования вентиля по среднему и действующему значению тока;

$I_{2\text{д}}$ - действующее значение тока $\mathbf{I}_2(t)$.

Таблица 2.4. Коэффициенты использования вентилей по току (ШИР)

Схема КПТ	Диод		Транзистор	
	$k_{I.\text{в.ср}}$	$k_{I.\text{в.д}}$	$k_{I.\text{в.ср}}$	$k_{I.\text{в.д}}$
1	**2**	**3**	**4**	**5**
Однофазная двухтранзисторная	$\frac{\sqrt{2}}{\pi}\gamma_0$	$\sqrt{\gamma_0/2}$	$\frac{\sqrt{2}}{\pi}\gamma_0$	$\sqrt{\gamma_0/2}$
Трёхфазная трёхтранзисторная	$\frac{\sqrt{2}}{\pi}\gamma_0$	$\sqrt{\gamma_0/2}$	$\frac{\sqrt{2}}{\pi}\gamma_0$	$\sqrt{\gamma_0/2}$
Однофазная мостовая	$\frac{\sqrt{2}}{\pi}\gamma_0$	$\sqrt{\gamma_0/2}$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\gamma_0$	$\sqrt{\gamma_0}$
Трёхфазная мостовая	$\frac{\sqrt{2}}{\pi}\gamma_0$	$\sqrt{\gamma_0/2}$	$\frac{3\sqrt{2}}{\pi}\gamma_0$	$\sqrt{1+\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}}\cdot\sqrt{\gamma_0}$

Через γ_0 обозначен коэффициент регулирования напряжения, представляющий собой осреднённое значение коммутационной функции $\gamma(t)$ и численно равный коэффициенту заполнения импульсов управления ключами группы S1.

Однофазные двухтранзисторные схемы КПТ характеризуются равными значениями коэффициентов $k_{I.\text{в.ср}}$, $k_{I.\text{в.д}}$ для всех вентилей. Такими же значения коэффициентов обладают трёхфазные трёхтранзисторные схемы КПТ, по структуре являющиеся аналогами однофазных двухтранзисторных схем.

Важно напомнить, что временные диаграммы токов и напряжений (Рисунок 2.7), максимальные значения токов и напряжений на вентилях (Таблица 2.3), а также коэффициенты использования вентилей по току (Таблица 2.4) соответствуют допущению о синусоидальном симметричном входном напряжении $\mathbf{U}_1(t)$ и выходном токе $\mathbf{I}_2(t)$ ВБ.

Для определения сравнительных показателей схем по статическим потерям мощности использован широко применяемый метод, основанный на кусочно-

линейной аппроксимации вольт-амперных характеристик вентилей в проводящем состоянии [191, 192], в соответствии с которой напряжение на вентиле описывается функцией

$$u_{\text{в.}on}(i_{\text{в}}) = u_0 + r \cdot i_{\text{в}},$$

где u_0, r – параметры аппроксимации выходной ВАХ транзистора или прямой ветви ВАХ диода.

Параметры u_0, r сильно зависят от температуры кристалла, но в данном случае приняты постоянными.

Мгновенное значение выделяемой в вентиле мощности при протекании через него тока $i_{\text{в}}(t)$

$$p_{\text{ст}}(i_{\text{в}}) = 2u_{on}(i_{\text{в}}) \cdot i_{\text{в}} = 2\left(u_0 \cdot i_{\text{в}} + r \cdot i_{\text{в}}^2\right).$$

Среднее за период первой гармоники значение мгновенной мощности

$$p_{\text{ст.ср}}(I_{2\text{д}}) = 2\left(u_0 \cdot k_{I.\text{в.ср}} \cdot I_{2\text{д}} + r \cdot k_{I.\text{в.д}}^2 \cdot I_{2\text{д}}^2\right). \quad (2.2)$$

Коэффициент 2 обусловлен тем обстоятельством, что в качестве базисного значения мощности в однофазной схеме принята величина $P_{\text{б}} = 1/2 \cdot U_{\text{б}} \cdot I_{\text{б}}$.

Суммарные статические потери мощности пропорциональны количеству вентилей

$$p_{\text{S.ст.ср}} = N_{\text{VT}} \cdot p_{\text{VT.ст.ср}} + N_{\text{VD}} \cdot p_{\text{VD.ст.ср}}. \quad (2.3)$$

Используя выражения (2.2, 2.3) и данные из Таблицы 2.4 получены формулы для расчёта статических потерь мощности в схемах КПТ (Таблица 2.5).

Таблица 2.5. Статические потери мощности в схемах КПТ

Схема КПТ	Статические потери мощности
Однофазная двухтранзисторная	$2I_{2\text{д}} \cdot \gamma_0 \cdot \left[1/k_{\Phi} \cdot \left(u_{\text{VD}0} + u_{\text{VT}0}\right) + \left(r_{\text{VD}} + r_{\text{VT}}\right) \cdot I_{2\text{д}}\right]$
Трёхфазная трёхтранзисторная	$3I_{2\text{д}} \cdot \gamma_0 \cdot \left[1/k_{\Phi} \cdot \left(u_{\text{VD}0} + u_{\text{VT}0}\right) + \left(r_{\text{VD}} + r_{\text{VT}}\right) \cdot I_{2\text{д}}\right]$
Однофазная мостовая	$2I_{2\text{д}} \cdot \gamma_0 \cdot \left[1/k_{\Phi} \cdot \left(2u_{\text{VD}0} + u_{\text{VT}0}\right) + \left(2r_{\text{VD}} + r_{\text{VT}}\right) \cdot I_{2\text{д}}\right]$
Трёхфазная мостовая	$3I_{2\text{д}} \cdot \gamma_0 \cdot \left[1/k_{\Phi} \cdot \left(2u_{\text{VD}0} + u_{\text{VT}0}\right) + \left(2r_{\text{VD}} + \left(2/3 + \sqrt{3}/\pi\right) \cdot r_{\text{VT}}\right) \cdot I_{2\text{д}}\right]$

В Таблице 2.5 параметр k_{Φ} – коэффициент формы синусоидальной функции.

В результате сопоставления структурных особенностей и показателей рассмотренных схем ВБ в данной работе предложена новая схема, изображённая

на Рисунке 2.3е, главным структурным отличием которой является подключение последовательного ключа S1 в рассечку общей (нулевой) точки нагрузки. В таком соединении ключ S1 может быть реализован по мостовой схеме, т.е. с использованием одного управляемого вентиля. Непрерывность контура протекания тока нагрузки на интервалах разомкнутого состояния ключа S1 обеспечивается тремя независимыми параллельными однофазными КПТ, максимальное значение напряжения на вентилях которых равно амплитуде фазного напряжения $\mathbf{U}_1^F(t)$, т.е. почти в 1,7 раз меньше, чем в других схемах ВБ без нулевого провода. Для нормального функционирования силовой схемы достаточно четырёх управляемых вентилей, что с учётом сниженных требований по напряжению к вентилям параллельных ключей позволяет упростить и удешевить устройство.

Сравнивая предложенную схему с другими схемами ВБ следует отметить, что изображённая на Рисунке 2.3б схема может быть реализована с меньшим количеством управляемых вентилей (3 транзистора), но при этом характеризуется худшими показателями по выделяемой мощности. В активном состоянии силовой схемы (ключи группы S1 замкнуты) ток проводят 6 вентилей (4 диода и 2 транзистора мостовых схем), в то время как в ВБ с коммутацией тока в общей точке нагрузки (Рисунок 2.3е) одновременно задействованы 4 вентиля (3 диода и 1 транзистор). Более того амплитуда напряжения на вентилях параллельных ключей почти в 1,7 раз больше, чем в предложенной новой схеме, что приводит к б*о*льшим коммутационным потерям в этих ключах.

Схема с коммутацией тока в общей точке нагрузки (Рисунок 2.3е) разработана для использования в основе устройства плавного пуска АД (патент RU 2 530 532 C1 от 10.10.2014) и положена в основу созданного экспериментального макета (Рисунок 2.8), детально описанного в третьей главе. Схема реализована на мостовых КПТ, переключающихся по одношаговой стратегии, заключающейся во введении межкоммутационных пауз в сигналы управления транзисторами разных групп (стратегия «break-before-make»). При этом для нормального функционирования схемы достаточно одной снабберной

цепи (СЦ) без дополнительных элементов выпрямления тока и напряжения. При регулировании напряжения на двигателе выходной фильтр Ф2 не требуется, поэтому статорные обмотки подключаются к выводам силовой схемы непосредственно или последовательно с du/dt-реакторами.

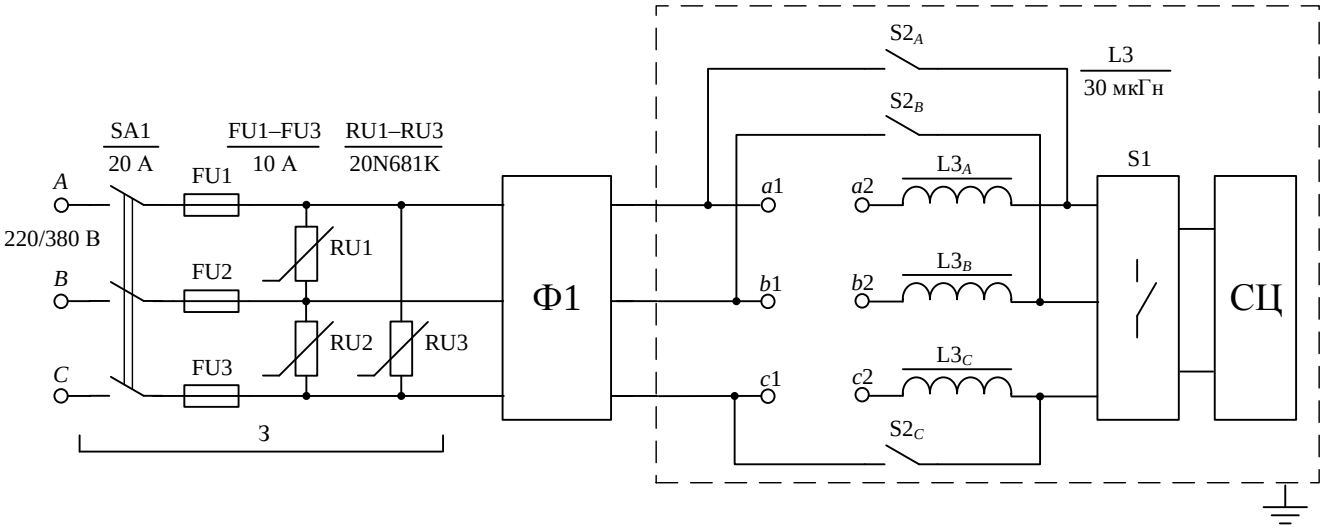


Рисунок 2.8. Силовая схема ППН

Необходимо отметить, что идея коммутации тока в общей точке нагрузки не является новой и, в частности, используется в устройствах векторно-импульсного пуска синхронных и асинхронных двигателей [193], одно из которых (Рисунок 2.9) стало прототипом запатентованному устройству. В отличии от прототипа в предложенной схеме за счёт замыкания токов двигателя через параллельные ключи существенно снижаются коммутационные перенапряжения на всех элементах схемы и потери мощности в защитных цепях, что является важным техническим результатом.

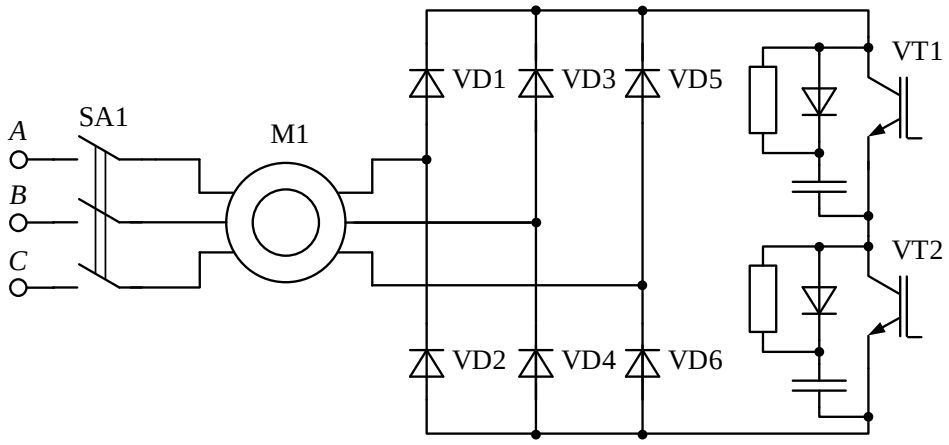


Рисунок 2.9. Прототип запатентованной силовой схемы

По результатам структурного анализа можно сделать следующие **выводы**:

1) Множество трёхфазных силовых схем ВБ импульсного понижающего ППН можно представить в виде 6-ти базовых схем, основанных на 8-ми схемах КПТ.

2) Максимальное значение тока вентилей во всех схемах КПТ равно амплитуде фазного тока $\mathbf{I}_2^F(t)$.

3) В однофазных двухтранзисторных и трёхфазных трёхтранзисторных схемах КПТ транзисторы и диоды характеризуются одинаковыми коэффициентами использования по току $k_{I.\text{в.ср}} = \sqrt{2}/\pi \cdot \gamma_0$, $k_{I.\text{в.д}} = \sqrt{\gamma_0/2}$. Более того, коэффициенты использования диодов по току одинаковы во всех схемах КПТ.

4) Транзистор наиболее полно загружен по току в мостовых схемах КПТ. Коэффициент использования транзистора по среднему значению тока в однофазном мостовом ключе в 2 раза больше, чем в однофазных двухтранзисторных ключах, а в трёхфазном мостовом ключе – в 3 раза и достигает значения 0,955.

5) Распределение тока между группами ключей ВБ зависит от коэффициента регулирования напряжения γ_0 и является равномерным при γ_0=0,5. В связи с этим при функционировании преобразователя в верхнем диапазоне регулирования ($\gamma_0 \rightarrow 1$) можно использовать в параллельных ключах приборы меньшего номинала по току, а сами КПТ группы S2 без существенного увеличения суммарных статических потерь (по сравнению с многотранзисторной реализацией) выполнять по мостовой схеме.

6) Максимальное значение напряжения на вентиле, в зависимости от схемы ВБ, равно амплитуде фазного либо линейного напряжения $\mathbf{U}_1^F(t)$. Во всех трёхфазных схемах КПТ, независимо от схемы ВБ, максимальное напряжения на вентилях равно амплитуде линейного напряжения $\mathbf{U}_1^F(t)$. Максимальное значение напряжения на вентилях ключей группы S2 равно амплитуде фазного напряжения

$\mathbf{U}_1^F(t)$ только в случае использования отдельных независимых КПТ (параллельно каждой фазе выходной цепи ВБ).

7) Схема ВБ с независимым регулированием в каждой фазе (Рисунок 2.3а) характеризуется наименьшим напряжением на вентилях ключей обеих групп, но для её реализации необходимо наибольшее количество управляемых и неуправляемых вентилей (от 6 до 12 транзисторов и от 12 до 24 диодов).

8) Наименьшее количество управляемых вентилей обеспечивается при построении схемы ВБ на основе трёхфазного мостового КПТ и равно трём.

9) Схемы КПТ отличаются значениями статических потерь мощности не только вследствие разного количества вентилей, но и из-за разного режима их работы. Потери мощности в трёхфазной схеме КПТ превышают потери мощности в аналогичной однофазной схеме в 1,5 раза, но учитывая необходимость использования в одной группе от двух до трёх однофазных ключей можно сделать вывод, что по суммарным потерям мощности трёхфазные схемы КПТ являются более энергетически выгодными.

10) Предложенная и запатентованная в составе устройства плавного пуска АД силовая схема ВБ с коммутацией тока в общей точке нагрузки характеризуется в 1,7 раз меньшей амплитудой напряжения на вентилях параллельных ключей и может быть реализована с использованием всего четырёх управляемых приборов. Благодаря улучшению этих показателей упрощается и удешевляется преобразователь, что особенно важно при его применении в качестве устройства плавного пуска двигателей.

2.3 Математические модели

2.3.1 Математические модели ППН

Математическое моделирование импульсного понижающего ППН выполнено с применением метода декомпозиции всех переменных на составляющие

$$v(t) = \hat{v}(t) + v_{\text{в.г}}(t),$$

где $\hat{v}(t)$ – низкочастотная ($f << f_S$) составляющая обобщённой переменной $v(t)$;
$v_{\text{в.г}}(t)$ – высокочастотная составляющая обобщённой переменной $v(t)$,

с последующим совместным анализом результатов. Такой подход основывается на моделях двух типов: модель в осреднённых переменных и модель для анализа гармонических искажений. Модели взаимосвязаны и исходной для них является модель в виде системы дифференциальных уравнений с дискретно изменяющимися (разрывными) коэффициентами, описывающей связь между токами и напряжениями преобразовательного устройства, рассматриваемого в совокупности с источником питания на входе и нагрузкой (потребителем) на выходе.

В векторной форме математическая модель силовой схемы импульсного понижающего ППН с однозвенными LC-фильтрами при питании от источника напряжения ограниченной мощности и при регулировании напряжения на обобщённой RLE-нагрузке (Рисунок 2.10) описывается следующей системой дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} \mathbf{U}^F_{\mathrm{L}1}(t) = \mathbf{E}^F(t) - \mathbf{R}_{1\Sigma}\cdot\mathbf{I}^F(t) - \mathbf{U}^F_1(t), \\ \mathbf{I}^F_{\mathrm{C}1}(t) = \mathbf{I}^F(t) - \mathbf{I}^F_1(t), \\ \mathbf{U}^F_2(t) = \mathbf{\Gamma}^F(t)\cdot\mathbf{U}^F_1(t), \\ \mathbf{I}^F_1(t) = \mathbf{\Gamma}^F(t)\cdot\mathbf{I}^F_2(t), \\ \mathbf{U}^F_{\mathrm{L}2}(t) = \mathbf{U}^F_2(t) - \mathbf{R}_2\cdot\mathbf{I}^F_2(t) - \mathbf{U}^F_{\mathrm{H}}(t), \\ \mathbf{I}^F_{\mathrm{C}2}(t) = \mathbf{I}^F_2(t) - \mathbf{I}^F_{\mathrm{H}}(t), \\ \mathbf{U}^F_{\mathrm{L.H}.2}(t) = \mathbf{U}^F_{\mathrm{H}}(t) - \mathbf{R}_{\mathrm{H}.2}\cdot\mathbf{I}^F_{\mathrm{H}}(t) - \mathbf{E}^F_{\mathrm{H}}(t), \end{cases}$$

где

$$\mathbf{U}^F_{\mathrm{L}1}(t) = \mathbf{L}_{1\Sigma}\frac{d\mathbf{I}^F(t)}{dt}, \qquad \mathbf{I}^F_{\mathrm{C}1}(t) = \mathbf{C}_1\frac{d\mathbf{U}^F_1(t)}{dt},$$

$$\mathbf{U}^F_{\mathrm{L}2}(t) = \mathbf{L}_2\frac{d\mathbf{I}^F_2(t)}{dt}, \qquad \mathbf{I}^F_{\mathrm{C}2}(t) = \mathbf{C}_2\frac{d\mathbf{U}^F_{\mathrm{H}}(t)}{dt},$$

$$\mathbf{U}^F_{\mathrm{L.H}.2}(t) = \mathbf{L}_{\mathrm{H}.2}\frac{d\mathbf{I}^F_{\mathrm{H}}(t)}{dt},$$

$\mathbf{U}^F_{\mathrm{L}1}$, $\mathbf{U}^F_{\mathrm{L}2}$ – векторы напряжений на реакторах фильтров Ф1, Ф2;

$\mathbf{I}^F_{\mathrm{C}1}$, $\mathbf{I}^F_{\mathrm{C}2}$ – векторы токов конденсаторов фильтров Ф1, Ф2;

$\mathbf{U}^F_{\mathrm{L.H}.2}$ – вектор напряжения на индуктивной составляющей нагрузки;

$\mathbf{R}_{1\Sigma}$, $\mathbf{L}_{1\Sigma}$ – матрицы сопротивления и индуктивности суммарного импеданса источника питания ($\mathbf{R}_{\mathrm{И}}$, $\mathbf{L}_{\mathrm{И}}$) и реактора входного фильтра ($\mathbf{R}_1$, $\mathbf{L}_1$);

$\mathbf{R}_2$ – матрица сопротивления реактора выходного фильтра.

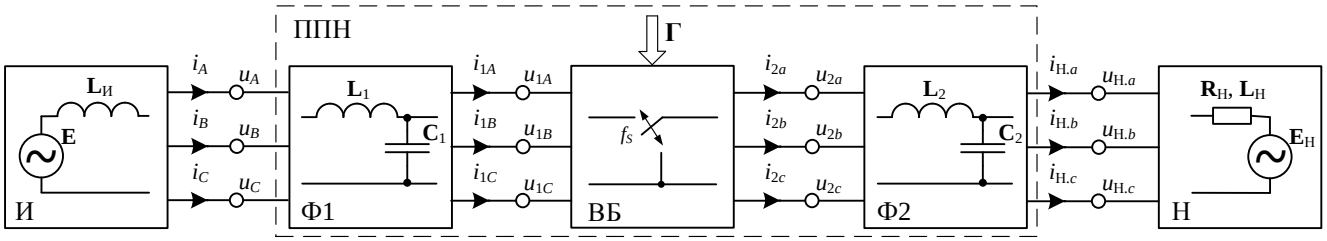


Рисунок 2.10. Схема ППН с обобщённой RLE-нагрузкой

В тексте диссертации параметры последовательной схемы замещения обозначены индексом «2» ($\mathbf{R}_{\text{Н}.2}$, $\mathbf{L}_{\text{Н}.2}$), а параметры параллельной схемы – индексом «1» ($\mathbf{R}_{\text{Н}.1}$, $\mathbf{L}_{\text{Н}.1}$).

При соединении конденсаторов фильтров по схеме «треугольник» в уравнения подставляются эквивалентные для схемы «звезда» значения ёмкостей.

Математическая модель силовой схемы в виде системы дифференциальных уравнений во вращающейся с произвольной угловой скоростью ω_k системе координат (базис $\overset{\Rightarrow}{H} = \left[\vec{x} \quad \vec{y} \quad \vec{z}\right]^T$) получена в результате умножения векторов фазных переменных на матрицу преобразования

$$\mathbf{M}(\theta_k) = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos(\theta_k) & \cos(\theta_k - \Delta) & \cos(\theta_k + \Delta) \\ -\sin(\theta_k) & -\sin(\theta_k - \Delta) & -\sin(\theta_k + \Delta) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix},$$

где $\theta_k(t) = \omega_k \cdot t + \phi_k$ – угол поворота системы координат в момент времени t;

ϕ_k – угол поворота системы координат в момент времени t=0;

$\Delta = 2\pi/3$,

и имеет вид:

$$\begin{cases} \mathbf{U}^H_{\text{L1}}(t) = \mathbf{E}^H(t) - \mathbf{R}_{1\Sigma} \cdot \mathbf{I}^H(t) - \mathbf{U}^H_1(t) - \omega_k \cdot \mathbf{W} \cdot \mathbf{L}_{1\Sigma} \cdot I^H(t), \\ \mathbf{I}^H_{\text{C1}}(t) = \mathbf{I}^H(t) - \mathbf{I}^H_1(t) - \omega_k \cdot \mathbf{W} \cdot \mathbf{C}_1 \cdot \mathbf{U}^H_1(t), \\ \mathbf{U}^H_2(t) = \mathbf{\Gamma}^H(t) \cdot \mathbf{U}^H_1(t), \\ \mathbf{I}^H_1(t) = \mathbf{\Gamma}^H(t) \cdot \mathbf{I}^H_2(t), \\ \mathbf{U}^H_{\text{L2}}(t) = \mathbf{U}^H_2(t) - \mathbf{R}_2 \cdot \mathbf{I}^H_2(t) - \mathbf{U}^H_{\text{Н}}(t) - \omega_k \cdot \mathbf{W} \cdot \mathbf{L}_2 \cdot \mathbf{I}^H_2(t), \\ \mathbf{I}^H_{\text{C2}}(t) = \mathbf{I}^H_2(t) - \mathbf{I}^H_{\text{Н}}(t) - \omega_k \cdot \mathbf{W} \cdot \mathbf{C}_2 \cdot \mathbf{U}^H_{\text{Н}}(t), \\ \mathbf{U}^H_{\text{L.H.2}}(t) = \mathbf{U}^H_{\text{Н}}(t) - \mathbf{R}_{\text{Н}.2} \cdot \mathbf{I}^H_{\text{Н}}(t) - \mathbf{E}^H_{\text{Н}}(t) - \omega_k \cdot \mathbf{W} \cdot \mathbf{L}_{\text{Н}.2} \cdot \mathbf{I}^H_{\text{Н}}(t), \end{cases} \tag{2.4}$$

где $\mathbf{W} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$.

При описании модели в осреднённых переменных все токи и напряжения системы (2.4) заменены их средними за период коммутации T_S значениями

$$\left\langle v(t)\right\rangle_{T_s} = \frac{1}{T_S}\int_{t}^{t+T_S} v(t)dt = \hat{v}(t),$$

которые в установившемся режиме работы преобразователя равны первым гармоникам соответствующих переменных

$$\left\langle v(t)\right\rangle_{T_s} = v_{(1)}(t).$$

Анализ результирующей системы уравнений выполнен во вращающейся с синхронной скоростью системе координат (ω_k=$\omega_{(1)}$), в которой осреднённые переменные не зависят от времени. Для более компактного представления математических выражений индекс с номером гармоники опущен.

С целью уменьшить порядок анализируемых моделей силовая схема ППН рассмотрена в виде двух отдельных структурных элементов – входная цепь и выходная цепь, токи и напряжения которых согласуются посредством ВБ. Выходная цепь описывается последними тремя уравнениями системы (2.4), которые в проекциях на координатные оси *dq* имеют вид:

$$\begin{cases} u_{\text{H}.d} + r_2 \cdot i_{2d} - x_{\text{L}2} \cdot i_{2q} = u_{2d}, \\ i_{2d} - i_{\text{H}.d} + u_{\text{H}.q} / x_{\text{C}2} = 0, \\ u_{\text{H}.d} - r_{\text{H}.2} \cdot i_{\text{H}.d} + x_{\text{H}.2} \cdot i_{\text{H}.q} = e_{\text{H}.d}, \end{cases} \qquad \begin{cases} u_{\text{H}.q} + r_2 \cdot i_{2q} + x_{\text{L}2} \cdot i_{2d} = u_{2q}, \\ i_{2q} - i_{\text{H}.q} - u_{\text{H}.d} / x_{\text{C}2} = 0, \\ u_{\text{H}.q} - r_{\text{H}.2} \cdot i_{\text{H}.q} - x_{\text{H}.2} \cdot i_{\text{H}.d} = e_{\text{H}.q}, \end{cases} \tag{2.5}$$

где $x_{\text{L}2} = \omega_{(1)} \cdot l_2$; $x_{\text{C}2} = 1/(\omega_{(1)} \cdot c_2)$; $x_{\text{H}.2} = \omega_{(1)} \cdot l_{\text{H}.2}$.

Решение уравнений (2.5) относительно переменных состояния представлено суммой составляющих от каждого источника напряжения

$$v = v\big|_{e_{\text{H}}=0} + v\big|_{u_2=0},$$

рассчитываемых по следующим (упрощённым при условии r_2<<$x_{\text{L}2}$) формулам:

$$\mathbf{I}_2\big|_{e_{\text{H}}=0} = \begin{bmatrix} u_{2d} & u_{2q} \\ u_{2q} & -u_{2d} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{A}_{i_2}\big|_{e_{\text{H}}=0}, \qquad \mathbf{I}_2\big|_{u_2=0} = \begin{bmatrix} e_{\text{H}.d} & e_{\text{H}.q} \\ e_{\text{H}.q} & -e_{\text{H}.d} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{A}_{i_2}\big|_{u_2=0},$$

$$\mathbf{I}_{\text{H}}\big|_{e_{\text{H}}=0} = \begin{bmatrix} u_{2d} & u_{2q} \\ u_{2q} & -u_{2d} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{A}_{i_{\text{H}}}\big|_{e_{\text{H}}=0}, \qquad \mathbf{I}_{\text{H}}\big|_{u_2=0} = \begin{bmatrix} e_{\text{H}.d} & e_{\text{H}.q} \\ e_{\text{H}.q} & -e_{\text{H}.d} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{A}_{i_{\text{H}}}\big|_{u_2=0},$$

$$\mathbf{U}_{\text{H}}\big|_{e_{\text{H}}=0} = \begin{bmatrix} -u_{2q} & u_{2d} \\ u_{2d} & u_{2q} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{A}_{u_{\text{H}}}\big|_{e_{\text{H}}=0}, \qquad \mathbf{U}_{\text{H}}\big|_{u_2=0} = \begin{bmatrix} -e_{\text{H}.q} & e_{\text{H}.d} \\ e_{\text{H}.d} & e_{\text{H}.q} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{A}_{u_{\text{H}}}\big|_{u_2=0},$$

где $\mathbf{I}_2\big|_{e_\text{Н}=0} = \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix}\Big|_{e_\text{Н}=0}$; $\mathbf{I}_2\big|_{u_2=0} = \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix}\Big|_{u_2=0}$ и т.д.;

$$\mathbf{A}_{i_2}\big|_{e_\text{Н}=0} = \frac{1}{D}\cdot\begin{bmatrix} r_{\text{Н}.2}\cdot x_{\text{C}2}^2 \\ z_\text{Н}^2\cdot\left(x_{\text{L}2}-x_{\text{C}2}\right)-2x_{\text{Н}.2}\cdot x_{\text{L}2}\cdot x_{\text{C}2}+x_{\text{C}2}^2\cdot\left(x_{\text{L}2}+x_{\text{Н}.2}\right) \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{A}_{i_2}\big|_{u_2=0} = \frac{x_{\text{C}2}}{D}\cdot\begin{bmatrix} r_{\text{Н}.2}\cdot\left(x_{\text{L}2}-x_{\text{C}2}\right) \\ x_{\text{Н}.2}\cdot\left(x_{\text{L}2}-x_{\text{C}2}\right)-x_{\text{L}2}\cdot x_{\text{C}2} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{A}_{i_\text{Н}}\big|_{e_\text{Н}=0} = -\frac{x_{\text{C}2}}{D}\cdot\begin{bmatrix} r_{\text{Н}.2}\cdot\left(x_{\text{L}2}-x_{\text{C}2}\right) \\ x_{\text{Н}.2}\cdot\left(x_{\text{L}2}-x_{\text{C}2}\right)-x_{\text{L}2}\cdot x_{\text{C}2} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{A}_{i_\text{Н}}\big|_{u_2=0} = -\frac{x_{\text{L}2}-x_{\text{C}2}}{D}\cdot\begin{bmatrix} r_{\text{Н}.2}\cdot\left(x_{\text{L}2}-x_{\text{C}2}\right) \\ x_{\text{Н}.2}\cdot\left(x_{\text{L}2}-x_{\text{C}2}\right)-x_{\text{L}2}\cdot x_{\text{C}2} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{A}_{u_\text{Н}}\big|_{e_\text{Н}=0} = -\frac{x_{\text{C}2}}{D}\cdot\begin{bmatrix} r_{\text{Н}.2}\cdot x_{\text{L}2}\cdot x_{\text{C}2} \\ z_\text{Н}^2\cdot\left(x_{\text{L}2}-x_{\text{C}2}\right)-x_{\text{Н}.2}\cdot x_{\text{L}2}\cdot x_{\text{C}2} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{A}_{u_\text{Н}}\big|_{u_2=0} = -\frac{x_{\text{C}2}\cdot x_{\text{L}2}}{D}\cdot\begin{bmatrix} r_{\text{Н}.2}\cdot\left(x_{\text{L}2}-x_{\text{C}2}\right) \\ x_{\text{Н}.2}\cdot\left(x_{\text{L}2}-x_{\text{C}2}\right)-x_{\text{C}2}\cdot x_{\text{L}2} \end{bmatrix};$$

$$D = z_\text{Н}^2\cdot\left(x_{\text{L}2}-x_{\text{C}2}\right)^2-\left(x_{\text{Н}.2}\cdot x_{\text{C}2}+x_{\text{L}2}^2\right)^2+x_{\text{L}2}^4+x_{\text{C}2}^2\cdot\left(x_{\text{L}2}+x_{\text{Н}.2}\right)^2;$$

$$z_\text{Н}^2 = r_{\text{Н}.2}^2+x_{\text{Н}.2}^2.$$

Амплитуды переменных состояния

$$I_2 = \sqrt{\left(i_{2d}\big|_{e_\text{Н}=0}+i_{2d}\big|_{u_2=0}\right)^2+\left(i_{2q}\big|_{e_\text{Н}=0}+i_{2q}\big|_{u_2=0}\right)^2},$$

$$I_\text{Н} = \sqrt{\left(i_{\text{Н}.d}\big|_{e_\text{Н}=0}+i_{\text{Н}.d}\big|_{u_2=0}\right)^2+\left(i_{\text{Н}.q}\big|_{e_\text{Н}=0}+i_{\text{Н}.q}\big|_{u_2=0}\right)^2},$$

$$U_\text{Н} = \sqrt{\left(u_{\text{Н}.d}\big|_{e_\text{Н}=0}+u_{\text{Н}.d}\big|_{u_2=0}\right)^2+\left(u_{\text{Н}.q}\big|_{e_\text{Н}=0}+u_{\text{Н}.q}\big|_{u_2=0}\right)^2}.$$

Особый интерес при моделировании преобразователя представляет частный случай, когда эквивалентная нагрузка является пассивной ($\mathbf{E}_\text{Н}$=0), и именно этот случай детально рассмотрен далее.

При $\mathbf{E}_\text{Н}$=0 формулу для расчёта входного тока $\mathbf{I}_2$ можно записать через параметры входного сопротивления эквивалентной параллельной схемы замещения RLC-цепи (Рисунок 2.11)

$$\mathbf{I}_2 = \begin{bmatrix} u_{2d} & u_{2q} \\ u_{2q} & -u_{2d} \end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix} 1/r_{\text{экв}.1} \\ 1/x_{\text{экв}.1} \end{bmatrix},$$

$$I_\text{Н} = U_2/z_{\text{пер}.3}, \qquad I_2 = U_2/z_{\text{экв}} = U_\text{Н}/z_{\text{пер}.4},$$

$$U_\text{Н} = U_2\cdot k_{UH/U2},$$

где $r_{\text{экв.1}} = \dfrac{D}{r_{\text{Н.2}} \cdot x_{\text{C2}}^2}$; $x_{\text{экв.1}} = \dfrac{D}{z_{\text{Н}}^2 \cdot (x_{\text{L2}} - x_{\text{C2}}) - 2x_{\text{Н.2}} \cdot x_{\text{L2}} \cdot x_{\text{C2}} + x_{\text{C2}}^2 \cdot (x_{\text{L2}} + x_{\text{Н.2}})}$;

$z_{\text{экв}} = \sqrt{r_{\text{экв.1}}^2 + x_{\text{экв.1}}^2}$; $z_{\text{пер.3}} = \dfrac{D}{x_{\text{C2}} \sqrt{\left(r_{\text{Н.2}} \cdot (x_{\text{L2}} - x_{\text{C2}})\right)^2 + \left(x_{\text{Н.2}} \cdot (x_{\text{L2}} - x_{\text{C2}}) - x_{\text{L2}} \cdot x_{\text{C2}}\right)^2}}$;

$k_{U\text{Н}/U2} = z_{\text{Н}} / z_{\text{пер.3}}$; $z_{\text{пер.4}} = k_{U\text{Н}/U2} \cdot z_{\text{экв}}$.

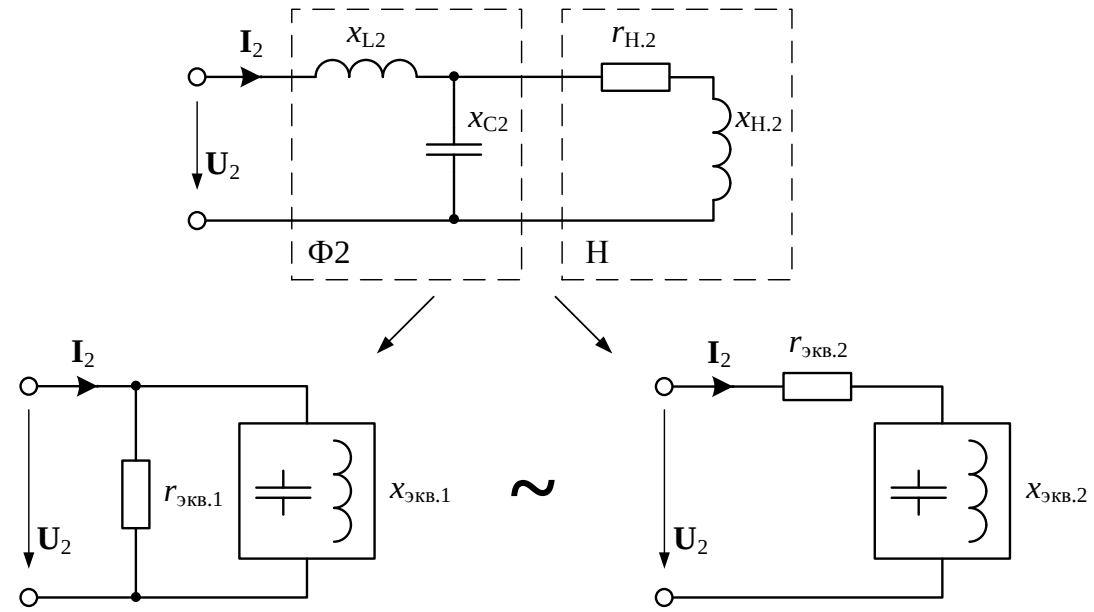


Рисунок 2.11. Эквивалентные параллельная и последовательная схемы замещения выходной цепи ППН при $\mathbf{E}_{\text{Н}}$=0

Математическая модель в проекциях осреднённых переменных на оси *dq*

$$\begin{cases} u_{1d} + r_{1\Sigma} \cdot i_d - x_{\text{L1}\Sigma} \cdot i_q = e_d, \\ i_d - \gamma_0 \cdot i_{2d} + u_{1q} / x_{\text{C1}} = 0, \\ r_{\text{экв.2}} \cdot i_{\text{Н}.d} - x_{\text{экв.2}} \cdot i_{\text{Н}.q} = \gamma_0 \cdot u_{1d}, \end{cases} \qquad \begin{cases} u_{1q} + r_{1\Sigma} \cdot i_q + x_{\text{L1}\Sigma} \cdot i_d = e_q, \\ i_q - \gamma_0 \cdot i_{2q} - u_{1d} / x_{\text{C1}} = 0, \\ r_{\text{экв.2}} \cdot i_{\text{Н}.q} + x_{\text{экв.2}} \cdot i_{\text{Н}.d} = \gamma_0 \cdot u_{1q}. \end{cases}$$

Преобразование параметров параллельной схемы замещения к параметрам эквивалентной последовательной схемы выполнено по формулам

$$r_{\text{экв.2}} = r_{\text{экв.1}} \cdot (x_{\text{экв.1}} / z_{\text{экв}})^2, \qquad x_{\text{экв.2}} = x_{\text{экв.1}} \cdot (r_{\text{экв.1}} / z_{\text{экв}})^2, \tag{2.6}$$

с результатом

$$r_{\text{экв.2}} = \frac{r_{\text{Н.2}} \cdot x_{\text{C2}}^2}{r_{\text{Н.2}}^2 + (x_{\text{C2}} - x_{\text{Н.2}})^2}, \qquad x_{\text{экв.2}} = x_{\text{L2}} + x_{\text{C2}} \frac{x_{\text{Н.2}} \cdot x_{\text{C2}} - z_{\text{Н}}^2}{r_{\text{Н.2}}^2 + (x_{\text{C2}} - x_{\text{Н.2}})^2}.$$

При условиях

$$\begin{cases} r_{1\Sigma} << x_{\text{L1}\Sigma} << x_{\text{C1}}, \\ r_{1\Sigma} << r_{\text{экв.2}}, \\ x_{\text{L1}\Sigma} << x_{\text{экв.2}}, \end{cases} \tag{2.7}$$

амплитуды токов и напряжений элементов схемы

$$I = 1/z_{\text{вх}}, \qquad U_1 = k_{U1/E},$$
$$I_1 = 1/z_{\text{пер.1}}, \qquad U_2 = k_{U2/E},$$
$$I_2 = 1/z_{\text{пер.2}}, \qquad k_{I/I1} = I/I_1,$$

где $z_{\text{вх}}$ – модуль входного сопротивления преобразователя на частоте первой гармоники;

$z_{\text{пер.1}}$ – модуль передаточного сопротивления преобразователя по току i_1 на частоте первой гармоники;

$z_{\text{пер.2}}$ – модуль передаточного сопротивления преобразователя по току i_2 на частоте первой гармоники;

$k_{U1/E}$ – модуль коэффициента передачи преобразователя по напряжению u_1 на частоте первой гармоники;

$k_{U2/E}$ – модуль коэффициента передачи преобразователя по напряжению u_2 на частоте первой гармоники;

$k_{I/I1}$ – модуль коэффициента передачи преобразователя по току i_1 на частоте первой гармоники.

Модули эквивалентных сопротивлений z и коэффициентов передачи k

$$z_{\text{вх}} = h/h_1, \qquad k_{U1/E} = 1/z_{\text{вх}} \cdot h_2/h_1,$$
$$z_{\text{пер.1}} = z_{\text{вх}}/\gamma_0 \cdot h_1/h_3, \qquad k_{U2/E} = \gamma_0 \cdot k_{U1/E},$$
$$z_{\text{пер.2}} = \gamma_0 \cdot z_{\text{пер.1}}, \qquad k_{I/I1} = 1/\gamma_0 \cdot h_1/h_3,$$

где $h = \sqrt{(z'_{\text{экв}})^2 \cdot (x_{\text{C1}} - x_{\text{L1}\Sigma})^2 - 2x_{\text{C1}} \cdot x^2_{\text{L1}\Sigma} \cdot x'_{\text{экв.2}}}$; $h_1 = \sqrt{(r'_{\text{экв.2}})^2 + (x'_{\text{экв.2}} - x_{\text{C1}})^2}$;

$h_2 = x_{\text{C1}} \cdot z'_{\text{экв}}$; $h_3 = x_{\text{C1}}/\gamma_0$;

$r'_{\text{экв.2}} = r_{\text{экв.2}}/\gamma_0^2$; $x'_{\text{экв.2}} = x_{\text{экв.2}}/\gamma_0^2$; $z'_{\text{экв}} = z_{\text{экв}}/\gamma_0^2$.

Составляющие входного сопротивления ППН (параметры эквивалентной параллельной $r_{\text{вх.1}}$, $x_{\text{вх.1}}$ и последовательной $r_{\text{вх.2}}$, $x_{\text{вх.2}}$ схем замещения ППН по отношению к источнику питания)

$$r_{\text{вх.1}} = h^2/h_{1q}, \qquad x_{\text{вх.1}} = h^2/h_{1d},$$
$$r_{\text{вх.2}} = h_{1q}/h_1^2, \qquad x_{\text{вх.2}} = h_{1d}/h_1^2,$$

где $h_{1q} = r'_{\text{экв.2}} \cdot x^2_{\text{C1}}$; $h_{1d} = x_{\text{L1}\Sigma} \cdot h_1^2 + x'_{\text{экв.2}} \cdot x^2_{\text{C1}} - x_{\text{C1}} \cdot (z'_{\text{экв}})^2$.

Приведённые решения уравнений в осреднённых переменных необходимы для моделирования электромагнитных процессов в ППН по первой гармонике. Для анализа системы по высшим гармоникам разработана специализированная модель, математическое описание которой приведено в базисе $\vec{\vec{G}} = \left[\vec{\alpha} \quad \vec{\beta} \quad \vec{\gamma}\right]^T$ (стационарная система координат, ω_k=0). При разработке модели принято

дополнительное допущение, в соответствии с которым преобразователь вносит только высокочастотные искажения, т.е. гармоники с частотами, значительно превышающими частоту первой гармоники.

В соответствии с основной системой уравнений (2.1) ВБ импульсного понижающего ППН характеризуется дуальностью свойств по напряжению и току

$$\begin{cases} \mathbf{U}_2^G(t) = \mathbf{K}_U^G(t) \cdot \mathbf{U}_1^G(t), \\ \mathbf{I}_1^G(t) = \mathbf{K}_I^G(t) \cdot \mathbf{I}_2^G(t), \end{cases} \tag{2.8}$$

где $\mathbf{K}_U^G$ – коэффициент прямой передачи ВБ по напряжению;

$\mathbf{K}_I^G$ – коэффициент обратной передачи ВБ по току.

Коэффициенты передачи описываются периодической разрывной функцией, равной коммутационной функции преобразователя

$$\mathbf{K}_U^G(t) = \mathbf{K}_I^G(t) = \gamma(t) = \gamma_0 + \gamma_{\text{в.г}}(t). \tag{2.9}$$

В соответствии с уравнениями (2.8) ВБ может быть представлен эквивалентной схемой замещения, состоящей из двух управляемых источников – источника несинусоидального тока и источника несинусоидального напряжения (Рисунок 2.12).

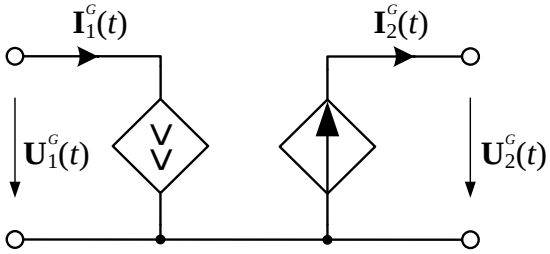


Рисунок 2.12. Эквивалентная схема замещения ВБ для анализа гармонических искажений

Ввиду полной аналогии уравнений (2.8) дальнейшие рассуждения выполнены относительно обобщённых функций $v(t)$, $h(t)$ обобщённого уравнения

$$h(t) = \gamma(t) \cdot v(t). \tag{2.10}$$

В установившемся режиме

$$v(t) = v_{(1)}(t) + v_{\text{в.г}}(t). \tag{2.11}$$

После подстановки выражений (2.9), (2.11) уравнение (2.10) принимает вид

$$h(t) = h_{(1)}(t) + h_{v(1)}(t) + h_{v.\text{в.г}}(t) = h'(t) + h_{v.\text{в.г}}(t), \tag{2.12}$$

где $h_{(1)}(t) = \gamma_0 \cdot v_{(1)}(t)$; $\quad h_{v(1)}(t) = \gamma_{\text{в.г}}(t) \cdot v_{(1)}(t)$;

$h_{v.\text{в.г}}(t) = \gamma(t) \cdot v_{\text{в.г}}(t)$; $\quad h'(t) = h_{(1)}(t) + h_{v(1)}(t)$.

Уравнение (2.12) подтверждает тот факт, что несмотря на нелинейный характер электромагнитных процессов анализируемому силовому преобразователю присущи основные свойства линейной системы – аддитивность и гомогенность, что является принципиально важным в дальнейших рассуждениях, т.к. позволяет применять принцип суперпозиции.

Согласно выражению (2.12) высшие гармоники функции $h(t)$ описываются суммой функций $h_{v(1)}(t)$ и $h_{v.в.г}(t)$, причём высокочастотные пульсации функции $v(t)$ включены только в последнее слагаемое. Если предположить, что вклад функции $h_{v.в.г}(t)$ в суммарные гармонические искажения результирующей функции $h(t)$ является незначительным, то функцию $h(t)$ (Рисунок 2.13в) допустимо считать равной условной функции $h'(t)$ (Рисунок 2.13г)

$$h(t) \approx h'(t) = V_{(1)} \cdot g(t), \tag{2.13}$$

где $g(t) = \gamma(t) \cdot \cos(\omega_{(1)} \cdot t - \vartheta_{(1)})$,

$V_{(1)}$, $\omega_{(1)}$, $\vartheta_{(1)}$ – амплитуда, угловая частота и начальная фаза первой гармоники обобщённой переменной $v(t)$.

Условие перехода к функции $h'(t)$:

$$V_{д.в.г} / V_{д(1)} << 1, \tag{2.14}$$

где $V_{д.в.г}$ – действующее значение суммы высших гармоник обобщённой переменной $v(t)$;

$V_{д(1)}$ – действующее значение первой гармоники обобщённой переменной $v(t)$.

При ШИР коммутационная функция $\gamma(t)$ формируется в результате сравнения линейно изменяющегося опорного (несущего) напряжения $u_{оп}(t)$ с постоянным уровнем задающего напряжения $u_з(t)$ (Рисунок 2.14). В такой реализации функция $\gamma(t)$ представляет собой периодическую последовательность прямоугольных импульсов с единичной амплитудой

$$\gamma(t) = \sum_{b=-\infty}^{\infty} rect\left(\frac{t - b \cdot T_S + t_C}{\gamma_0 \cdot T_S}\right),$$

где t_C – сдвиг коммутационной функции относительно момента времени t=0;

$$rect\left(\frac{t}{\tau}\right) = \begin{cases} 1, & |t| \le \tau/2, \\ 0, & |t| > \tau/2. \end{cases}$$

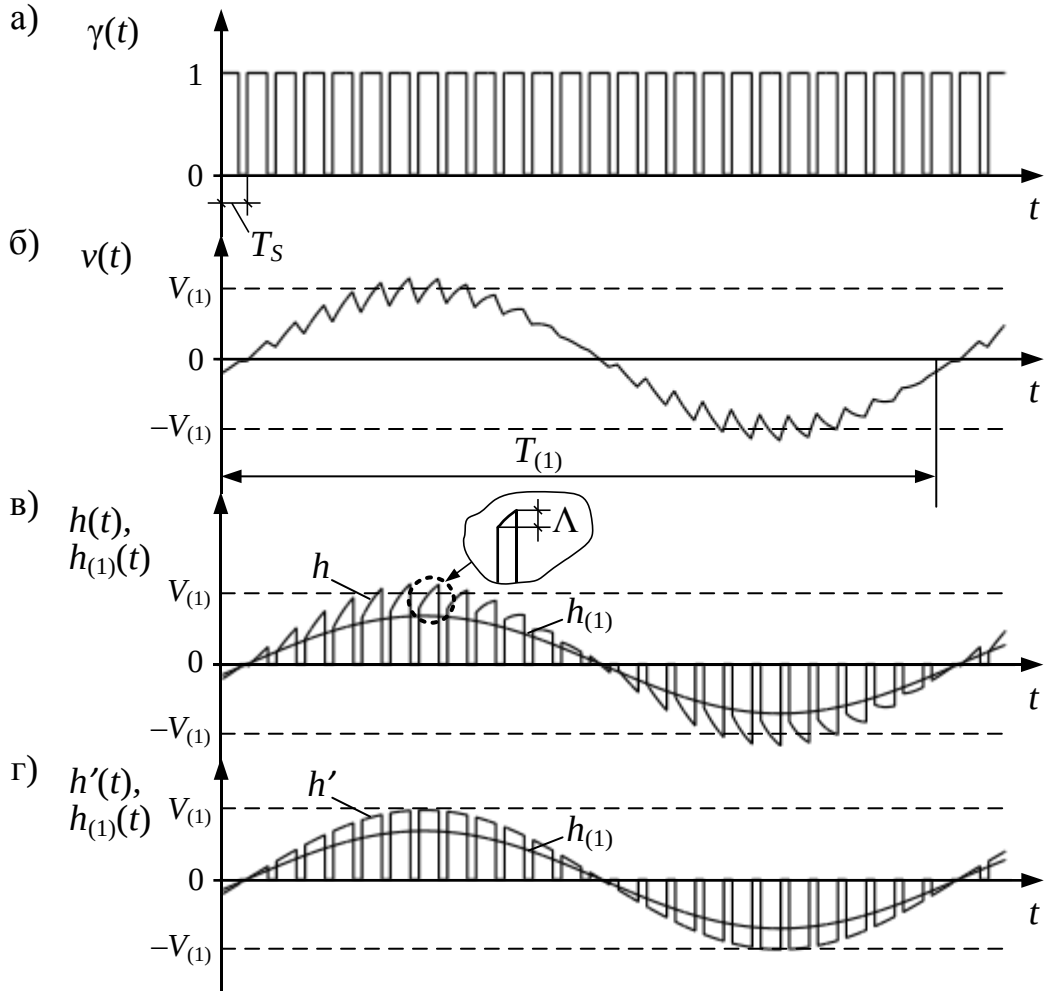


Рисунок 2.13. Временные диаграммы несинусоидальных функций $v(t)$, $h(t)$ и их составляющих

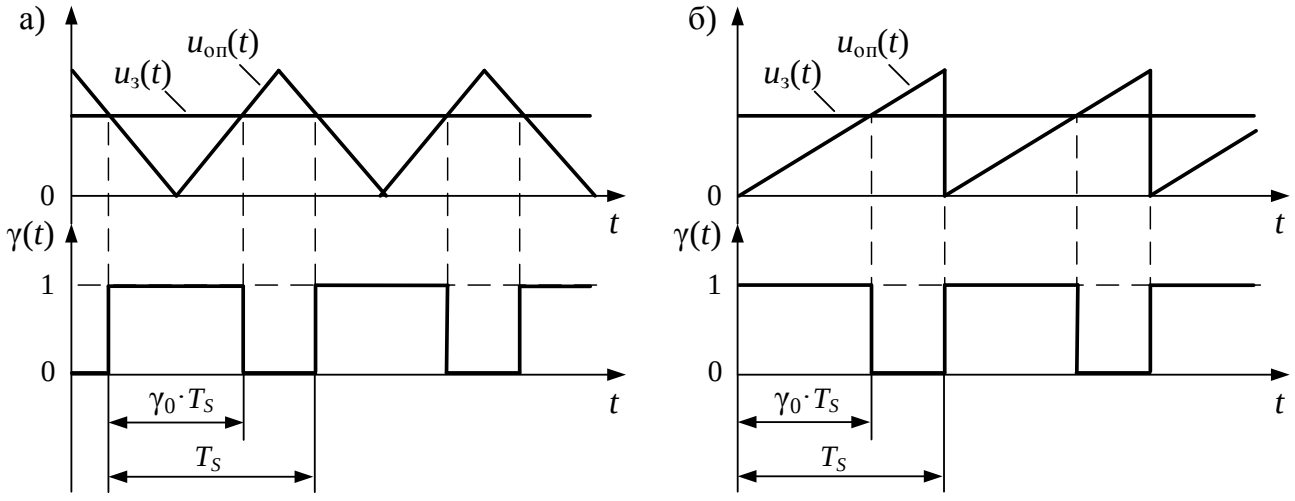


Рисунок 2.14. Временные диаграммы, поясняющие формирование коммутационной функции $\gamma(t)$ при ШИР

Частотная характеристика функции $h'(t)$

$$H'(f) = V_{(1)} \frac{\gamma_0}{2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left[\frac{\sin(k \cdot \pi \cdot \gamma_0)}{k \cdot \pi \cdot \gamma_0} e^{j \cdot (k \cdot \omega_S \cdot t_C \pm \vartheta_{(1)})} \delta(f \pm f_{(1)} - k \cdot f_S) \right], \qquad (2.15)$$

где δ – функция Дирака;

k – номер группы гармоник.

В соответствии с (2.15) гармоники в спектре функции $h'(t)$ представлены группами парных гармоник одинаковой амплитуды

$$H'_{(k)} / H'_{(1)} = \left| \mathrm{sinc}(k \cdot \pi \cdot \gamma_0) \right|,$$

где sinc(α)=sin(α)/α – функция отсчётов,

на частотах $f = k \cdot f_S \pm f_{(1)}$ (Рисунок 2.15). Гармоники одноимённых частот результирующего напряжения образуют симметричную систему.

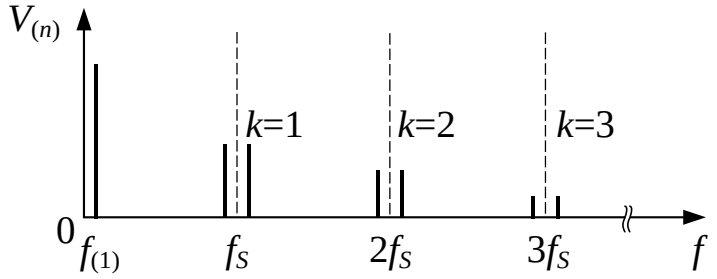


Рисунок 2.15. Спектр обобщённой переменной $v(t)$ при ШИР

Действующее значение функции $h'(t)$

$$H'_{д} = V_{(1)} \sqrt{\gamma_0 / 2}\,. \qquad (2.16)$$

В случае кососимметричной формы несущего напряжения временной сдвиг t_C является функцией задающего напряжения и может меняться в пределах [0 ; T_S]. Тем не менее, значение t_C влияет только на фазы гармоник, причём при кратности частоты коммутации N_S>2 фаза первой гармоники от значения t_C не зависит. В связи с этим при расчёте амплитуд гармоник и соответствующих коэффициентов искажений отдельное рассмотрение случаев симметричного и кососимметричного несущего напряжения не требуется.

По отношению к амплитуде первой гармоники $V_{(1)}$ ($I_{2(1)}$ для источника тока, $U_{1(1)}$ для источника напряжения) источники эквивалентной схемы замещения ВБ относятся к типу «источник тока управляемый током» и «источник напряжения управляемый напряжением». В соответствии с (2.13) при выполнении для переменных $\mathbf{U}_1^G(t)$ и $\mathbf{I}_2^G(t)$ условия (2.14) мгновенные значения обеих

управляемых источников определяются функцией $g(t)$, отличающейся для разных источников только параметром $\vartheta_{(1)}$. Этот параметр не влияет на амплитуды гармоник, в связи с чем источники характеризуются одинаковыми показателями гармонических искажений.

Показатели гармонических искажений в цепях переменного тока рассчитываются по формулам [86, 188, 194-196]:

1) основные показатели:

– коэффициент n-й гармонической составляющей

$$K_{(n)} = V_{(n)} / V_{(1)};$$

– суммарный коэффициент гармоник

$$K_{\Gamma} = \frac{1}{V_{(1)}} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_{(n)}^2};$$

– интегральный коэффициент n-й гармонической составляющей порядка q

$$\overline{K}_{(n)}^{\langle q \rangle} = \frac{1}{n^q} V_{(n)} / V_{(1)};$$

– интегральный суммарный коэффициент гармоник

$$\overline{K}_{\Gamma}^{\langle q \rangle} = \frac{1}{V_{(1)}} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(V_{(n)} / n^q \right)^2};$$

2) вспомогательные показатели:

– коэффициент искажения

$$k_{\text{И}} = \frac{V_{(1)}}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_{(n)}^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + K_{\Gamma}^2}};$$

– коэффициент низкочастотных гармонических составляющих

$$K_{\Gamma.\text{НЧ}} = \frac{1}{V_{(1)}} \sqrt{\sum_{n=2}^{N} V_{(n)}^2}, \ (N < N_S/2);$$

– коэффициент высокочастотных гармонических составляющих

$$K_{\Gamma.\text{ВЧ}} = \frac{1}{V_{(1)}} \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} V_{(k)}^2},$$

где k – номер группы гармоник.

В случае импульсного преобразователя с высокочастотным регулированием коэффициенты $K_{\Gamma.\text{ВЧ}}$, $K_{\Gamma.\text{НЧ}}$ обособленно характеризуют искажения, вносимые

непосредственно ВБ преобразователя ($K_{\Gamma.ВЧ}$), и искажения, связанные с несинусоидальностью питающего напряжения или нелинейностью параметров системы ($K_{\Gamma.НЧ}$).

Гармонические искажения наиболее комплексно характеризуются интегральными коэффициентами, учитывающими не только значения амплитуд гармоник, но и их расположение в спектре. Интегральный суммарный коэффициент гармоник функции $h'(t)$

$$\overline{K}_{\Gamma}^{\langle q\rangle} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \operatorname{sinc}^2\left(k\cdot\pi\cdot\gamma_0\right)\cdot\left(\frac{1}{\left(k\cdot N_S-1\right)^{2q}}+\frac{1}{\left(k\cdot N_S+1\right)^{2q}}\right)}. \qquad (2.17)$$

Т.к. N_S>>10, формулу (2.17) с несущественным снижением точности можно записать в виде

$$\overline{K}_{\Gamma}^{\langle q\rangle} \approx \frac{1}{N_S^q}\cdot\frac{\sqrt{2}}{\pi\cdot\gamma_0}\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty}\left(\frac{\sin\left(k\cdot\pi\cdot\gamma_0\right)}{k^{q+1}}\right)^2}. \qquad (2.18)$$

При преобразовании формулы (2.18) к конечной форме слагаемые подкоренной суммы разложены в ряд Тейлора в окрестности γ_0=0,5. Результирующая формула

$$\overline{K}_{\Gamma}^{\langle q\rangle} \approx \frac{1}{N_S^q}\cdot\frac{4\sqrt{2}}{\pi}\left(1-\gamma_0\right).$$

Интегральный коэффициент n-й гармонической составляющей функции $g(t)$

$$\overline{K}_{(n)}^{\langle q\rangle} = \frac{1}{N_S^q}\cdot\frac{\left|\operatorname{sinc}\left(k\cdot\pi\cdot\gamma_0\right)\right|}{k^q} = \frac{1}{N_S^q}\cdot\frac{1}{\pi\cdot\gamma_0}\cdot\frac{\left|\sin\left(k\cdot\pi\cdot\gamma_0\right)\right|}{k^{q+1}},$$

где $n=k\cdot N_S$.

Для характеристики нелинейных свойств преобразователя абстрагировано от частоты коммутации в данной работе использованы приведённые интегральные коэффициенты

$$\overline{K}_{\Gamma.\text{пр}}^{\langle q\rangle} = \overline{K}_{\Gamma}^{\langle q\rangle}\cdot N_S^q = \frac{4\sqrt{2}}{\pi}\left(1-\gamma_0\right) = \overline{K}_{\Gamma.\text{пр}}, \qquad (2.19)$$

$$\overline{K}_{(n)\text{пр}}^{\langle q\rangle} = \overline{K}_{(n)}^{\langle q\rangle}\cdot N_S^q = \left|\operatorname{sinc}\left(k\cdot\pi\cdot\gamma_0\right)\right| / k^q.$$

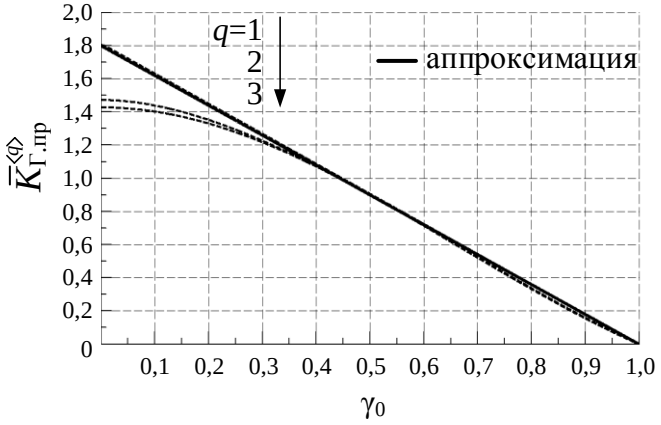
С учётом (2.16) формулы для расчёта коэффициента искажения и суммарного коэффициента гармоник функции $h'(t)$ представлены в виде

$$k_{\text{И}} = \sqrt{\gamma_0}\,,$$
$$K_{\Gamma} = \sqrt{1/\gamma_0 - 1}\,. \qquad (2.20)$$

Отношение коэффициентов

$$k_{\Gamma} = \frac{\overline{K}_{\Gamma.\text{пр}}}{K_{\Gamma}} = \frac{4\sqrt{2}}{\pi}\sqrt{\gamma_0 \cdot (1-\gamma_0)}\,.$$

Погрешность аппроксимации формулой (2.19) при γ_0<0,3 может превышать 15 % (Рисунок 2.16).



Относительная погрешность аппроксимации, %

q \ γ0	0,1	0,2	0,3
1	0,7	0,7	0,7
2	12,7	6,6	2,7
3	15,7	8,3	3,6

Рисунок 2.16. Графики зависимости приведённого интегрального суммарного коэффициента гармоник от коэффициента регулирования напряжения γ_0 с указанием относительной погрешности аппроксимации

Таким образом ВБ преобразователя можно моделировать в виде двух источников несинусоидальных искажений с одинаковым спектральным составом и одинаковыми коэффициентами гармонических искажений, расчёт которых выполняется по приведённым выше формулам, зависящим только от одного параметра – коэффициента регулирования γ_0. Более того в каждой рабочей точке, задаваемой параметрами $I_{2(1)}$ и $U_{1(1)}$, источники допустимо рассматривать независимо друг от друга и обособленно анализировать гармонические искажения во входной и выходной цепях ППН. За счёт этого существенно упрощается анализ, особенно в случае системы высокого порядка, а получаемые результаты имеют форму, удобную для решения задач синтеза.

Условие, при котором допустимо считать управляемые источники эквивалентной схемы замещения ВБ независимыми, представлено неравенством (2.14). Для конкретизации этого условия и оценки влияния составляющей $h_{\text{v.в.г}}(t)$ на точность разработанной модели предложен изложенный далее подход.

Принято, что функция $h(t)$ является непрерывной и на интервале единичного значения коммутационной функции $\gamma(t)$ изменяется по линейному закону (Рисунок 2.13в). В этом случае составляющая $h_{v.в.г}(t)$ математически описывается в виде периодической последовательности пилообразных импульсов переменной амплитуды и постоянной длительности

$$h_{v.в.г}(t) \approx \Delta(t) = \Lambda \cdot \cos\left(\omega_{(1)} \cdot t + \varphi_{(1)}\right) \cdot \sum_{b=-\infty}^{\infty} \lambda\left(\frac{t - b \cdot T_S + t_C}{T_S \cdot \gamma_0}\right),$$

где Λ – максимальное приращение функции $v(t)$ на периоде T_S;

$\varphi_{(1)}$ – фазовый сдвиг между первыми гармониками;

$\lambda(t/\tau)$ – пилообразный импульс единичной амплитуды,

$$\lambda(t/\tau) = \begin{cases} (t/\tau + 1/2), & |t| \le \tau/2, \\ 0, & |t| > \tau/2. \end{cases}$$

Уравнение (2.12) принимает вид

$$h(t) = V_{(1)} \cdot g(t) + \Delta(t).$$

В результате спектрального анализа установлено, что функция $h(t)$ содержит гармоники на тех же частотах, что и функция $h'(t)$, но амплитуды отличаются и рассчитываются по формуле

$$H_{(k)} = \frac{V_{(1)}}{\pi} \cdot \frac{1}{k} \cdot \left| \frac{H_\Lambda}{2j} \left(\operatorname{sinc}\left(k \cdot \pi \cdot \gamma_0\right) - e^{-jk \cdot \pi \cdot \gamma_0} \right) \cdot e^{\pm j \cdot \varphi_{(1)}} + \sin\left(k \cdot \pi \cdot \gamma_0\right) \right|, \qquad (2.21)$$

где $H_\Lambda = \Lambda / V_{(1)}$ – коэффициент пульсаций.

После преобразования формулы (2.21) с введением ряда упрощений получены формулы для расчёта искомых коэффициентов:

$$\overline{K}_{\Gamma.\text{пр}}^{\langle q \rangle} \approx \frac{\sqrt{2} d_\Lambda}{\pi} \sqrt{\left(\frac{H_\Lambda}{2} \cdot \frac{1}{\gamma_0}\right)^2 + 16\left(1 - \gamma_0\right)^2}, \qquad (2.22)$$

$$\overline{K}_{(n)\text{пр}}^{\langle q \rangle} \approx \frac{d_\Lambda}{\pi \cdot \gamma_0} \cdot \frac{\sqrt{\left(H_\Lambda / 2\right)^2 + \sin^2\left(k \cdot \pi \cdot \gamma_0\right)}}{k^{q+1}}, \qquad (2.23)$$

$$K_\Gamma \approx d_\Lambda \sqrt{\left(\frac{H_\Lambda}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\pi \cdot \gamma_0}\right)^2 + \frac{1}{\gamma_0} - 1}, \qquad (2.24)$$

$$K_{(n)} \approx d_\Lambda \sqrt{\left(\frac{H_\Lambda}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{k \cdot \pi \cdot \gamma_0}\right)^2 + \operatorname{sinc}^2\left(k \cdot \pi \cdot \gamma_0\right)}, \qquad (2.25)$$

где d_Λ –коэффициент увеличения искажений из-за пульсаций тока и напряжения,

$$d_{\Lambda} = \sqrt{1 + H_{\Lambda} \cdot \cos(\varphi_{(1)})}\,.$$

Точность формул (2.22-2.25) зависит от γ_0 и, также как в случае (2.19), резко снижается при γ_0<0,3.

Формулы для расчёта коэффициентов искажений по-прежнему являются общими для обоих управляемых источников, но для источника тока коэффициент H_{Λ} соответствует выходному току ВБ $\mathbf{I}_2^G(t)$, а для источника напряжения – входному напряжению ВБ $\mathbf{U}_1^G(t)$. В большинстве случаев априорная оценка значения параметра H_{Λ} не представляет сложности. В частности, при рассмотрении моделей входной и выходной цепей ВБ первого порядка

$$H_{\Lambda} \approx 2\pi \cdot \gamma_0 \cdot U_{1(1)} / x_{\mathrm{L2.S}}\,, \qquad H_{\Lambda} \approx 2\pi \cdot \gamma_0 \cdot I_{2(1)} \cdot x_{\mathrm{C1.S}}\,,$$

где $x_{\mathrm{L2.S}}$, $x_{\mathrm{C1.S}}$ – реактивное сопротивление реактора выходной цепи и конденсатора входной цепи ВБ на частоте коммутации.

Графические зависимости коэффициентов искажений от коэффициента регулирования напряжения (Рисунок 2.17) подтверждают тот факт, что выражения, соответствующие допущению о нулевых пульсациях переменной $v(t)$ (линия при H_{Λ}=0), дают заниженные результаты, причём расхождения практически линейно зависят от параметра H_{Λ} и могут быть оценены по значению коэффициента d_{Λ} (Рисунок 2.18).

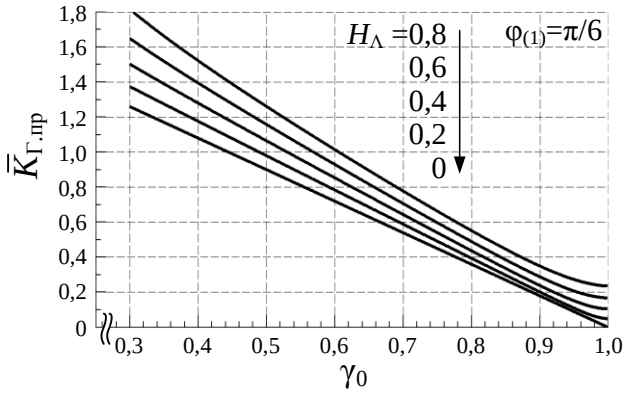


Рисунок 2.17. График зависимости приведённого интегрального суммарного коэффициента гармоник от коэффициента регулирования γ_0

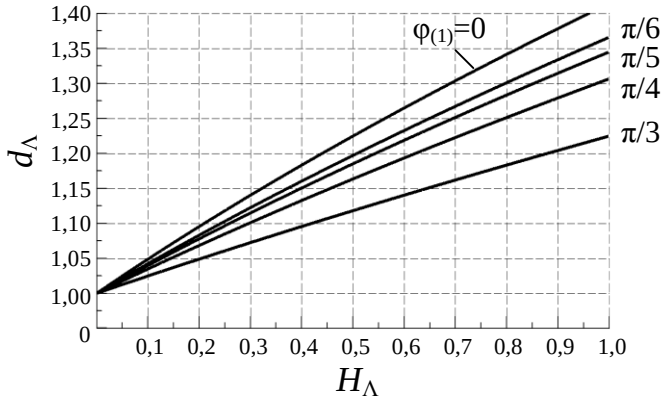


Рисунок 2.18. График зависимости коэффициента d_{Λ} от параметра H_{Λ} при разных значениях фазового сдвига $\varphi_{(1)}$

В соответствии с графиком, изображённым на Рисунке 2.18, даже при коэффициенте пульсаций 20 % (H_{Λ}=0,2) вносимая от допущения о нулевых

пульсациях погрешность составляет всего 4-9 % при разных значениях фазового сдвига $\varphi_{(1)}$.

Формулы (2.22-2.25) можно использовать не только для оценки точности упрощённой модели и уточнения результатов, но и для аналитического исследования зависимости показателей гармонических искажений от параметров $\varphi_{(1)}$, H_{Λ}.

Важно учитывать, что представленные выше формулы для расчёта коэффициентов гармонических искажений характеризуют идеализированный случай, соответствующий принятым при анализе условиям и допущениям. В реальной системе токи и напряжения содержат низкочастотные гармоники, обусловленные несинусоидальностью питающего напряжения, а также нелинейностью характеристик элементов фильтров и нагрузки. В связи с этим результатом расчёта суммарного коэффициента гармоник K_{Γ} фактически является значение коэффициента высокочастотных гармонических составляющих $K_{\Gamma.ВЧ}$. По этой же причине оценку точности математической модели целесообразно выполнять, оперируя коэффициентом n-й гармонической составляющей $K_{(n)}$. При этом оценка точности расчёта коэффициентов $K_{(n)}$ позволяет косвенно оценить точность расчёта других показателей искажений.

В завершении следует подчеркнуть, что, как правило, возможность независимого рассмотрения входной и выходной цепей считается нехарактерной для преобразователя непосредственного типа, однако в данной работе это допущение не только обосновано, но и выполнена аналитическая оценка погрешности результатов, а также экспериментальная оценка адекватности разработанной модели (описана в третьей главе диссертации). Принципиально важное положение о допустимости моделирования ВБ в виде двух ***условно независимых*** управляемых источников несинусоидального тока и напряжения послужило основой разработанной математической модели для анализа гармонических искажений токов и напряжений, использованной на разных этапах исследования и расчёта показателей ППН.

2.3.2 Математические модели асинхронной машины

Разработка математической модели АМ для анализа в осреднённых переменных и модели АМ для анализа гармонических искажений выполнена исходя из векторной модели в виде системы дифференциальных уравнений относительно тока статора $\mathbf{I}_s$ и потокосцепления ротора $\mathbf{\Psi}_r$ [197]

$$\begin{cases} \sigma \cdot \mathbf{L}_s \dfrac{d\mathbf{I}_s^H}{dt} = -\mathbf{R}_s \cdot \mathbf{I}_s^H - \omega_k \cdot \sigma \cdot \mathbf{L}_s \cdot \mathbf{W} \cdot \mathbf{I}_s^H - \dfrac{\mathbf{L}_m}{\mathbf{L}_r} \cdot \dfrac{d\mathbf{\Psi}_r^H}{dt} - \omega_k \dfrac{\mathbf{L}_m}{\mathbf{L}_r} \mathbf{W} \cdot \mathbf{\Psi}_r^H + \mathbf{U}_s^H, \\ \mathbf{L}_r \dfrac{d\mathbf{\Psi}_r^H}{dt} = \mathbf{R}_r \cdot \mathbf{L}_m \cdot \mathbf{I}_s^H - \mathbf{R}_r \cdot \mathbf{\Psi}_r^H - (\omega_k - \omega_r) \cdot \mathbf{L}_r \cdot \mathbf{W} \cdot \mathbf{\Psi}_r^H, \end{cases} \quad (2.26)$$

где $\mathbf{U}_s^H$ – вектор напряжения на статоре;

$\mathbf{L}_s$, $\mathbf{L}_r$ – матрицы полных эквивалентных индуктивностей фазной обмотки статора и ротора;

$\mathbf{R}_s$, $\mathbf{R}_r$ – матрицы сопротивлений фазной обмотки статора и ротора;

$\mathbf{L}_m$ – матрица эквивалентной индуктивности от поля главного магнитного потока (индуктивность намагничивания);

ω_r – угловая скорость вращения ротора машины;

$\sigma = 1 - l_m^2 / (l_s \cdot l_r)$ – коэффициент рассеяния.

В (2.26) переменные, относящиеся к обмотке ротора, а также параметры обмотки ротора приведены к числу витков обмотки статора. Для сокращения записи в уравнениях не указан аргумент «*t*» (время) функций $\mathbf{I}_s$, $\mathbf{U}_s$, $\mathbf{\Psi}_r$, ω_k, ω_r.

Исходная математическая модель соответствует следующим условиям и допущениям:

- машина неявнополюсная, обмотки статора и ротора симметричные;
- магнитная система линейная, воздушный зазор между ротором и статором равномерный, высшие пространственные гармоники магнитного поля равны нулю;
- отсутствуют потери, обусловленные гистерезисом и вихревыми токами;
- параметры машины не зависят от частоты и температуры.

Процедура осреднения переменных аналогична рассмотренной при разработке модели ППН. Система уравнений АМ в осреднённых переменных записана в *dq*-координатах (ω_k=$\omega_{(1)}$) и её решение относительно тока статора представлено в форме

$$\begin{bmatrix} i_{s.d} \\ i_{s.q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{s.d} & u_{s.q} \\ u_{s.q} & -u_{s.d} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1/r_{\text{м.1}} \\ 1/x_{\text{м.1}} \end{bmatrix}, \tag{2.27}$$

где $r_{\text{м.1}}$, $x_{\text{м.1}}$ – составляющие полного сопротивления эквивалентной параллельной схемы замещения АМ.

Параметры эквивалентной последовательной схемы замещения АМ, выраженные из $r_{\text{м.1}}$, $x_{\text{м.1}}$ по формулам (2.6),

$$r_{\text{м.2}} = r_s + \frac{r_{r.\text{ном}}}{s_{r.\text{отн}}} \cdot \frac{x_m^2}{\left(r_{r.\text{ном}}/s_{r.\text{отн}}\right)^2 + x_r^2}, \qquad x_{\text{м.2}} = x_s - x_r \frac{x_m^2}{\left(r_{r.\text{ном}}/s_{r.\text{отн}}\right)^2 + x_r^2},$$

где $r_{r.\text{ном}}$ – эквивалентное сопротивление роторной цепи при номинальном скольжении, $r_{r.\text{ном}}=r_r/s_{\text{ном}}$;

$s_{r.\text{отн}}$ – относительное скольжение машины, $s_{r.\text{отн}}=s_r/s_{\text{ном}}$;

s_r – скольжение машины при частоте вращения вала ω_r, $s_r=1-\omega_r/\omega_{(1)}$;

x_s, x_r – синхронное реактивное сопротивление обмотки статора и ротора;

x_m – реактивное сопротивление индуктивности намагничивания.

Разработка математической модели АМ для анализа гармонических искажений выполнена прямыми методами исходя из векторной модели (2.26), представленной в базисе $\vec{\vec{G}} = \left[\vec{\alpha} \quad \vec{\beta} \quad \vec{\gamma}\right]^T$ (стационарная система координат, $\omega_k=0$)

$$\begin{cases} \sigma \cdot \mathbf{L}_s \dfrac{d\mathbf{I}_s^G}{dt} = -\mathbf{K}_r \cdot \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{I}_s^G + \mathbf{R}_r \dfrac{\mathbf{L}_m}{\mathbf{L}_r^2} \boldsymbol{\Psi}_r^G - \dfrac{\mathbf{L}_m}{\mathbf{L}_r} \omega_r \cdot \mathbf{W} \cdot \boldsymbol{\Psi}_r^G + \mathbf{U}_s^G, \\ \mathbf{L}_r \dfrac{d\boldsymbol{\Psi}_r^G}{dt} = \mathbf{R}_r \cdot \mathbf{L}_m \cdot \mathbf{I}_s^G - \mathbf{R}_r \cdot \boldsymbol{\Psi}_r^G + \omega_r \cdot \mathbf{L}_r \cdot \mathbf{W} \cdot \boldsymbol{\Psi}_r^G, \end{cases} \tag{2.28}$$

где $\mathbf{K}_r = 1 + \dfrac{\mathbf{L}_m^2}{\mathbf{L}_r^2} \cdot \dfrac{\mathbf{R}_r}{\mathbf{R}_s}$.

В результате алгебраизации и решения системы уравнений (2.28) получены формула для расчёта действующего значения суммы высших гармоник и формула для расчёта амплитуд n-х гармоник тока статора, которые с использованием (2.27) представлены в виде формул для расчёта коэффициентов гармонических искажений

$$K_{\Gamma.i_s} \approx z_{\text{м}}/x_{\text{экв}.S} \cdot \sqrt{\left(\overline{K}_{\Gamma.\text{пр}}^{\langle 1\rangle}\right)^2 + \left(r_{\text{экв.в.г}}/x_{\text{экв}.S} \cdot \overline{K}_{\Gamma.\text{пр}}^{\langle 2\rangle}\right)^2}, \tag{2.29}$$

$$K_{(n)i_s} \approx z_{\text{м}}/x_{\text{экв}.S} \cdot \sqrt{\left(\overline{K}_{(n)\text{пр}}^{\langle 1\rangle}\right)^2 + \left(r_{\text{экв.в.г}}/x_{\text{экв}.S} \cdot \overline{K}_{(n)\text{пр}}^{\langle 2\rangle}\right)^2}, \tag{2.30}$$

где $z_{\text{м}}$ – модуль эквивалентного полного сопротивления эквивалентной схемы замещения АД на частоте первой гармоники;

$\overline{K}^{\langle q \rangle}_{\text{Г.пр}}$ – приведённый интегральный суммарный коэффициент гармоник порядка q напряжения статора;

$\overline{K}^{\langle q \rangle}_{(n)\text{пр}}$ – приведённый интегральный коэффициент n-й гармонической составляющей порядка q напряжения статора;

$r_{\text{экв.г}}$ – эквивалентное сопротивление последовательной схемы замещения АМ по высшим гармоникам;

$x_{\text{экв}.S}$ – эквивалентное реактивное сопротивление последовательной схемы замещения АМ по высшим гармоникам на частоте коммутации;

$$r_{\text{экв.в.г}} = r_s + r_r \cdot l_m^2 / l_r^2 \approx r_s + r_r ; \quad x_{\text{экв}.S} = \omega_S \cdot l_{\text{экв.в.г}} ; \quad l_{\text{экв.в.г}} = \sigma \cdot l_s \approx l_{s\sigma} + l_{r\sigma} .$$

В рамках моделей первого и второго порядка параметры $r_{\text{экв.в.г}}$, $x_{\text{экв}.S}$ не зависят от скольжения s_r. При условии $r_{\text{экв.в.г}} / x_{\text{экв}.S} << 1$ допустимо моделировать АМ в виде индуктивного элемента

$$K_{\text{Г}.i_s} \approx \overline{K}^{\langle 1 \rangle}_{\text{Г.пр}} \cdot z_{\text{м}} / x_{\text{экв}.S} , \tag{2.31}$$

$$K_{(n)i_s} \approx \overline{K}^{\langle 1 \rangle}_{(n)\text{пр}} \cdot z_{\text{м}} / x_{\text{экв}.S} . \tag{2.32}$$

Формулы второго (2.29, 2.30) и первого (2.31, 2.32) порядка могут быть использованы для моделирования АМ при питании от ППН не только рассматриваемого типа. Преобразованные с учётом свойств и параметров импульсного понижающего ППН формулы описаны в текущей главе при моделировании его энергетических показателей.

Модель асинхронного двигателя с идеализированной магнитной системой не всегда обеспечивает достаточную точность при описании электромагнитных процессов. Во многих практических случаях допущение о линейности магнитной цепи двигателя может привести к занижению расчётного значения тока статора на 30-40% и к завышению коэффициента мощности машины на 0,1-0,2 абсолютных единиц [198]. Для учёта влияния нелинейности кривой намагничивания в данной работе использован широко применяемый подход, заключающийся в подстановке в аналитические выражения так называемых «насыщенных» параметров машины [197].

При анализе результатов моделирования и оценке их точности необходимо принимать во внимание, что в разработанных моделях не учтены частотная зависимость параметров машины и влияние ёмкостей изоляции обмоток.

Обобщая результаты необходимо акцентировать внимание на том, что обе рассмотренные в этом параграфе модели АМ представлены эквивалентными резистивно-индуктивными схемами замещения с параметрами $r_м$, $x_м$ (модель в осреднённых переменных) и $r_{экв.в.г}$, $x_{экв.S}$ (модель для анализа гармонических искажений). За счёт этого задача анализа показателей ППН при функционировании в составе асинхронного ЭП сводится к моделированию работы преобразователя с эквивалентной RL-нагрузкой, что позволяет использовать результаты, полученные при обобщённом анализе для случая регулирования напряжения на пассивной нагрузке.

2.3.3 Математические модели ППН в составе СГЭЭ на базе МЭГ

Главной особенностью моделирования ППН в составе СГЭЭ (Рисунок 2.2б) является условие постоянства амплитуды первой гармоники напряжения на потребителе (нагрузке) в номинальных режимах работы системы при воздействии дестабилизирующих факторов, к основным из которых в общем случае относятся изменение амплитуды и частоты ЭДС генератора, а также изменение мощности нагрузки. Стабилизация обеспечивается варьированием параметра управления γ_0 в системе автоматического регулирования напряжения.

При моделировании СГЭЭ дополнительно приняты следующие условия и допущения:

- генератор симметричный неявнополюсный, магнитная система линейная ненасыщенная, ЭДС холостого хода синусоидальная;
- относительное ускорение вала генератора ограничено и невелико, т.е. $\frac{1}{n}\frac{dn}{dt} << 1$;
- нагрузка системы представляет собой потребитель мощности с моногармоническим током.

В математическом описании использована принятая изначально система базисных величин со следующей конкретизацией:

$U_б = U_{Н.ном}$ – номинальное напряжение на нагрузке, В;
$n_б = n_{мин}$ – минимальная скорость вращения вала генератора, об/мин;

$P_б = Q_б = S_б = S_{Н.ном}$ – номинальная мощность нагрузки, Вт, Вар, ВА;
$R_б = X_б = Z_б = Z_{Н.ном}$ – номинальное эквивалентное сопротивление нагрузки, Ом;
$I_б = I_{Н.ном}$ – номинальный ток нагрузки, А,

где $Z_{Н.ном} = m_Ф \dfrac{U_б^2}{S_б}$; $I_{Н.ном} = \dfrac{U_б}{Z_б} = \dfrac{S_б}{m_Ф \cdot U_б}$.

Во вращающейся со скоростью ротора системе координат вектора первых гармоник токов и напряжений связаны уравнениями

$$\begin{cases} \mathbf{U} = -\mathbf{X}_G \cdot \mathbf{W} \cdot \mathbf{I} + \mathbf{E}_0, \\ \mathbf{I} - \mathbf{I}_1 = \dfrac{1}{\mathbf{X}_{C1}} \mathbf{W} \cdot \mathbf{U}_1, \\ \mathbf{U}_2 = \gamma_0 \cdot \mathbf{U}_1, \\ \mathbf{I}_1 = \gamma_0 \cdot \mathbf{I}_2, \\ \mathbf{U}_2 - \mathbf{U}_Н = \mathbf{X}_{L2} \cdot \mathbf{W} \cdot \mathbf{I}_2, \\ \mathbf{I}_2 - \mathbf{I}_Н = \dfrac{1}{\mathbf{X}_{C2}} \mathbf{W} \cdot \mathbf{U}_Н, \end{cases} \qquad (2.33)$$

где $\mathbf{X}_G$, – матрицы реактивных сопротивлений генератора и реактора фильтра Ф2 на частоте первой гармоники;
$\mathbf{X}_{C1}$, $\mathbf{X}_{C2}$ – матрицы реактивных сопротивлений конденсаторов фильтров Ф1, Ф2 на частоте первой гармоники.

При ориентации поперечной оси системы координат по вектору ЭДС холостого хода генератора $\mathbf{E}_0$ его продольная составляющая равняется нулю (e_d=0), а амплитуда поперечной составляющей

$$e_q = k_0 \cdot n, \qquad (2.34)$$

где k_0 – конструктивный коэффициент генератора;
n – относительная скорость вращения вала (частота напряжения) генератора.

Решением системы уравнений баланса мощностей

$$\begin{cases} p_Н = u_{Н.d} \cdot i_{Н.d} + u_{Н.q} \cdot i_{Н.q}, \\ q_Н = u_{Н.d} \cdot i_{Н.q} - u_{Н.q} \cdot i_{Н.d}, \end{cases}$$

где $p_Н$, $q_Н$ – активная и реактивная мощности нагрузки,

при условии постоянства амплитуды первой гармоники напряжения на нагрузке

$$U_Н = \sqrt{u_{Н.d}^2 + u_{Н.q}^2} = 1 \qquad (2.35)$$

является система выражений для расчёта составляющих тока нагрузки

$$\begin{cases} i_{\text{H}.q} = p_{\text{H}} \cdot \left(u_{\text{H}.q} + u_{\text{H}.d} \cdot \text{tg}\left(\varphi_{\text{H}}\right)\right), \\ i_{\text{H}.d} = p_{\text{H}} \cdot \left(u_{\text{H}.d} - u_{\text{H}.q} \cdot \text{tg}\left(\varphi_{\text{H}}\right)\right), \end{cases}$$

которая в векторной форме имеет вид

$$\mathbf{I}_{\text{H}} = p_{\text{H}} \cdot \mathbf{U}_{\text{H}} \cdot \left(1 + \mathbf{B} \cdot \text{tg}\left(\varphi_{\text{H}}\right)\right),$$

где φ_{H} – фазовый угол нагрузки.

В большинстве практических случаев для СГЭЭ на базе МЭГ характерны соотношения

$$\begin{gathered} x_{\text{G}} << 1,\ x_{\text{L}2} << 1, \\ x_{\text{C}1} >> 1,\ x_{\text{C}2} >> 1, \\ N_{\Phi 1} << 1,\ N_{\Phi 2} << 1, \end{gathered} \tag{2.36}$$

где $N_{\Phi 1}$, $N_{\Phi 2}$ – коэффициенты отношения частоты первой гармоники к частоте резонанса,

$N_{\Phi 1} = \omega_{(1)} \cdot \sqrt{l_{\text{G}} \cdot c_1}$, $\quad N_{\Phi 2} = \omega_{(1)} \cdot \sqrt{l_2 \cdot c_2}$.

Решение системы уравнений (2.33) при условии (2.35) относительно амплитуд токов и напряжений записано в форме

$$\begin{aligned} I &= e_q / z_{\text{вх}}, & U_1 &= k_{U1/E} \cdot e_q, \\ I_1 &= e_q / z_{\text{пер}.1}, & U_2 &= k_{U2/E} \cdot e_q, \\ I_2 &= e_q / z_{\text{пер}.2}, & U_{\text{H}} &= k_{U\text{H}/U2} \cdot U_2. \end{aligned}$$

Упрощённые с учётом условий (2.36) формулы для расчёта эквивалентных сопротивлений z и коэффициентов передачи по напряжению k_U

$$\begin{aligned} z_{\text{вх}} &= \frac{\gamma_0^2 \cdot x_{\text{G}}^2}{\sqrt{B_d^2 + \left(\gamma_0^2 \cdot x_{\text{G}} - B_q\right)^2}}, & k_{U1/E} &= \frac{1}{\gamma_0^2 \cdot x_{\text{G}}} \sqrt{B_d^2 + B_q^2}, \\ z_{\text{пер}.1} &= \frac{x_{\text{L}2}}{\gamma_0^2 \cdot k_{U1/E} \cdot \sqrt{G}}, & k_{U2/E} &= \gamma_0 \cdot k_{U1/E}, \\ z_{\text{пер}.2} &= \gamma_0 \cdot z_{\text{пер}.1}, & k_{U\text{H}/U2} &= \sqrt{1 - 2x_{\text{L}2} \cdot F + G}, \end{aligned}$$

где $B_d = \dfrac{D}{D^2 + \left(A + F\right)^2}$; $\quad B_q = \dfrac{A + F}{D^2 + \left(A + F\right)^2}$;

$A = \left(1/x_{\text{G}} - 1/x_{\text{C}1}\right)/\gamma_0^2$; $\quad F = \left(p_{\text{H}} \cdot x_{\text{L}2} \cdot \left(1 + Y^2\right) - Y\right) \cdot D$;

$D = \dfrac{1}{p_{\text{H}} \cdot x_{\text{L}2}^2 \cdot \left(1 + Y^2\right) - 2Y \cdot x_{\text{L}2} + 1/p_{\text{H}}}$; $\quad G = \dfrac{1 + Y^2}{1 + \left(Y - 1/\left(p_{\text{H}} \cdot x_{\text{L}2}\right)\right)^2}$;

$Y = \text{tg}\left(\varphi_{\text{H}}\right) + 1/\left(p_{\text{H}} \cdot x_{\text{L}2}\right)$.

Соотношение между координатными составляющими тока генератора

$$i_d / i_q = \gamma_0^2 \cdot x_G / B_d - (A + F)/D .$$

При соблюдении условий (2.36) и при параметрах нагрузки p_H<1, φ_H<45° формула для расчёта амплитуды напряжения на нагрузки с несущественной потерей точности аппроксимируется функцией

$$U_H(\gamma_0) \approx \gamma_0 \cdot e_q ,$$

исходя из которой и учитывая (2.34, 2.35) можно сделать вывод, что для поддержания амплитуды напряжения u_H, равной номинальному значению, коэффициент γ_0 при изменении частоты напряжения МЭГ должен меняться по следующей приближённой зависимости:

$$\gamma_0 \approx \frac{1}{k_0 \cdot n} . \qquad (2.37)$$

Выведенные математические выражения при подстановке (2.37) позволяют моделировать ППН в осреднённых переменных (по первым гармоникам) и необходимы для расчёта соответствующих энергетических показателей силового преобразователя и СГЭЭ в целом. В отличии от рассмотренных ранее моделей ППН в этом случае коэффициент регулирования γ_0 не является независимой переменной и в статическом режиме работы системы принят функционально связанным с частотой генерируемого напряжения.

Для моделирования гармонических искажений токов и напряжений ППН использована разработанная и описанная в параграфе 2.3 модель с подстановкой (2.37) в формулы для расчёта коэффициентов источников эквивалентной схемы замещения ВБ.

2.3.4 Компьютерные имитационные модели

Имитационное моделирование ППН выполнено в разных компьютерных приложениях с использованием специально разработанных моделей силовой схемы и системы управления, а также программ задания режимов моделирования и обработки результатов. Для моделирования коммутационных процессов в силовой схеме использовано приложение LT Spice. Расчёт коэффициентов гармонических искажений при сравнительном анализе качества выходного

напряжения ППН реализован в приложении PowerSim. Моделирование тепловых режимов элементов и расчёт энергетической эффективности силовых схем выполнены в специально разработанном приложении C Sim [48], описанном в параграфе 2.6.

Моделирование энергетических показателей ППН в статических режимах и электромагнитных процессов в переходных режимах работы системы выполнено в приложении Matlab Simulink и разработанные для этого компьютерные модели подробно описаны далее.

Компьютерная имитационная модель ППН в составе асинхронного ЭП

Структура и параметры элементов имитационной модели (Рисунок 2.19) соответствуют созданному экспериментальному макету ППН, за исключением силовой схемы ВБ (Рисунок 2.20), которая в целях упрощения модели реализована на основе ключей с двусторонней проводимостью (блоки «Ideal Switch»). Внутреннее сопротивление ключей в проводящем состоянии R_{switch}=0,8 Ом. Частота коммутации ключей f_S=7,8 кГц (400 точек моделирования на периоде коммутации); коэффициент отношения частоты коммутации к частоте первой гармоники питающего напряжения N_S=156.

Входной фильтр ППН реализован по схеме однозвенного Г-образного LC-фильтра нижних частот с параметрами L_1=400 мкГн, R_{L1}=50 мОм, C_1=3,33 мкФ (конденсаторы соединены по схеме «треугольник»).

Модель асинхронного двигателя представлена в виде блока симметричной асинхронной машины «Asynchronous Machine» с короткозамкнутым ротором в стационарной системе координат. Параметры модели, включая кривую намагничивания, установлены равными экспериментально определённым по упрощённой методике, в основе которой лежат опыты холостого хода и короткого замыкания, выполненные при синусоидальном питающем напряжении с частотой 50 Гц (Таблица 2.6-2.8). В зависимости от решаемой задачи к порту механических координат подключался блок задания скорости вращения вала или блок, имитирующий нагрузку с разными механическими характеристиками.

Модель оборудована блоками измерения мгновенных значений токов и напряжений, обработка которых выполнена с использованием алгоритма дискретного преобразования Фурье. Решение систем дифференциальных уравнений выполнено методом Эйлера («Backward Euler») в режиме Fixed-Step с шагом $Tc=1/f_{sam}$ (f_{sam}=3,12 МГц).

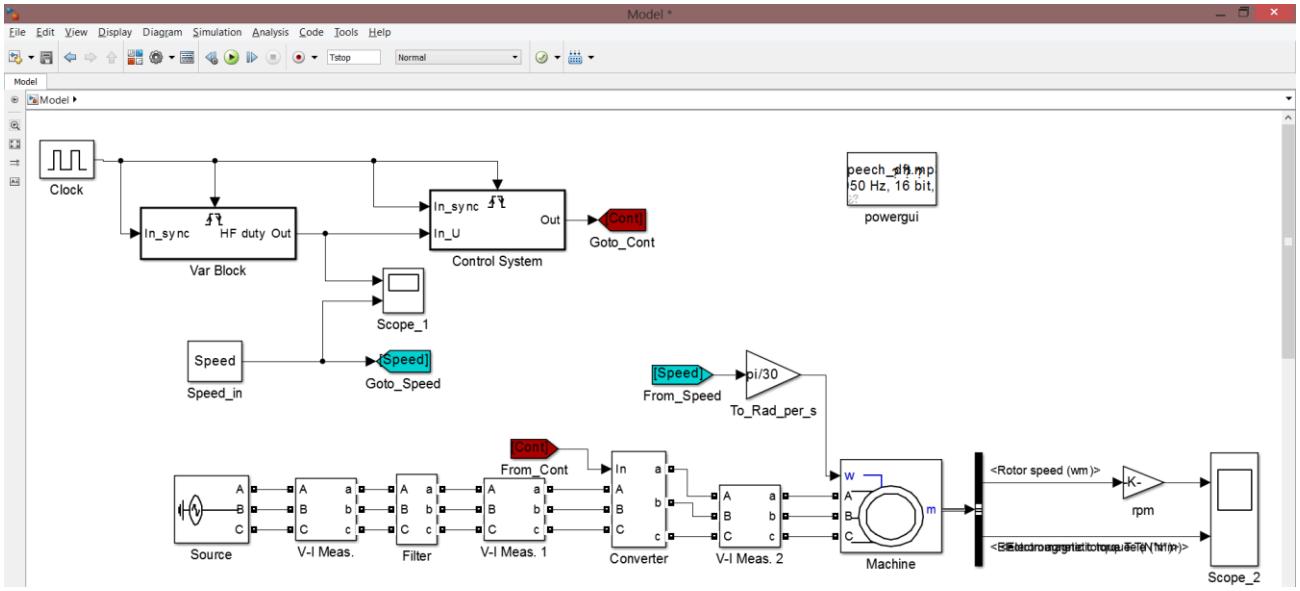


Рисунок 2.19. Схема имитационной модели ППН в составе асинхронного ЭП

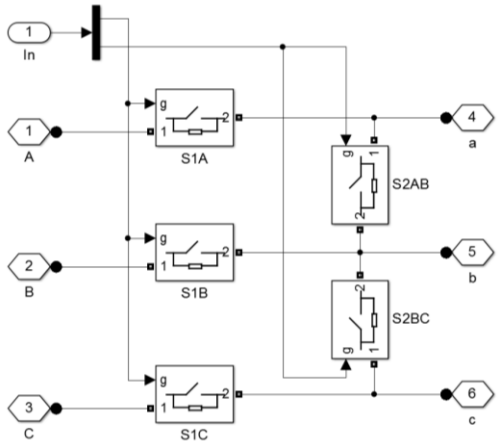


Рисунок 2.20. Схема имитационной модели ВБ

Таблица 2.6. Паспортные данные АД марки 4AC80B4Y3

Питающее напряжение, В	380
Частота питающего напряжения, Гц	50
Число пар полюсов	2
Мощность, кВт	1,7
КПД, %	70
Коэффициент мощности	0,82
Номинальная частота вращения, об/мин	1425

Таблица 2.7. Параметры имитационной модели АД марки 4AC80B4Y3

Сопротивление статорной цепи (Rs), Ом	3,77
Индуктивность статорной цепи (Lls), мГн	16,5
Сопротивление роторной цепи (Rr'), Ом	3,77
Индуктивность роторной цепи (Llr'), мГн	16,5

Таблица 2.8. Параметры для задания кривой намагничивания имитационной модели АД марки 4AC80B4Y3

i1,i2,…	0,55	0,85	1,08	1,60	1,96	2,32	3,15
v1,v2,…	173,2	242,5	283,1	252,9	394,1	421,3	462,2

Компьютерная имитационная модель ППН в составе СГЭЭ на базе МЭГ

Имитационная модель ППН в составе СГЭЭ основана на рассмотренной ранее модели, но структура соответствует изображённой на Рисунке 2.2б. По параметрам модель приближена к авиационной системе с выходным напряжением $U_{ном}$=115 В и номинальной мощностью нагрузки $S_{ном}$=100 кВА, функционирующей с переменной частотой в диапазоне от $f_{ном}$=400 Гц (Таблица 2.9).

Таблица 2.9. Параметры имитационной модели ППН в составе СГЭЭ

Шаг моделирования (*Tc*), мкс	0,1
Частота коммутации (f_S), кГц	50
Сопротивление ключа в проводящем состоянии (R_{switch}), мОм	1
Ёмкость конденсатора фильтра Ф1 (C_1), мкФ	30
Ёмкость конденсатора фильтра Ф2 (C_2), мкФ	30
Индуктивность реактора фильтра Ф2 (L_2), мкГн	20
Сопротивление реактора фильтра Ф2 (R_{L2}), мОм	1

Модель синхронного генератора с постоянными магнитами представлена в виде блока «Permanent Magnet Synchronous Machine» с синусоидальной ЭДС и неявнополюсным ротором (Таблица 2.10). В относительных величинах конструктивный коэффициент генератора равен k_0=1,2.

Таблица 2.10. Параметры имитационной модели МЭГ

Сопротивление статорной цепи (*R*s), мОм	1
Индуктивность статорной цепи (*L*s), мкГн	20
Число пар полюсов	3
Конструктивный коэффициент, В/(об/мин)	42,3

Стабилизация амплитуды первой гармоники выходного напряжения системы реализована в одноконтурной САР с релейно-дискретным регулятором,

обеспечивающим вывод системы на установившийся режим с поддержанием номинального значения выходного напряжения.

Выводы и рекомендации:

1) В рамках принятых условий и допущений моделирование энергетических показателей импульсного понижающего ППН допустимо выполнять без привязки к конкретной схемной реализации ВБ.

2) Несмотря на нелинейный характер электромагнитных процессов анализируемому силовому преобразователю присущи основные свойства линейной системы и при его моделировании допустимо применять принцип суперпозиции.

3) Моделирование ППН в осреднённых переменных рекомендуется выполнять в функциональной связи с параметрами обобщённой эквивалентной резистивно-реактивной схемы замещения выходной цепи ППН. Такой подход позволяет в общем виде характеризовать свойства и показатели ППН при различной конфигурации выходного фильтра и функционирующего с разными видами нагрузок, включая асинхронный двигатель, модели которого в виде эквивалентных резистивно-реактивных схем замещения приведены в текущей главе.

4) Силовая схема ППН в целом по отношению к источнику питающего напряжения также может быть представлена в виде эквивалентной последовательной или параллельной резистивно-реактивной схемы замещения, параметры которой соответствуют уравнениям баланса токов (или мощностей), причём, как и в эквивалентной схеме замещения выходной цепи ППН, реактивная составляющая может иметь индуктивный или ёмкостной характер.

5) В задачах анализа гармонических искажений токов и напряжений ППН допустимо моделировать его ВБ в виде двух условно независимых управляемых источников несинусоидального тока и напряжения. По результатам аналитической оценки погрешность такого допущения при коэффициенте пульсации до 20 % не превышает 4-9 % в зависимости от значения фазового сдвига между первыми гармониками входного напряжения и выходного тока ВБ.

6) При использовании разработанной математической модели ВБ допустим анализ гармонических искажений токов и напряжений ППН с независимым рассмотрением входной и выходной цепей преобразователя, благодаря чему существенно упрощается сама процедура анализа (особенно в случае системы высокого порядка), а получаемые в конечной форме результаты удобны для практического применения при решении задач, связанных с проектированием элементов ППН.

7) Моделирование ППН при функционировании в составе СГЭЭ на базе МЭГ должно выполняться с учётом функциональной связи коэффициента регулирования γ_0 с частотой генерируемого напряжения, и эта связь для условий (2.36) аппроксимируется формулой (2.37).

2.4 Энергетические показатели

2.4.1 Общие положения

Энергетические показатели ППН можно разделить на две основные группы:

1) показатели, характеризующие ППН как потребитель электрической энергии;

2) показатели, характеризующие ППН как устройство преобразования параметров электрической энергии.

К показателям первой группы относятся потребляемая ППН полная мощность s и её составляющие, выраженные через соответствующие энергетические коэффициенты

$$k_{\text{М}} = \frac{p}{s} = \frac{p}{\sqrt{p^2 + q^2 + \lambda^2}} = k_{\text{С}} \cdot k_{\text{И}},$$

$$k_{\text{С}} = \frac{p}{\sqrt{p^2 + q^2}}, \qquad k_{\text{И}} = \frac{\sqrt{p^2 + q^2}}{\sqrt{p^2 + q^2 + \lambda^2}},$$

где $k_{\text{М}}$ – коэффициент мощности;

$k_{\text{С}}$ – коэффициент сдвига первой гармоники входного тока;

$k_{\text{И}}$ – коэффициент искажения входного тока.

К показателям второй группы относятся показатели качества выходного напряжения и тока, показатели качества использования элементов преобразовательного устройства, а также КПД.

В ходе анализа энергетических показателей учтены соотношения

$$k_{\text{И}} = 1/\sqrt{1+K_{\Gamma}^2}\,, \qquad V_{\text{д}}/V_{(1)\text{д}} = \sqrt{1+K_{\Gamma}^2}\,,$$

в соответствии с которыми при значении суммарного коэффициента гармоник K_{Γ}<0,2 обобщённой переменной $v(t)$ (Рисунком 2.21) допустимо с относительной погрешностью не более 2 % считать

$$k_{\text{И}} \approx 1, \qquad V_{\text{д}} \approx V_{(1)\text{д}}\,. \tag{2.38}$$

Принимая равенства (2.38), можно в качестве коэффициента мощности ППН $k_{\text{М}}$ рассматривать коэффициент сдвига первой гармоники тока $k_{\text{С}}$, а расчёт полной мощности выполнять, оперируя действующим значением первой гармоники тока и/или напряжения.

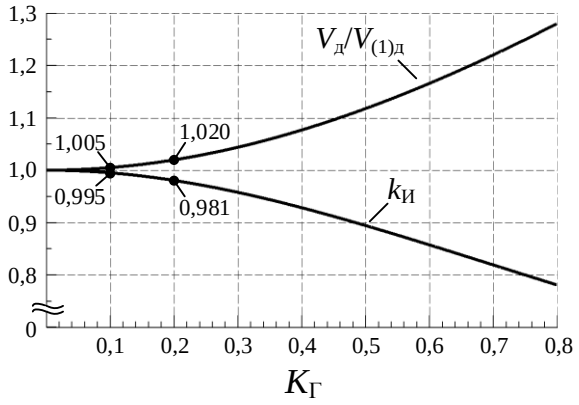


Рисунок 2.21. Графики зависимости коэффициента искажения и коэффициента отношения действующих значений обобщённой несинусоидальной переменной от её суммарного коэффициента гармоник

2.4.2 Энергетические показатели ППН при регулировании напряжения на пассивной нагрузке

В соответствии с математической моделью ППН в осреднённых переменных при регулировании напряжения на RL-нагрузке потребляемая от источника полная мощность s, коэффициент сдвига первой гармоники входного тока $k_{\text{С}}$ и коэффициент отношения реактивных мощностей k_q

$$s = 1/z_{\text{вх}}\,,$$

$$k_C = p/s = 1/\sqrt{1+\left(r_{\text{вх.1}}/x_{\text{вх.1}}\right)^2} = 1/\sqrt{1+\left(x_{\text{вх.2}}/r_{\text{вх.2}}\right)^2} = 1/\sqrt{1+\left(h_{1d}/h_{1q}\right)^2}\,,$$

$$k_q = q/q_2 = x_{\text{вх.2}}/x'_{\text{экв.2}} \cdot \left(z'_{\text{экв}}/z_{\text{вх}}\right)^2 = x'_{\text{экв.1}}/x_{\text{вх.1}}\,,$$

где p, q, s – активная, реактивная и полная мощности, потребляемые от источника питания;

q_2 – реактивная мощность, циркулирующая в выходной цепи ППН.

Для графоаналитического исследования установленные зависимости представлены в приближённом виде

$$s \approx q_{C1} \cdot \sqrt{1 + k_{qs.2}^2 \cdot k_x \cdot \gamma_0^2 \cdot \left(k_x \cdot \gamma_0^2 - 2\right)}, \qquad k_C \approx 1 \Big/ \sqrt{1 + k_{qp.2}^2 \cdot k_q^2}, \qquad (2.39)$$

$$p \approx k_{ps.2} \Big/ z'_{экв} = 1/2 \sin\left(2\varphi_2\right) \cdot \gamma_0^2 \Big/ x_{экв.2}, \qquad k_q \approx 1 - 1 \Big/ \left(k_{qs.2}^2 \cdot k_x \cdot \gamma_0^2\right),$$

где $q_{C1} = 1 \big/ x_{C1}$ – реактивная мощность конденсатора фильтра Ф1 (на частоте первой гармоники);

$k_x = x_{C1} \big/ x_{экв.2}$ – коэффициент отношения реактивных сопротивлений.

В формулах (2.39) коэффициенты отношения составляющих полной мощности выходной цепи ППН

$$k_{ps.2} = p_2 / s_2 = \cos\left(\varphi_2\right), \qquad k_{qs.2} = q_2 / s_2 = \sin\left(\varphi_2\right), \qquad k_{qp.2} = q_2 / p_2 = \mathrm{tg}\left(\varphi_2\right),$$

где p_2, q_2, s_2 – активная, реактивная и полная мощности выходной цепи ППН;

φ_2 – сдвиг по фазе между первой гармоникой тока и напряжения на выходе ВБ.

При моделировании с использованием формул (2.39) необходимо учитывать, что за рамками принятых при разработке математической модели условий полученные результаты могут не соответствовать действительности. В частности, при проверке (2.39) на граничные условия будет ошибочно сделан вывод о том, что при $x_{C1} \to 0$ ППН потребляет бесконечно большую мощность. В действительности на входе фильтра установлен реактор L1 (Рисунок 2.22а) и в номинальном режиме работы системы реактивная мощность этого реактора принята незначительной, но в режиме $x_{C1} \to 0$ она равна полной мощности всей системы $s = 1/x_{L1}$.

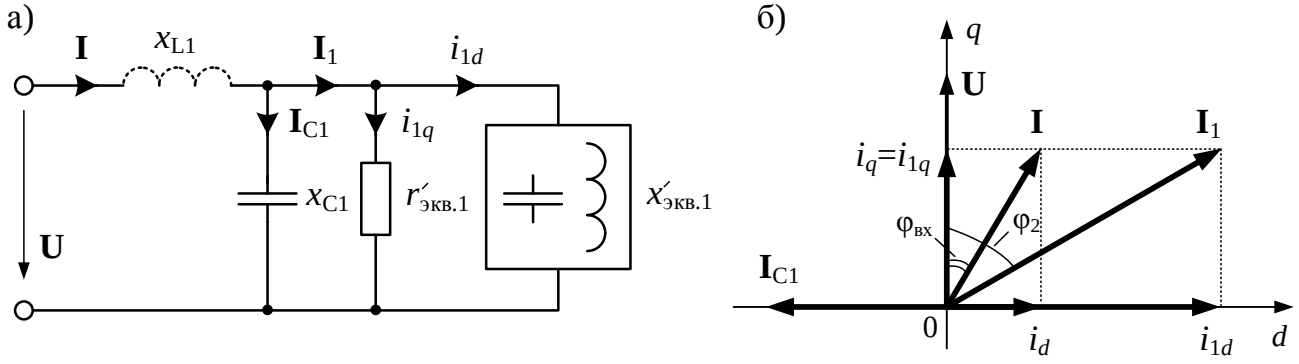


Рисунок 2.22. а) Упрощённая схема замещения ППН с пассивной нагрузкой; б) векторная диаграмма токов

Из формул (2.39) следует, что потребляемая от источника полная мощность и соотношения между её составляющими преимущественно зависят от трёх

параметров: коэффициента регулирования напряжения γ_0, коэффициента отношения реактивных сопротивлений k_x и фазового угла выходной цепи ППН φ_2. Последние два параметра могут принимать как положительные, так и отрицательные значения.

В соответствии с векторной диаграммой токов (Рисунок 2.22б) значительное влияние на длину и положение вектора входного тока $\mathbf{I}(t)$ оказывает ток конденсатора фильтра Ф1 на частоте первой гармоники. Наиболее детального рассмотрения требует случай $k_x \geq 1$ ($x_{C1} \geq x_{экв.2}$), при котором зависимость полной мощности от коэффициента регулирования напряжения является немонотонной (Рисунок 2.23а,д) с минимумом

$$s_{мин} = s_{\left|\gamma_0=\gamma_0^*\right.} = q_{C1} \cdot k_{ps.2}$$

при $\gamma_0^* = 1/\sqrt{k_x}$. Входной ток ППН носит резистивно-ёмкостной характер с коэффициентом сдвига

$$k_{C\left|\gamma_0=\gamma_0^*\right.} = k_{qs.2} = \sqrt{1-k_{ps.2}^2},$$

а соотношение между реактивными мощностями описывается формулой

$$k_{q\left|\gamma_0=\gamma_0^*\right.} = -1/k_{qp.2}^2.$$

Зависимость активной мощности от угла φ_2 является немонотонной (Рисунок 2.24а)

$$p_{\left|\gamma_0=\gamma_0^*\right.} = q_{C1} \cdot \sin(2\varphi_2)/2,$$

причём график симметричен относительно угла φ_2=45° (угол равенства активной и реактивной составляющих полного сопротивления эквивалентной выходной цепи ППН), соответствующего случаю максимальной передаваемой в нагрузку мощности.

На интервале регулирования напряжения $\gamma_0 > \gamma_{0.2}$, где

$$\gamma_{0.2} = 1/\left(k_{qs.2} \cdot \sqrt{2k_x}\right), \qquad (2.40)$$

коэффициент сдвига входного тока преобразователя превышает аналогичный показатель при прямом подключении нагрузки к источнику питающего напряжения, что обеспечивается за счёт компенсирующего действия фильтра Ф1.

Более того зависимость коэффициента сдвига k_C от коэффициента регулирования γ_0 является немонотонной (Рисунок 2.23б,е) и имеет один максимум при

$$\gamma_0^{**} = 1/\left(k_{qs.2} \cdot \sqrt{k_x}\right).$$

Режим работы со значением коэффициента регулирования $\gamma_0=\gamma_0^{**}$ является оптимальным в плане баланса мощностей, т.к. в этой точке приведённая ко входной цепи реактивная мощность нагрузки полностью компенсируется мощностью конденсатора входного фильтра, и система потребляет только активную мощность:

$$s_{\left|\gamma_0=\gamma_0^{**}\right.} = p_{\left|\gamma_0=\gamma_0^{**}\right.} = q_{C1}/k_{qp.2},$$

$$k_{C\left|\gamma_0=\gamma_0^{**}\right.} = k_{C.макс} = 1, \qquad k_{q\left|\gamma_0=\gamma_0^{**}\right.} = 0.$$

Разность между значениями $\gamma_{0.2}$ и γ_0^{**} (ширина левого полупика) фиксирована и составляет 30 % от оптимального значения коэффициента регулирования или 40 % от границы диапазона регулирования с $k_C>k_{ps2}$

$$\Delta\gamma_{0.ЛП} \approx 0{,}3\gamma_0^{**} \approx 0{,}4\gamma_{0.2}.$$

Положение точки $\gamma_0=\gamma_0^{**}$ зависит от параметров k_x, φ_2 (Рисунок 2.23б,е), причём наибольшее значение γ_0^{**} соответствует наименьшим значениям этих параметров (Рисунок 2.24б).

Необходимо учитывать, что равенство единице коэффициента сдвига k_C возможно при условии $0\le\gamma_0^{**}\le1$. В остальных случаях его значение всегда меньше единицы (потребляемый ток имеет ёмкостную составляющую) и максимально при $\gamma_0\to1$.

В более общей постановке диапазон регулирования, в котором коэффициент сдвига ППН превышает некоторое конечное значение k_{C*}, определяется в результате нахождения корней уравнения

$$k_C(\gamma_0) = k_{C*},$$

и если они существуют, то границы диапазона задаются значениями

$$\gamma_{0.гр} = \frac{1}{k_{qs.2} \cdot \sqrt{k_x \cdot \left(1 \pm k_{qp*}/k_{qp.2}\right)}},$$

где $k_{qp*} = \sqrt{1/k_{C*}^2 - 1}$.

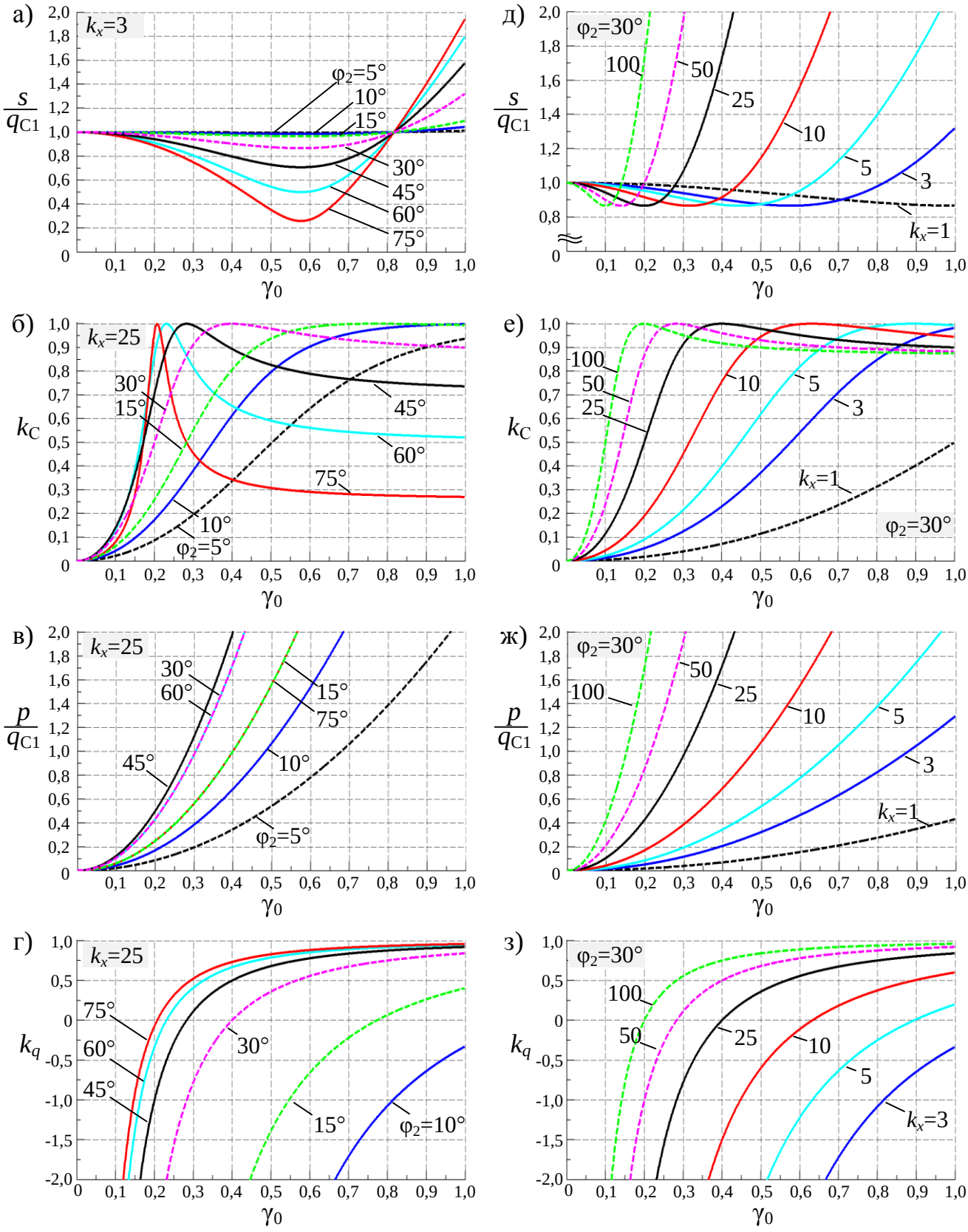


Рисунок 2.23. Семейство графиков изменения мощностей и энергетических коэффициентов ППН а-г) при разных значениях фазового угла φ_2, д-з) при разных значениях коэффициента k_x

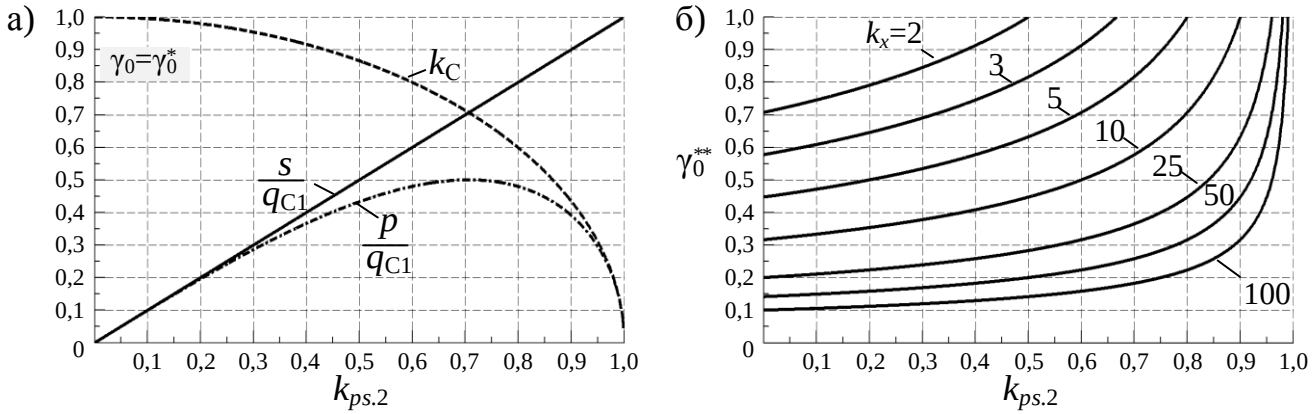


Рисунок 2.24. а) Графики зависимости мощностей и коэффициента сдвига входного тока ППН от коэффициента сдвига тока выходной цепи преобразователя в точке минимума полной мощности; б) графики зависимости критического значения коэффициента регулирования напряжения (точка k_C=1) от коэффициента сдвига тока выходной цепи преобразователя

При γ_0=0 (режим холостого хода) и при $\gamma_0^{***} = \sqrt{2/k_x}$ полная мощность s равняется реактивной мощности конденсатора q_{C1}, причём во втором случае ток не является чисто реактивным. Энергетические коэффициенты зависят от угла φ_2

$$s_{\left|\gamma_0=\gamma_0^{***}\right.} = q_{C1},$$

$$k_{C\left|\gamma_0=\gamma_0^{***}\right.} = 2k_{ps.2}\cdot k_{qs.2}, \qquad k_{q\left|\gamma_0=\gamma_0^{***}\right.} = 1-0{,}5\big/k_{qs.2}^2 .$$

При критическом значении угла $\varphi_2^{***} = 45^\circ$ преобразователь потребляет только активную мощность

$$s_{\left|\begin{array}{l}\gamma_0=\gamma_0^{***}\\ \varphi_2=\varphi_2^{***}\end{array}\right.} = p_{\left|\begin{array}{l}\gamma_0=\gamma_0^{***}\\ \varphi_2=\varphi_2^{***}\end{array}\right.} = q_{C1},$$

$$k_{C\left|\begin{array}{l}\gamma_0=\gamma_0^{***}\\ \varphi_2=\varphi_2^{***}\end{array}\right.} = 1, \qquad k_{q\left|\begin{array}{l}\gamma_0=\gamma_0^{***}\\ \varphi_2=\varphi_2^{***}\end{array}\right.} = 0 .$$

При других значениях угла φ_2 входной ток носит резистивно-ёмкостной $\left(\varphi_2 < \varphi_2^{***}\right)$ или резистивно-индуктивный $\left(\varphi_2 > \varphi_2^{***}\right)$ характер.

Активная мощность на входе ППН всегда равна активной мощности нагрузки и поэтому с увеличением выходного напряжения возрастает по квадратичной зависимости (Рисунок 2.23в,ж). Зависимость активной мощности от фазового угла выходной цепи ППН имеет экстремум, причём максимум выделяемой мощности наблюдается при равенстве активной и реактивной составляющих полного сопротивления выходной цепи ППН (φ_2=45°).

В случае k_x<1 (x_{C1}<$x_{экв.2}$), включая k_x<0 (т.е. $x_{экв.2}$<0), входной ток преобразователя во всём диапазоне регулирования напряжения носит резистивно-

ёмкостной характер. Коэффициент сдвига k_C монотонно увеличивается с ростом γ_0 и максимален при γ_0=1.

Моделирование гармонических искажений токов и напряжений выполнено на основе разработанной математической модели ВБ. Пользуясь возможностью независимого рассмотрения входной и выходной цепей ППН составлены соответствующие эквивалентные схемы замещения для случая однозвенных LC-фильтров (Рисунок 2.25), анализ которых выполнен прямыми методами расчёта энергетических показателей вентильных преобразователей.

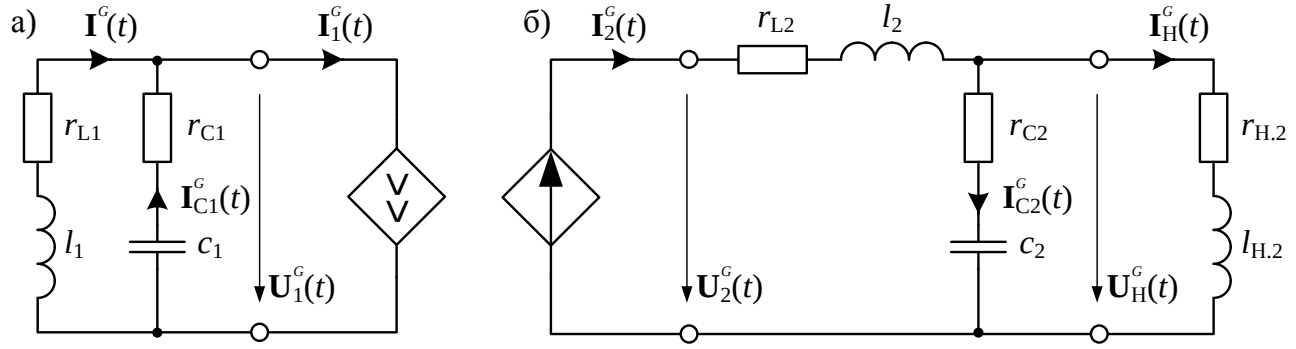


Рисунок 2.25. Эквивалентная схема замещения ППН для анализа гармонических искажений а) во входной цепи и б) в выходной цепи

Базовые выражения для расчёта коэффициентов гармонических искажений сформированы с учётом резистивных сопротивлений элементов цепей. Установлено, что при выполнении ряда условий, характерных для силовой схемы ППН, резистивные сопротивления допустимо считать равными нулю и при моделировании использовать упрощённые выражения. В частности, общий вид выражения для расчёта суммарного коэффициента гармоник входного тока $\mathbf{I}(t)$

$$K_{\Gamma.i} \approx \sqrt{\frac{\left(r_{L1}/x_{L1.S}\right)^2 \cdot \left(\overline{K}_{\Gamma.пр}^{\langle 1\rangle}\right)^2 + \left(\left(r_{L1}+r_{C1}\right)\cdot r_{L1}/x_{L1.S}^2 + N_{Ф1.S}^2\right)^2 \cdot \left(\overline{K}_{\Gamma.пр}^{\langle 2\rangle}\right)^2}{\left(r'_{экв.2}/x_{C1}\right)^2 + \left(1 - x'_{экв.2}/x_{C1}\right)^2}}, \qquad (2.41)$$

где $x_{L1.S} = \omega_S \cdot l_1$ – реактивное сопротивление входного реактора на частоте коммутации;

$N_{Ф1.S} = \omega_{Ф1}/\omega_S$ – коэффициент отношения частоты резонанса (среза) фильтра к частоте коммутации.

Выражение (2.41) соответствует второму уровню допущения метода алгебраизации и может быть использовано для расчёта коэффициента n-й гармонической составляющей при соответствующей замене приведённых интегральных коэффициентов. При условиях

$$\omega_S >> (r_{L1} + r_{C1})/l_1, \qquad Q_{Ф1} >> 1,$$

где $Q_{Ф1} = \rho_{Ф1}/(r_{L1} + r_{C1})$ – добротность,

допускается пренебречь резистивными сопротивлениями и использовать вместо (2.41) формулу

$$K_{Г.i} \approx N_{Ф1.S}^2 \frac{1}{k_{I/I1}} \overline{K}_{Г.пр} = N_{Ф1.S}^2 \frac{1}{k_{I/I1}} k_Г \cdot K_Г, \tag{2.42}$$

где $k_{I/I1} = \sqrt{(r'_{экв.2}/x_{C1})^2 + (1 - x'_{экв.2}/x_{C1})^2} = \sqrt{1/(k_{qp.2} \cdot k_x \cdot \gamma_0^2)^2 + (1 - 1/(k_x \cdot \gamma_0^2))^2}$.

С целью рассмотрения показателей абстрагировано от частоты коммутации и частоты среза фильтра результаты представлены по отношению к квадрату коэффициента $N_{Ф1.S}$ (Рисунок 2.26).

При соотношении частот $N_{Ф1.S}$=1/4 суммарный коэффициент гармоник входного тока во всём диапазоне регулирования не превышает 7 % (при k_x=10, φ_2=30°), что соответствует коэффициенту искажения $k_И$>0,9975 (Рисунок 2.27). Доля гармоник групп k=1, 2 и 3 не превышает 5 %, 0,5 % и 0,08 %, соответственно, при этом в практических расчётах допустимо ограничиться учётом гармоник группы k=1.

Формулы для расчёта суммарных коэффициентов гармоник выходного напряжения и тока ППН приведены для двух случаев:

– непосредственное подключение нагрузки к ВБ:

$$K_{Г.uН} \approx K_Г,$$
$$K_{Г.iН} \approx K_{Г.uН} \cdot k_Г \frac{z_Н}{x_{Н.2.S}} \sqrt{1 + (r_{Н.2}/x_{Н.2.S})^2}; \tag{2.43}$$

– подключение нагрузки к фильтру Ф2:

$$K_{Г.uН} \approx \overline{K}_{Г.пр} \cdot N_{Ф2.S}^2 \cdot z_{пер.3}/z_Н, \tag{2.44}$$
$$K_{Г.iН} \approx K_{Г.uН} \frac{z_Н}{x_{Н.2.S}} \sqrt{1 + (r_{Н.2}/x_{Н.2.S})^2},$$

где $N_{Ф2.S} = \omega_{Ф2}/\omega_S$; $x_{Н.2.S} = \omega_S \cdot l_{Н.2}$.

Из формул следует, что суммарные коэффициенты гармоник тока и напряжения нагрузки монотонно зависят от коэффициента регулирования напряжения γ_0 и принимают наименьшее значение при $\gamma_0 \to 1$ (Рисунок 2.17).

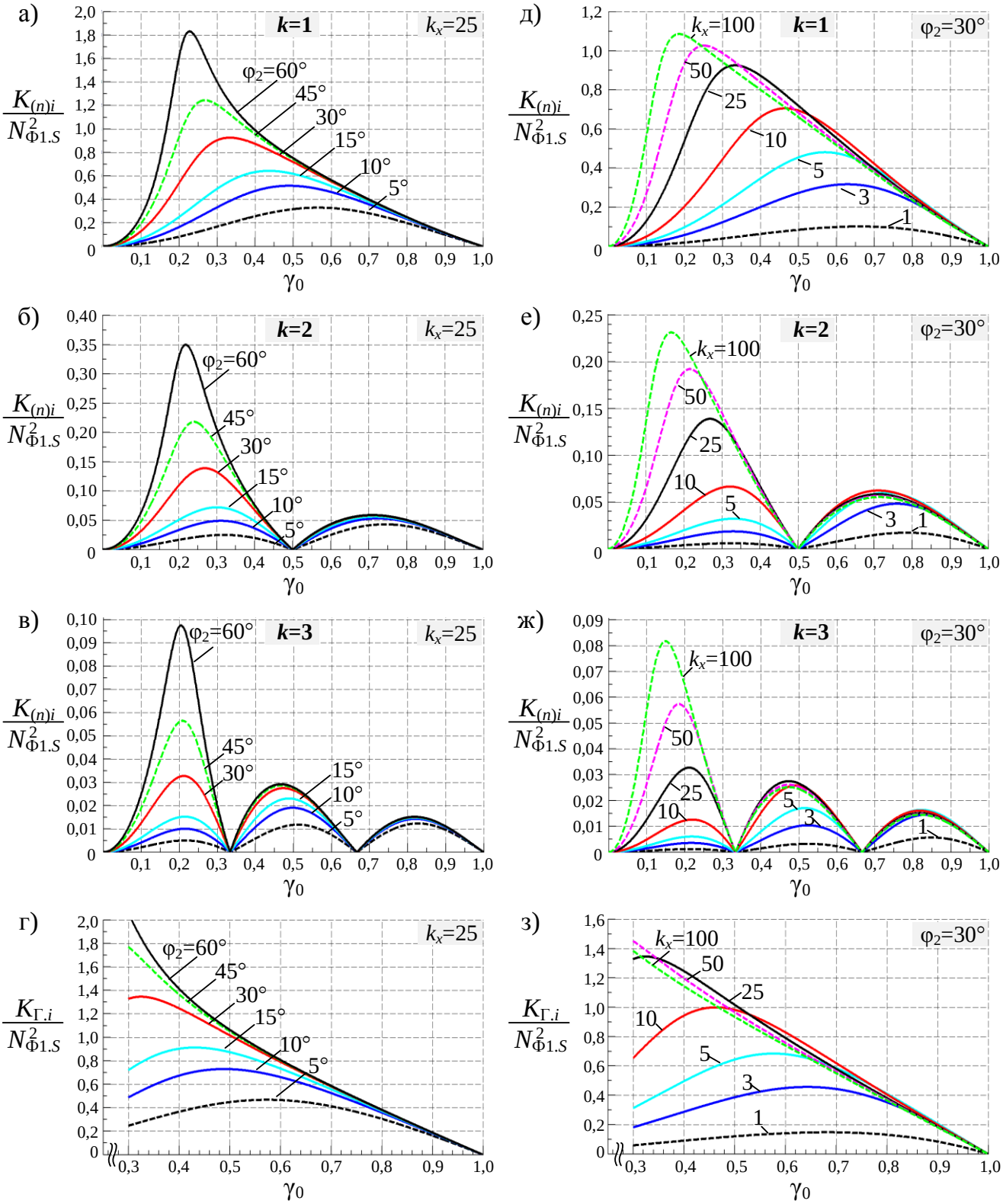


Рисунок 2.26. Семейство графиков изменения коэффициентов, характеризующих гармонические искажения входного тока ППН,
а-г) при разных значениях фазового угла φ_2, д-з) при разных значениях коэффициента k_x

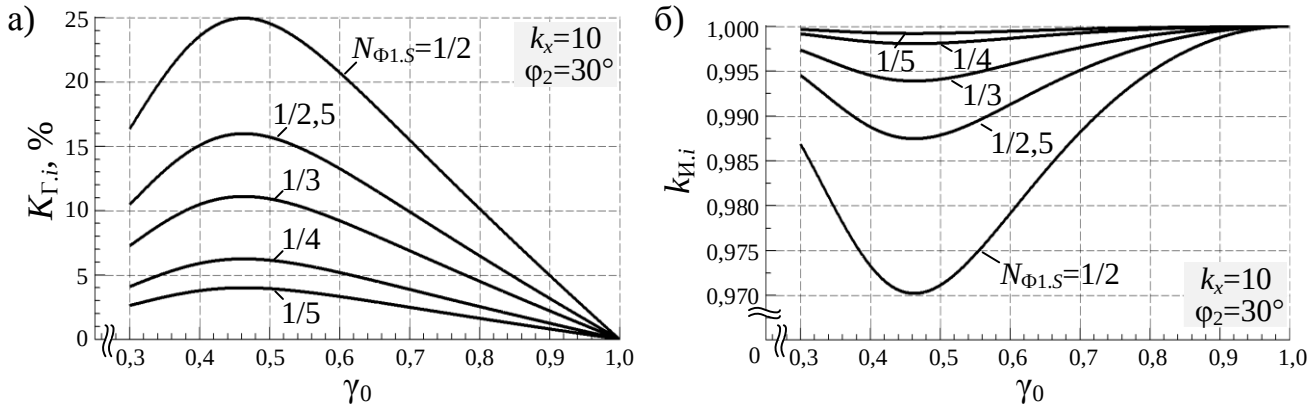


Рисунок 2.27. Семейство графиков изменения а) суммарного коэффициента гармоник и б) коэффициента искажения входного тока ППН

Полная мощность реактивных элементов фильтров определяется как произведение действующего значения тока на действующее значение напряжения. Пренебрегая слагаемым второго порядка можно считать

$$s_{\text{элем}} \approx 0{,}5I_{(1)}^2 \cdot x \cdot \sqrt{1+K_{\Gamma.I}^2+K_{\Gamma.U}^2} = 0{,}5U_{(1)}^2 \Big/ x \cdot \sqrt{1+K_{\Gamma.I}^2+K_{\Gamma.U}^2},$$

где $K_{\Gamma.I}$ – суммарный коэффициент гармоник тока;

$K_{\Gamma.U}$ – суммарный коэффициент гармоник напряжения.

Приближённые формулы для расчёта суммарных коэффициентов гармоник токов и напряжений элементов фильтров выражены через суммарные коэффициенты гармоник входного тока $\mathbf{I}(t)$ и выходного напряжения $\mathbf{U}_{\text{Н}}(t)$:

$$K_{\Gamma.u\text{L}1} \approx K_{\Gamma.i} \cdot N_S, \qquad K_{\Gamma.i2} \approx K_{\Gamma.u\text{Н}} \frac{z_{\text{пер.4}}}{x_{\text{C}2.S}},$$

$$K_{\Gamma.i\text{C}1} \approx K_{\Gamma.i} \frac{N_S}{k_\Gamma} \cdot \frac{1}{k_{U1/E}} \cdot \frac{x_{\text{L}1.S}}{z_{\text{вх}}}, \qquad K_{\Gamma.u\text{L}2} \approx K_{\Gamma.u\text{Н}} \frac{N_S}{k_\Gamma} \cdot \frac{z_{\text{пер.4}}}{x_{\text{C}2.S}},$$

$$K_{\Gamma.u1} \approx K_{\Gamma.i} \frac{1}{k_{U1/E}} \cdot \frac{x_{\text{L}1.S}}{z_{\text{вх}}}, \qquad K_{\Gamma.i\text{C}2} \approx K_{\Gamma.u\text{Н}} \cdot N_S,$$

где $K_{\Gamma.i}$, $K_{\Gamma.u\text{Н}}$ рассчитываются по (2.42, 2.43).

Мощности реактивных элементов фильтров:

$$s_{\text{L}1} \approx K_{\Gamma.i} \frac{x_{\text{L}1.S}}{2z_{\text{вх}}^2}, \qquad s_{\text{C}1} \approx K_{\Gamma.i} \frac{1}{k_\Gamma} \cdot \frac{1}{N_{\Phi1.S}^2} \cdot \frac{k_{U1/E}}{2z_{\text{вх}}},$$

$$s_{\text{L}2} \approx K_{\Gamma.u\text{Н}} \frac{1}{k_\Gamma} \cdot \frac{1}{N_{\Phi2.S}^2} \cdot \frac{z_{\text{пер.4}}}{2z_{\text{пер.2}}^2}, \qquad s_{\text{C}2} \approx K_{\Gamma.u\text{Н}} \frac{k_{U2/E}^2 \cdot k_{U\text{Н}/U2}^2}{2x_{\text{C}2.S}},$$

$$\frac{s_{\text{C}1}}{s_{\text{L}1}} \approx \frac{1}{k_\Gamma} \cdot \frac{k_{U1/E}}{x_{\text{C}1.S} \cdot s}, \qquad \frac{s_{\text{L}2}}{s_{\text{C}2}} \approx \frac{1}{k_\Gamma} \cdot \frac{z_{\text{пер.4}}}{z_{\text{пер.2}}^2} \cdot \frac{x_{\text{L}2.S}}{k_{U2/E}^2 \cdot k_{U\text{Н}/U2}^2}. \qquad (2.45)$$

Анализируя формулы (2.45) с учётом условий (2.7) можно сделать вывод, что реактор фильтра Ф1 и конденсатор фильтра Ф2 характеризуются наибольшей установленной мощностью. Отношения

$$s_{C1}/s_{L1}>>1, \qquad s_{C2}/s_{L2}>>1, \qquad (2.46)$$

возрастают с увеличением частоты коммутации и могут достигать нескольких порядков. Такое различие между мощностями объясняется тем, что модуляционная составляющая тока конденсатора С1 и напряжения реактора L2 имеют прерывистый характер со значительной долей высших гармоник (суммарный коэффициент гармоник обычно превышает 100 %). Ток и напряжение реактора L1 и конденсатора С2, напротив, характеризуются показателями гармонических искажений малого порядка.

2.4.3 Энергетические показатели ППН при регулировании напряжения на АД

При рассмотрении обобщённой пассивной нагрузки моделирование энергетических показателей ППН выполнено в функциональной связи с параметрами эквивалентной схемы замещения выходной цепи преобразователя и полученные результаты можно напрямую использовать при моделировании энергетических показателей ППН для случая регулировании напряжения на АД. Основной особенностью анализа является зависимость параметров модели АД от скольжения ротора и, при учёте нелинейности магнитной системы, от значения питающего напряжения.

В данной работе моделирование выполнено для двигателя марки 4AC80B4Y3, параметры модели которого приведены в п. 2.3.4. Учтена нелинейность магнитной системы.

Параметры k_x и φ_2 (Рисунок 2.28а) зависят от значения скольжения ротора, что особенно выражено в области подсинхронных скоростей. Следовательно, критическое значение коэффициента регулирования напряжения γ_0^{**} также зависит от скольжения (Рисунок 2.28б, 2.29в,г), причём максимальное значение γ_0^{**} имеет место при $s_{r.отн}=0$ (режим идеального холостого хода двигателя).

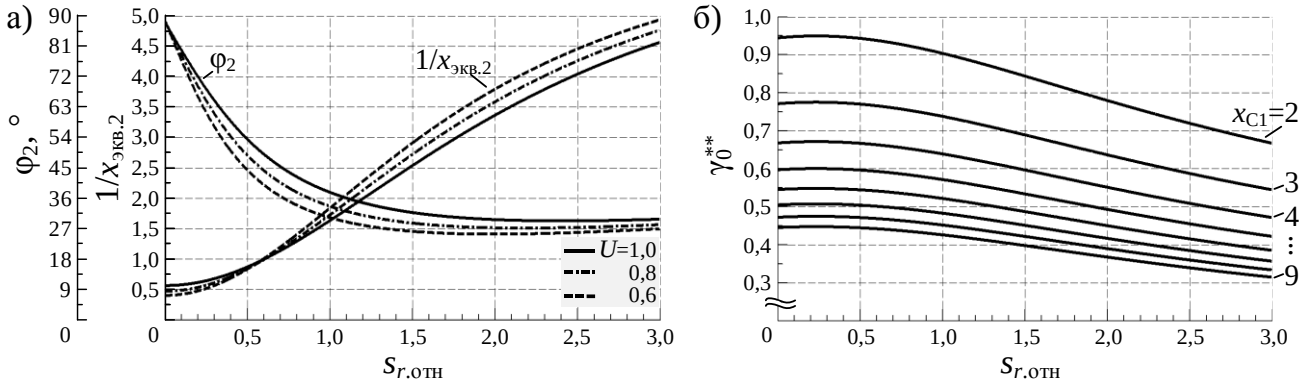


Рисунок 2.28. Графики зависимости от скольжения ротора а) параметров эквивалентной схемы замещения асинхронного двигателя и б) критического значения коэффициента регулирования напряжения

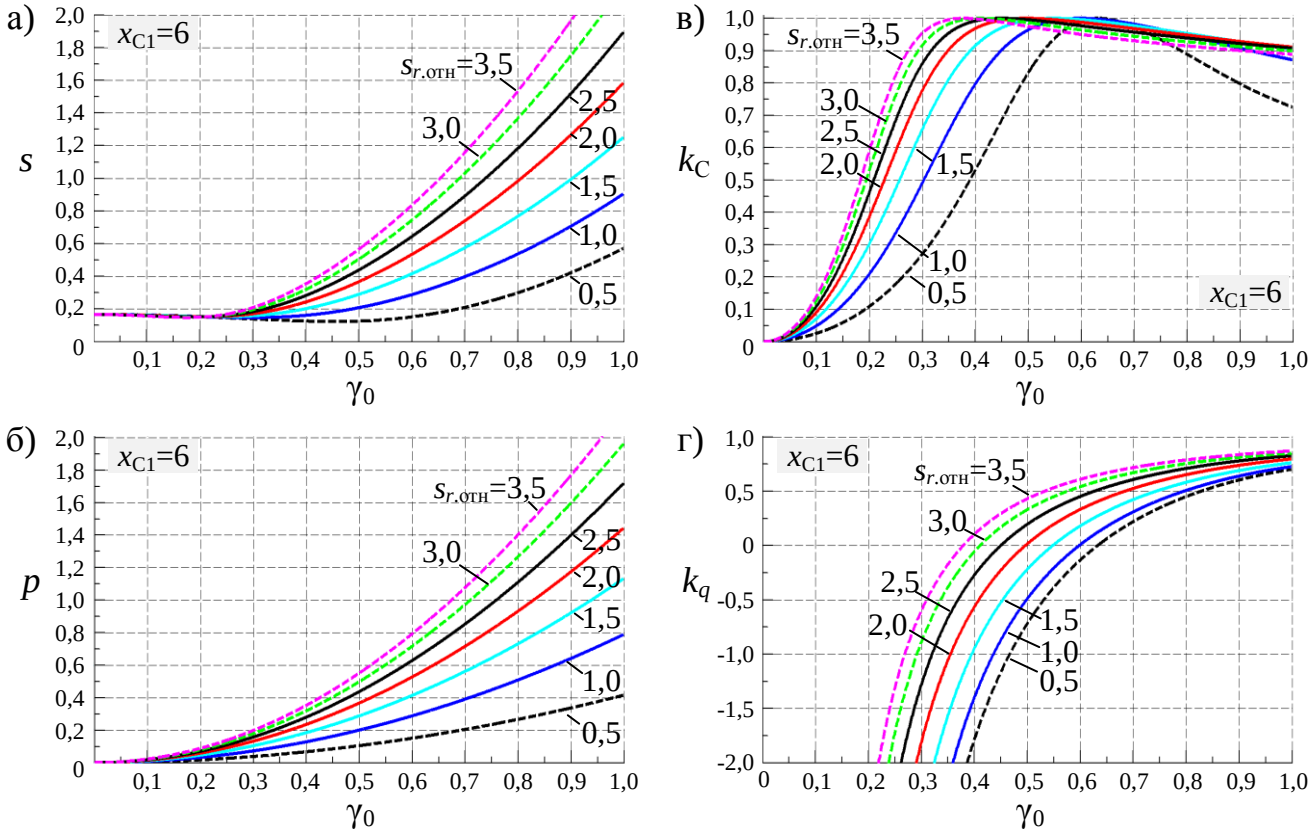


Рисунок 2.29. Семейство графиков изменения мощностей и энергетических коэффициентов ППН при разных значениях скольжения ротора

При $\gamma_0>\gamma_{0.2}$ (где $\gamma_{0.2}$ рассчитывается по (2.40)) коэффициент мощности ППН всегда больше коэффициента мощности двигателя (Рисунок 2.30а), что является одним из ключевых преимуществ рассматриваемого ППН перед устройствами с ФСР. Граничное $\gamma_{0.2}$ и критическое γ_0^{**} значение коэффициента регулирования напряжения зависят от реактивного сопротивления конденсатора фильтра x_{C1} (Рисунок 2.30б), и эту зависимость можно использовать при проектировании

фильтра, обеспечивая требуемое значение коэффициента мощности ППН в заданном диапазоне регулирования напряжения и изменения скольжения ротора.

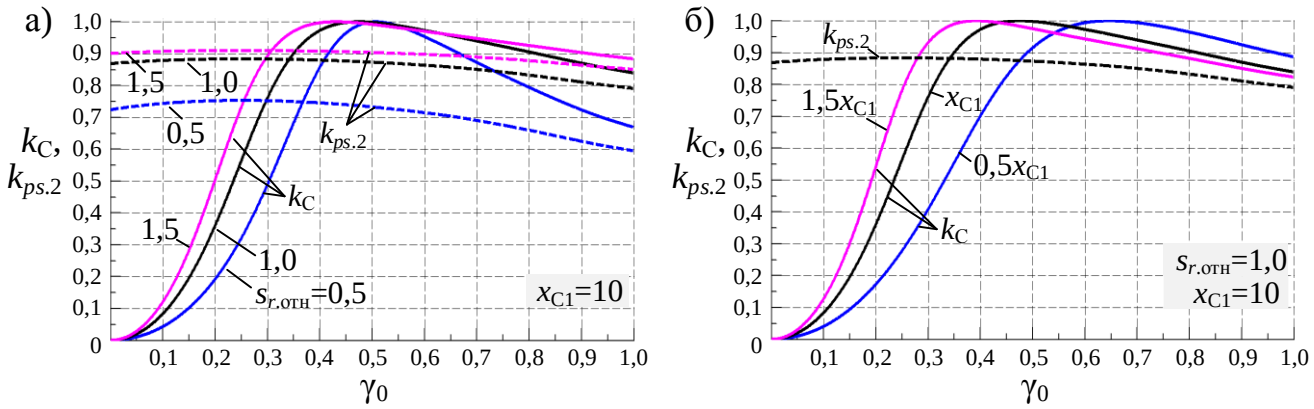


Рисунок 2.30. Совмещённые графики зависимости коэффициентов сдвига входного и выходного тока ППН от коэффициента регулирования напряжения при разных значениях а) скольжения ротора и б) сопротивления конденсатора входного фильтра

Суммарный коэффициент гармоник тока статора двигателя при номинальном скольжении не превышает 10 % уже при кратности частоты коммутации N_S=100 (без использования фильтра Ф2), причём на интервале γ_0>0,8 составляет менее 3 % (Рисунок 2.31б). Уменьшение суммарного коэффициента гармоник тока статора при увеличении скольжения ротора обусловлено увеличением амплитуды первой гармоники тока при тех же амплитудах высших гармоник.

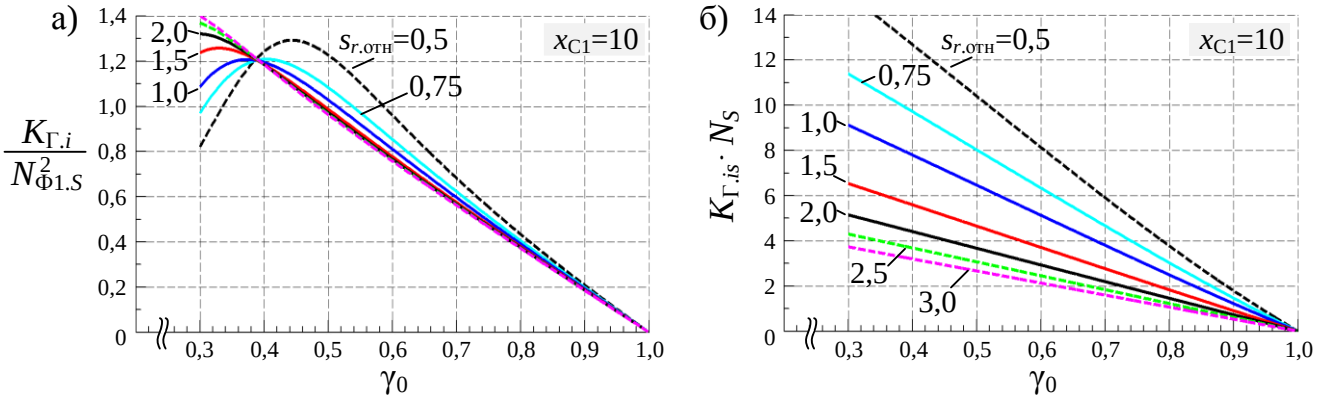


Рисунок 2.31. Графики зависимости суммарного коэффициента гармоник от коэффициента регулирования напряжения: а) входной и б) выходной ток ППН при разных значениях скольжения ротора

Установленная мощность конденсатора фильтра при x_{C1}=4,7, $N_{\Phi1.S}$=0,32 составляет 21 % (в расчёте на скольжение $s_{r.отн}$=1,5), в то время как мощность реактора фильтра в 60 раз меньше и равна 0,4 %. В расчёте на номинальное скольжение ($s_{r.отн}$=1,0) установленная мощность конденсатора фильтра составляет

15 % и более чем в 80 раз превышает установленную мощность реактора. Соотношения между мощностями соответствуют (2.46).

2.4.4 Энергетические показатели ППН в составе СГЭЭ на базе МЭГ

Исследование энергетических показателей ППН в составе СГЭЭ выполнено на примере авиационной системы, параметры которой соответствуют условиям (2.36) и приведены в п. 2.3.4.

Полная мощность, потребляемая вентильным преобразователем от генератора, и её составляющие функционально связаны с частотой вращения n. В соответствии с описанной ранее математической моделью ППН

$$s = (k_0 \cdot n)^2 / z_{\text{вх}}, \qquad k_{\text{С}} = p/s = 1/\sqrt{1+(i_d/i_q)^2},$$

где эквивалентное входное сопротивление $z_{\text{вх}}$ и соотношение между координатными составляющими тока генератора рассчитываются с учётом (2.37).

Зависимость полной мощности s от частоты n является монотонно возрастающей (Рисунок 2.32а), причём при $n>n_{\text{кр}}$ имеет место резкое увеличение потребляемой мощности, обусловленное увеличением реактивной составляющей входного тока $\mathbf{I}(t)$ вследствие увеличения токов конденсаторов фильтров.

Коэффициент сдвига входного тока ППН $k_{\text{С}}$ при номинальной частоте напряжения генератора практически равен коэффициенту мощности нагрузки (Рисунок 2.32б). Уменьшение $k_{\text{С}}$ с увеличением частоты обуславливается, во-первых, снижением потребляемого от генератора активного тока, а, во-вторых, увеличением тока конденсатора фильтра Ф1 вследствие увеличения амплитуды напряжения генератора и уменьшения ёмкостного сопротивления $x_{\text{С1}}$.

Зависимость действующего значения входного тока $\mathbf{I}(t)$ от частоты напряжения МЭГ имеет минимум (Рисунок 2.32б) на частоте

$$n_{\text{кр}} \approx \sqrt[3]{\frac{x_{\text{С1б}} \cdot s_{\text{Н}}}{4k_0^2}\left(\sqrt{\sin^2(\varphi_{\text{Н}})+8}-\sin(\varphi_{\text{Н}})\right)},$$

где $x_{\text{С1б}}$ – реактивное сопротивление конденсатора С1 на базовой частоте.

При чисто резистивном характере нагрузки ($\varphi_{\text{Н}}=0$) формула упрощается к виду:

$$n_{\text{кр}} \approx \sqrt[3]{\frac{x_{\text{С1б}} \cdot s_{\text{Н}}}{\sqrt{2}k_0^2}}.$$

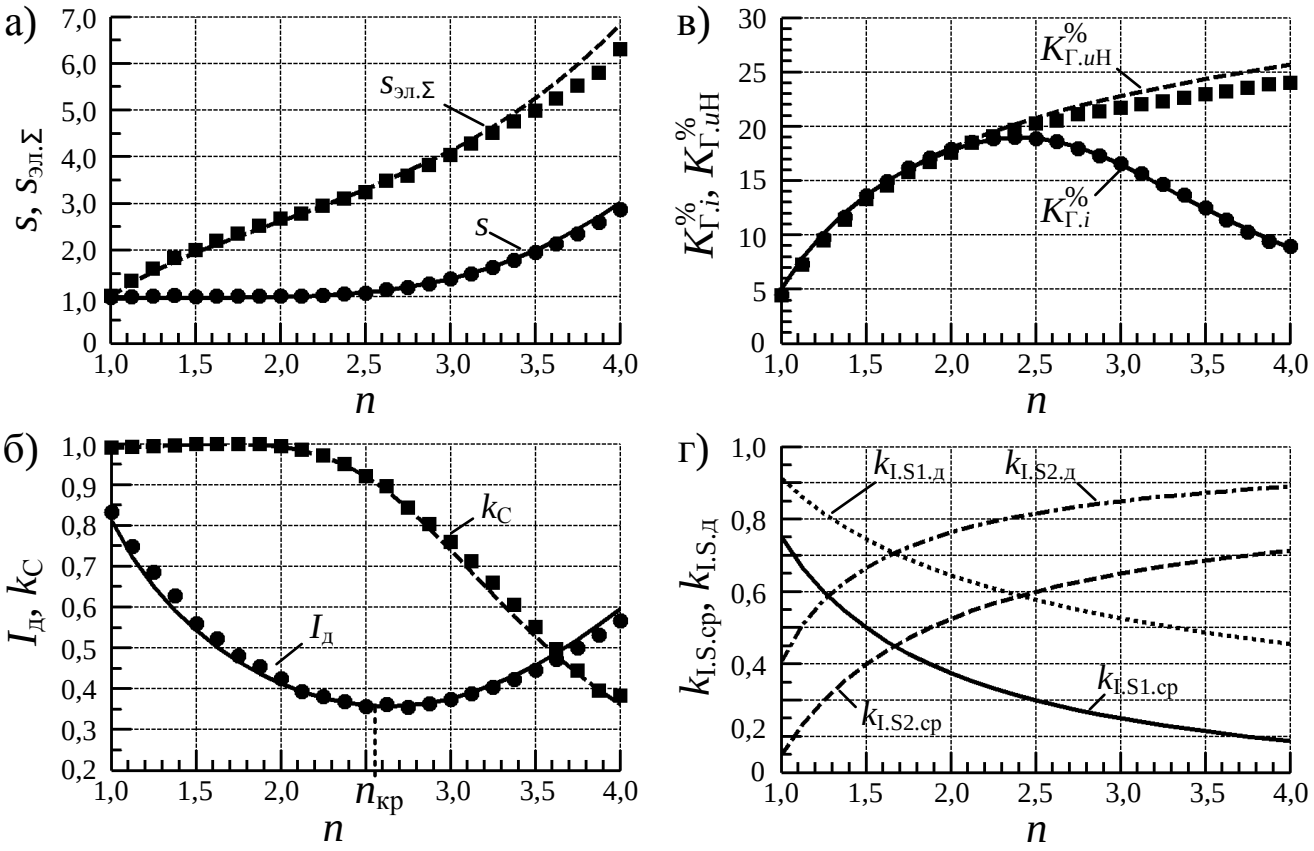


Рисунок 2.32. Энергетические показатели ППН в составе СГЭЭ

ВБ преобразователя вносит наименьшие гармонические искажения при номинальной частоте напряжения генератора (Рисунок 2.32в). Увеличение суммарного коэффициента гармоник выходного напряжения обуславливается увеличением модуляционной составляющей напряжения ВБ.

В случае $k_0 \to 1$ при номинальной частоте питающего напряжения током преимущественно загружены ключи группы S1 (Рисунок 2.32г). Увеличение частоты n приводит к распределению тока между ключами групп и большей загрузке ключей группы S2. В связи с этим при широком диапазоне изменения n ключи обеих групп должны быть рассчитаны на полный ток нагрузки.

Также при расширении диапазона изменения частоты n ухудшается качество использования вентилей силовой схемы по напряжению. Относительное значение амплитуды напряжения на ключах

$$U^{*}_{\text{S.макс}} = \frac{U_{\text{S.макс}}}{U_{\text{S.макс}}\big|_{n=1}} \approx n\,.$$

На Рисунке 2.32 маркерами отмечены результаты компьютерного имитационного моделирования СГЭЭ, выполненного для оценки точности

разработанной аналитической модели. Расхождения между результатами в области нижних частот практически отсутствуют. При больших значениях n что из-за менее строгого выполнения условий (2.36) расхождения увеличиваются, но всё же обеспечивается приемлемая для задач аналитического исследования точность (при n=4 расхождения не превышают 8 %).

2.4.5 Влияние несинусоидальности питающего напряжения на энергетические показатели ППН

Оценка влияния несинусоидальности питающего напряжения на энергетические показатели выполнена при условиях:

- гармонические искажения симметричны по фазам;
- спектр питающего напряжения ограничен частотой $f_1=N_1 \cdot f_{(1)}$, которая минимум в 2 раза меньше частоты коммутации ($f_1<0{,}5f_S$);
- частоты среза фильтров Ф1 и Ф2 много больше частоты f_1.

Рассматривая питающее напряжение как сумму гармонических составляющих и учитывая свойства аддитивности и гомогенности вентильного блока выходное напряжение $\mathbf{U}_2^G(t)$ допустимо представить в виде суммы реакций на каждую гармонику (Рисунок 2.33). В соответствии с (2.15) каждая реакция является полигармонической с бесконечным числом групп k парных гармоник, амплитуды которых выражаются через эквивалентный коэффициент передачи

$$W_{(k)} = U_{2(k,n)} / U_{1(n)},$$

где $U_{2(k,n)}$ – амплитуда гармоник группы k напряжения $\mathbf{U}_2^G(t)$, соответствующих n-й гармонике напряжения $\mathbf{U}_1^G(t)$;

$U_{1(n)}$ – амплитуда n-й гармоники напряжения $\mathbf{U}_1^G(t)$.

При несинусоидальном напряжении $\mathbf{U}_1^G(t)$ с суммарным коэффициентом гармоник $K_{\Gamma.u1}$ суммарный коэффициент гармоник напряжения $\mathbf{U}_2^G(t)$ равен

$$K^*_{\Gamma.u2} = \frac{1}{U_{2(1)}} \sqrt{\sum_{n=2}^{N_1} U^2_{2(0,n)} + 2\sum_{n=1}^{N_1}\sum_{k=1}^{\infty} U^2_{2(k,n)}}\,.$$

В результате группировки слагаемых и подстановки (2.20) выражение преобразуется к виду

$$K^{*}_{\Gamma.u2}/K_{\Gamma.u2} = \sqrt{1 + K^{2}_{\Gamma.u1}/(1-\gamma_0)}, \qquad (2.47)$$

где $K_{\Gamma.u2}$ – суммарный коэффициент гармоник напряжения $\mathbf{U}^{G}_{2}(t)$ при синусоидальном напряжении $\mathbf{U}^{G}_{1}(t)$.

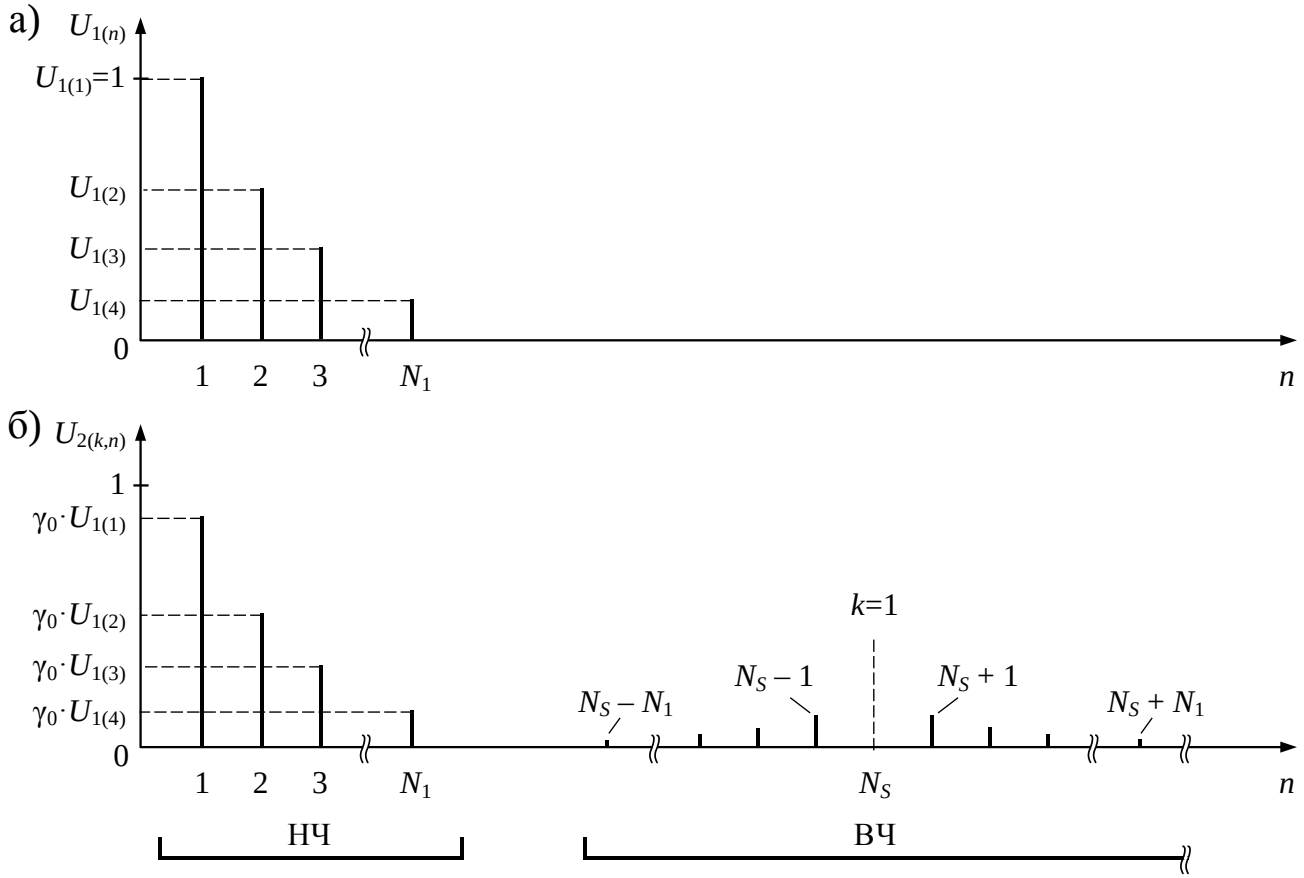


Рисунок 2.33. Спектры напряжений

Из формулы (2.47) следует, что чувствительность выходного напряжения ВБ к искажениям входного напряжения увеличивается в верхнем диапазоне регулирования. При суммарном коэффициенте гармоник входного напряжения 10 % увеличение аналогичного показателя выходного напряжения при γ_0=0,8 составляет около 5 %, однако при γ_0=0,5 – всего 1 % (Рисунок 2.34).

Для оценки влияния несинусоидальности питающего напряжения на качество остальных токов и напряжений ППН можно по аналогии выразить зависимость приведённого интегрального суммарного коэффициента гармоник $\overline{K}_{\Gamma.\text{пр}}$ от коэффициента $K_{\Gamma.u1}$. Однако выведенные в работе приближённые формулы для расчёта суммарных коэффициентов гармоник соответствуют

условию, что ВБ вносит только высокочастотные искажения и поэтому напрямую не могут быть использованы в данном случае. Вместо этого допустимо рассмотреть влияние несинусоидальности напряжения с разделением гармонических искажений на два диапазона: диапазон низких частот и диапазон высоких частот. При этом приведённые ранее формулы для расчёта суммарного коэффициента гармоник токов и напряжений применимы для расчёта коэффициентов высокочастотных гармонических составляющих $K_{\text{Г.ВЧ}}$ с соответствующей заменой коэффициента $\overline{K}_{\text{Г.пр}}$ на $\overline{K}^{*}_{\text{Г.ВЧ.пр}}$, отношение между которыми

$$\overline{K}^{*}_{\text{Г.ВЧ.пр}} \Big/ \overline{K}_{\text{Г.пр}} = \sqrt{1 + K^{2}_{\text{Г}.u1}} .$$

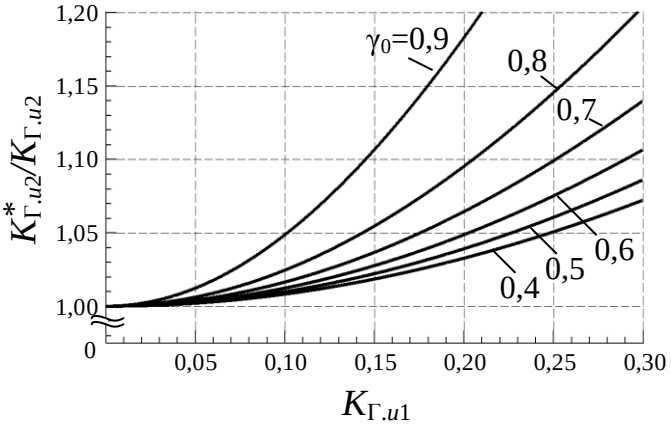


Рисунок 2.34. График увеличения коэффициента гармоник выходного напряжения ВБ при несинусоидальном входном напряжении

Низкочастотные гармоники со стороны питающего напряжения практически без снижения амплитуды выделяются на конденсаторах фильтров и передаются в нагрузку. При этом ухудшается качество не только выходного напряжения, но и входного тока ППН. Эквивалентное сопротивление конденсатора фильтра обратнопропорционально частоте гармоники напряжения и для гармоник с номерами n=5, 7, 11 является много меньшим, чем для первой гармоники. В связи с этим доля низкочастотных гармоник во входном токе ППН при малых нагрузках может составлять десятки процентов, что необходимо принимать во внимание при проектировании фильтра.

2.4.6 Потери мощности и КПД

Структура потерь мощности в ППН

Суммарные потери мощности в ППН складываются из потерь в силовых фильтрах, ВБ, СЦ и СУ (Рисунок 2.35), причём основная часть приходится на ВБ и СЦ. Расчёт потерь мощности в СЦ описан в п. 2.6.3, и в данном пункте внимание уделено потерям в ВБ.

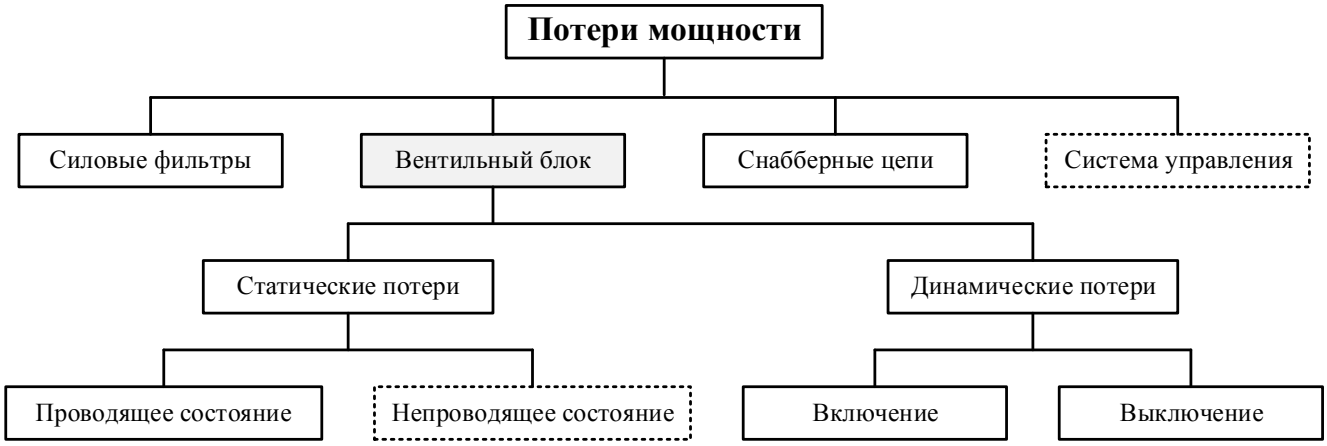


Рисунок 2.35. Структура потерь мощности в ППН

Суммарные потери мощности в полупроводниковом вентиле складываются из статических и динамических (коммутационных) потерь. Статические потери включают потери проводимости и потери, вызванные током утечки в непроводящем состоянии, которые ввиду малости тока утечки обычно не учитываются. Динамические потери связаны с выделением энергии при смене состояния вентиля и в ППН с ИСР, как правило, составляют значительную долю в суммарных потерях.

Ввиду нелинейности характеристик полупроводниковых приборов и зависимости их параметров от температуры расчёт потерь мощности и КПД принято выполнять посредством численного или численно-аналитического моделирования. В данной работе для решения этой задачи разработано программное приложение, описание которого приведено в п. 2.6.2. Тем не менее, характеристика основных закономерностей выполнена аналитически на основе результатов исследования электромагнитных процессов в силовых схемах ВБ в статических и динамических режимах работы ППН.

Расчёт потерь мощности в приборах выполнен по методу, основанному на кусочно-линейной аппроксимации ВАХ вентилей и выражении коммутационных потерь через эквивалентные значения энергий. Согласно утверждениям производителей полупроводниковых приборов, этот метод обеспечивает достаточную для практических задач точность, и в тоже время все необходимые для расчёта данные приводятся в документации на приборы [191, 192].

Статические потери мощности

Рассмотрена обобщённая однофазная схема ВБ (Рисунок 1.12).

В соответствии с Таблицей 2.5 потери мощности в однофазной схеме КПТ можно выразить общей формулой

$$p_{\text{S.ст.ср}} = 2I_{2\text{д}} \cdot \gamma_0 \cdot \left(u_{V0} + r_V \cdot I_{2\text{д}}\right),$$

где u_{V0}, r_V – эквивалентные параметры аппроксимации ВАХ ключа,

$u_{V0} = 1/k_{\Phi} \cdot u_{\text{VD0}} \cdot k_{u0}$; $r_V = r_{\text{VT}} \cdot k_r$.

Коэффициенты отношения параметров аппроксимации ВАХ приборов однофазных схем КПТ:

двухтранзисторная: $k_{u0} = 1 + u_{\text{VT0}}/u_{\text{VD0}}$, $k_r = 1 + r_{\text{VD}}/r_{\text{VT}}$,

мостовая: $k_{u0} = 2 + u_{\text{VT0}}/u_{\text{VD0}}$, $k_r = 1 + 2r_{\text{VD}}/r_{\text{VT}}$.

Для IGBT коэффициент k_{u0} обычно лежит в диапазоне 1,7-3,0 (двухтранзисторная схема) и 2,7-4,0 (мостовая схема), а коэффициент k_r в диапазоне 1,4-1,8 и 1,8-2,6 соответственно (Таблица 2.11). Для MOSFET допускается принимать $u_{\text{VT0}} \approx 0$.

Таблица 2.11. Параметры IGBT ($U_{CE.\text{макс}}$=1200 В)

	$I_{C.\text{макс}}$, А	U_{VT0}, В	R_{VT}, мОм	U_{VD0}, В	R_{VD}, мОм	$u_{\text{VT0}}/u_{\text{VD0}}$	$r_{\text{VD}}/r_{\text{VT}}$
1	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**	**7**	**8**
IRGP30B120KD	60	1,5	33	1,4	14	1,07	0,42
SKM50GD125D	73	1,7	38	0,85	17	2,00	0,45
SKM150GM12T4G	229	0,7	10	0,9	8	0,78	0,80
SKM200GM12T4G	313	0,8	8	1,1	6	0,73	0,75
SKM400GM12T4	616	0,8	4	1,1	3	0,73	0,75

Суммарные статические потери мощности в однофазной схеме ВБ

$$p_{\sum\text{S.ст.ср}} = p_{\text{S1.ст.ср}} + p_{\text{S2.ст.ср}},$$

$$p_{\sum\text{S.ст.ср}} = 2I_{2\text{д}} \cdot \gamma_0 \cdot \left[u_{V0.1} \cdot \left(1 + k_{V.u0} \cdot \left(1/\gamma_0 - 1\right)\right) + I_{2\text{д}} \cdot r_{V.1} \cdot \left(1 + k_{V.r} \cdot \left(1/\gamma_0 - 1\right)\right)\right], \quad (2.48)$$

где $k_{V.u0} = u_{V0.2}/u_{V0.1}$; $k_{V.r} = r_{V.2}/r_{V.1}$.

Формула (2.48) соответствует наиболее общему случаю и при одинаковых параметрах ключей ($k_{V.u0}$=1, $k_{V.r}$=1) преобразуется к виду

$$p_{\sum \text{S.ст.ср}} = 2I_{2\text{д}} \cdot \left(u_{V0} + r_V \cdot I_{2\text{д}}\right). \qquad (2.49)$$

При регулировании напряжения на пассивной нагрузке амплитуда выходного тока ВБ принята пропорциональной коэффициенту регулирования напряжения

$$I_2 = \gamma_0 / z_{\text{экв}},$$

при этом мощность выходной цепи

$$s_2 = \gamma_0^2 / z_{\text{экв}}, \qquad p_2 = s_2 \cdot \cos\left(\varphi_2\right).$$

КПД схемы ВБ по статическим потерям тоже зависит от коэффициента регулирования напряжения

$$\eta_{\text{ст}}\left(\gamma_0\right) = \frac{1}{1 + \dfrac{\sqrt{2}\, u_{V0}/\gamma_0 + r_V / z_{\text{экв}}}{\cos\left(\varphi_2\right)}} \approx \frac{1}{1 + \dfrac{\sqrt{2} u_{V0}}{\gamma_0 \cdot \cos\left(\varphi_2\right)}}. \qquad (2.50)$$

Формула (2.50) соответствует идеализированному случаю, но всё же позволяет исследовать зависимость КПД схемы ВБ от коэффициента регулирования напряжения, коэффициента мощности нагрузки, параметров вентилей и амплитуды входного напряжения. Из формулы следует, что наибольшая энергоэффективность обеспечивается при функционировании ППН в верхнем диапазоне регулирования напряжения (Рисунок 2.36) и повышается при большем питающем напряжении. КПД уменьшается при снижении коэффициента мощности нагрузки, что обуславливается увеличением действующего значения тока.

В соответствии с результатами структурного анализа использование мостовых схем КПТ позволяет уменьшить количество управляемых вентилей, но при этом двухтранзисторные схемы КПТ характеризуются меньшими статическими потерями мощности. В связи с этим важной задачей при проектировании и оптимизации силовой схемы ВБ является выбор и обоснование наиболее подходящей схемы КПТ. Решение этой задачи рассмотрено при выборе параллельных КПТ для разработанной и запатентованной трёхфазной схемы ВБ.

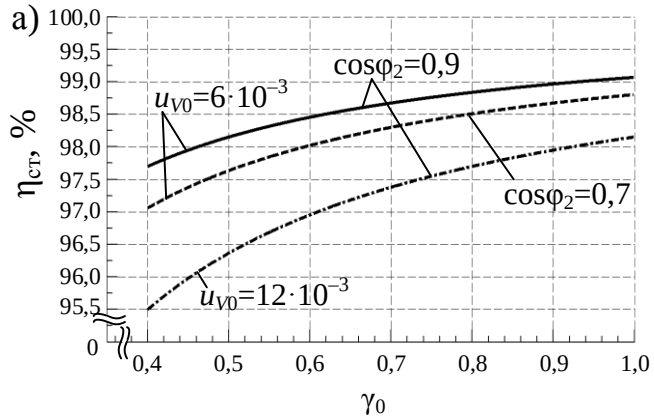


Рисунок 2.36. Зависимость КПД однофазной схемы ВБ по статическим потерям при регулировании напряжения на обобщённой пассивной нагрузке

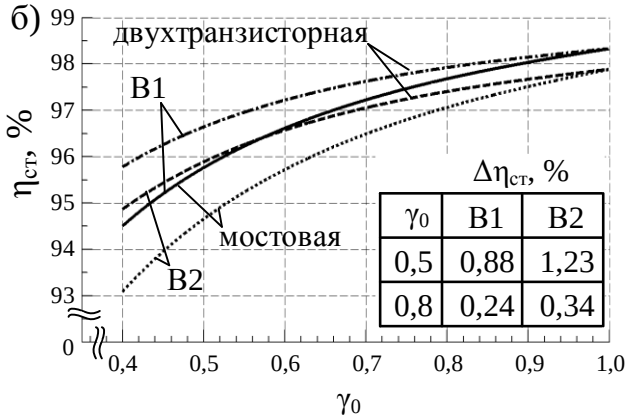


Рисунок 2.37. Зависимость КПД трёхфазной схемы ВБ по статическим потерям при регулировании напряжения на АД марки 4AC80B4Y3 при номинальном скольжении ротора $s_{r.отн}$=1

На Рисунке 2.37 изображены зависимости КПД трёхфазной схемы по статическим потерям при регулировании напряжения на двигателе марки 4AC80B4Y3, работающем с номинальным скольжением ротора. Схема ВБ основана на одном последовательном трёхфазном мостовом ключе и трёх параллельных однофазных ключах. Моделирование выполнено для параметров транзистора марки IRGP30B120KD и двух вариантов диодов: B1 – встроенный антипараллельный диод IRGP30B120KD и B2 – корпусной диод марки STTH810. В середине диапазона регулирования γ_0=0,5 КПД схем существенно отличаются и по абсолютной величине разница достигает 1,23 %. Однако в ЭП преобразователь напряжения преимущественно функционирует в верхнем диапазоне регулирования, что связано с квадратичной зависимостью значения критического момента двигателя от амплитуды статорного напряжения. В более характерной для ЭП рабочей точке γ_0=0,8 различие в КПД составляет всего 0,24-0,34 % и уменьшается с увеличением γ_0. В то же время количество транзисторов при использовании мостовых КПТ снижается почти в два раза (с 7 до 4), что и определило выбор в пользу мостовых схем.

В случае функционирования ППН в составе СГЭЭ с постоянной амплитудой выходного напряжения значение тока нагрузки непосредственно определяется значением полной мощности s_H и не зависит от коэффициента регулирования напряжения γ_0. В соответствии с (2.49) суммарные статические

потери мощности в ВБ распределяются между ключами в зависимости от коэффициента регулирования напряжения

$$p_{\text{S1.ст.ср}} = \sqrt{2} s_2^2 \cdot \gamma_0 \cdot \left(u_{V0.1} / s_2 + r_{V.1} / \sqrt{2} \right),$$
$$p_{\text{S2.ст.ср}} = \sqrt{2} s_2^2 \cdot (1 - \gamma_0) \cdot \left(u_{V0.2} / s_2 + r_{V.2} / \sqrt{2} \right).$$

В связи с тем, что при идеализированной обратной связи по напряжению коэффициент регулирования γ_0 определяется частотой вращения вала генератора (формула (2.37)) увеличение последней приводит к снижению статических потерь мощности в ключах группы S1 и соответствующему увеличению потерь в ключах группы S2, причём суммарное значение при одинаковых ВАХ ключей остаётся практически неизменным

$$p_{\Sigma\text{S.ст.ср}} = \sqrt{2} s_2^2 \cdot \left(u_{V0} / s_2 + r_V / \sqrt{2} \right),$$

но зависящим от мощности s_2.

Динамические потери мощности

Для оценки динамических потерь мощности $p_{\text{S.дин.ср}}$ широкое применение получил метод на основе интегральных значений выделяемых на интервалах коммутации энергий [191, 192], в соответствии с которым

$$p_{\text{S.дин.ср}} = f_S \cdot \left(w_{\text{on}} + w_{\text{off}} \right),$$

где w_{on}, w_{off} – энергия, выделяемая при включении (on) и выключении (off) вентиля.

Экспериментально определённые значения энергий w_{on}, w_{off} приводятся в документации на полупроводниковый прибор или рассчитываются через эквивалентные значения зарядов и длительностей интервалов коммутации. Значения энергий сильно зависят от множества факторов, к основным из которых относятся:

- коммутируемый ток;
- напряжение на ключе до момента коммутации;
- температура;
- параметры цепи управления.

Зависимости энергий от значения коммутируемого тока, напряжения на ключе и температуры кристалла приводятся в графическом виде или задаются коэффициентами аппроксимации функцией вида

$$w(i,u,T_j) = w_B \cdot (i/I_B)^{k_I} \cdot (u/U_B)^{k_U} \cdot (1 + TC_w \cdot (T_j - T_B)),$$

где w_B – энергия, выделяемая в вентиле при номинальных условиях коммутации;

I_B, U_B, T_B – значение тока, напряжения и температуры, соответствующие номинальным условиям;

k_I, k_U – коэффициенты аппроксимации;

TC_w – температурный коэффициент.

Как правило, коммутационные перенапряжения и влияние процессов восстановления блокирующих свойств диодов в режиме «жёсткой» коммутации индуктивной нагрузки учтены в значениях w_{on}, w_{off}. Для IGBT показатель зависимости от тока обычно составляет k_I=1,0-1,1, от напряжения – k_U=1,3-1,4. У кремниевого диода с *pn*-переходом для тока и напряжения показатель равен 0,6-0,7 [191].

Переход вентиля из одного состояния в другое не всегда сопровождается выделением энергии. Режим коммутации вентилей в первую очередь связан со стратегией коммутации и зависит от направления выходного тока $i_2(t)$ и полярности входного напряжения $u_1(t)$ ВБ. Определение режима выполняется при анализе электромагнитных процессов на интервале коммутации, которые в данной работе детально рассмотрены на примере однофазной схемы с четырёхшаговой стратегией и синхронизацией с выходным током ВБ $i_2(t)$ (Рисунок 2.38, 2.39).

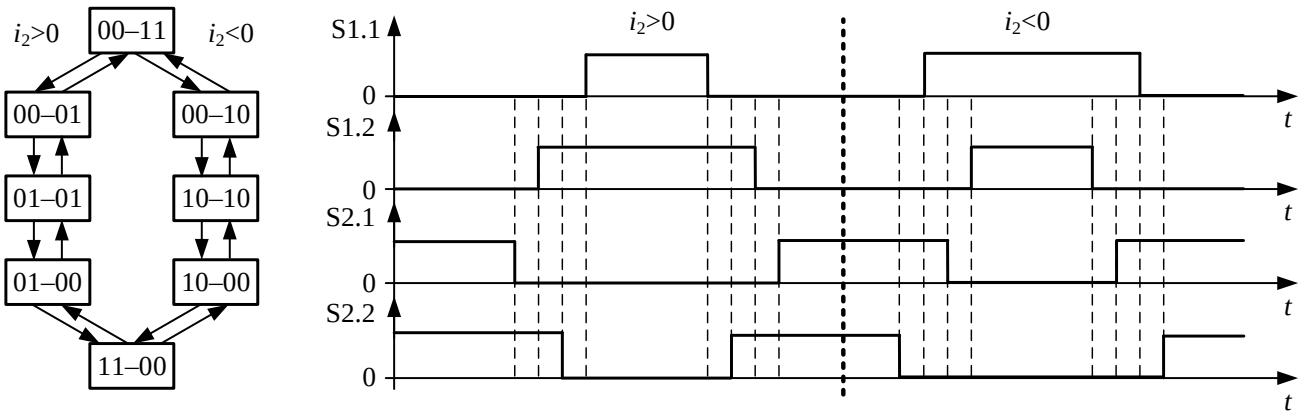


Рисунок 2.38. Последовательность смены состояний ключей при синхронизации с выходным током ВБ

На Рисунке 2.39 каждый ключ ВБ условно представлен в виде двух антипараллельных ключей с односторонней проводимостью. Состояние ключей обозначено четырёхразрядным кодом вида [S1.1 S1.2 – S2.1 S2.2], при этом замкнутому состоянию ключа соответствует «1», а разомкнутому – «0».

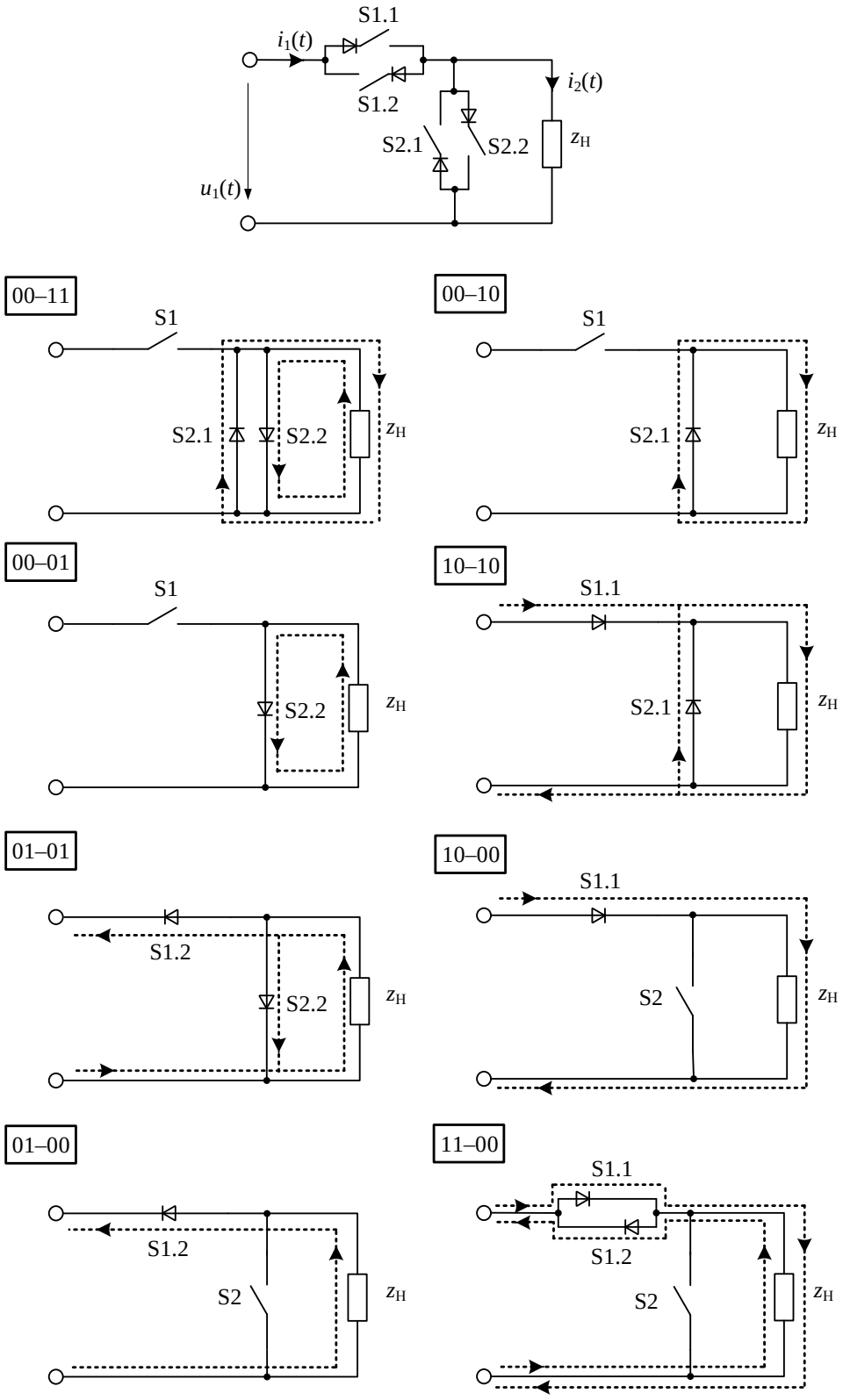


Рисунок 2.39. Схемы замещения ВБ на интервалах коммутации

Переход из состояния [00–11] в состояние [11–00] происходит за четыре шага и сопровождается режимами «мягкой» и «жёсткой» коммутации. При отрицательном направлении тока $i_2(t)$ выключение S2.1 (переход из состояния [00–11] в состояние [00–01]) происходит при нуле напряжения. Режимы коммутации при переходе из состояния [00–01] в [01–01] зависят от полярности входного напряжения: если $u_1(t)<0$, то ключ S1.2 переходит в проводящее состояние при нуле тока; если $u_1(t)>0$, то имеют место потери на включение S1.2 и потери при восстановлении блокирующих свойств диода ветви S2.2. Режим коммутации S2.2 при переходе схемы из состояния [01–01] в [01–00] зависит от предыдущего состояния: если ключ S2.2 не проводил ток ($u_1(t)>0$), то выключение происходит без потерь, иначе – в «жёстком» режиме. Переход из состояния [01–00] в [11–00] всегда происходит при нуле напряжения. При переходе из [11-00] в [00-11] процессы протекают в обратной последовательности.

В случае положительного направления тока $i_2(t)$ режимы коммутации аналогичны и обобщены в Таблице 2.12. В таблице потери при включении, выключении и восстановлении блокирующих свойств условно обозначены соответствующими энергиями.

Таблица 2.12. Режимы коммутации вентилей при четырёхшаговой стратегии коммутации с синхронизацией с током $i_2(t)$

$i_2(t)<0$	[00–11] → [11–00]	$\begin{cases} \text{S1.2} \to w_{\text{on}},\ \text{S2.2} \to w_{rr}, & \text{если} \quad u_1 \uparrow\uparrow i_2, \\ \text{S2.2} \to w_{\text{off}}, & \text{если} \quad u_1 \uparrow\downarrow i_2. \end{cases}$
	[11–00] → [00–11]	$\begin{cases} \text{S1.2} \to w_{\text{off}}, & \text{если} \quad u_1 \uparrow\uparrow i_2, \\ \text{S1.2} \to w_{rr}\ ,\ \text{S2.2} \to w_{\text{on}}, & \text{если} \quad u_1 \uparrow\downarrow i_2. \end{cases}$
$i_2(t)>0$	[00–11] → [11–00]	$\begin{cases} \text{S1.1} \to w_{\text{on}}\ ,\ \text{S2.1} \to w_{rr}, & \text{если} \quad u_1 \uparrow\uparrow i_2, \\ \text{S2.1} \to w_{\text{off}}, & \text{если} \quad u_1 \uparrow\downarrow i_2. \end{cases}$
	[11–00] → [00–11]	$\begin{cases} \text{S1.1} \to w_{\text{off}}, & \text{если} \quad u_1 \uparrow\uparrow i_2, \\ \text{S1.1} \to w_{rr}\ ,\ \text{S2.1} \to w_{\text{on}}, & \text{если} \quad u_1 \uparrow\downarrow i_2. \end{cases}$

В соответствии с результатами анализа коммутационные процессы в однофазной схеме аналогичны процессам в двухтранзисторной стойке автономного инвертора напряжения с ШИМ с той разницей, что в рассматриваемой схеме ППН каждой полярности входного напряжения

соответствует своя стойка. Суммарная энергия потерь за полный цикл коммутации [00–11] → [11–00] → [11–00] → [00–11] равна $w_\Sigma = w_{on} + w_{off} + w_{rr}$, но, в отличии от АИН, напряжение на ключах ППН непостоянно и меняется по огибающей первой гармоники напряжения $u_1(t)$. Это означает, что значения энергий w_{on}, w_{off}, w_{rr} в схеме понижающего ППН при равных прочих условиях всегда меньше, чем в схеме АИН.

При сонаправленных напряжении $u_1(t)$ и токе $i_2(t)$ процессы протекают аналогично схеме понижающего преобразователя постоянного напряжения. В частности, при малом фазовом сдвиге φ_2 ключи группы S2 функционируют преимущественно в диодном режиме и коммутационные потери в транзисторах ключей S2 близки нулю, в то время как потери в диодах являются преобладающими (для ключей группы S1 – наоборот). В общем случае потери мощности, связанные с восстановлением блокирующих свойств диодов, в ключах группы S2 имеют место только при сонаправленных напряжении $u_1(t)$ и токе $i_2(t)$, а в ключах группы S1 – при разнонаправленных.

Различие в режимах коммутации вентилей важно учитывать при формировании требований к быстродействию диодов и транзисторов ключей разных групп. В частности, при $\varphi_2 \to 0$ использование в ключах группы S2 диодов с малым зарядом неосновных носителей может существенно уменьшить коммутационные потери в этих ключах, в то время как эффект от использования быстродействующих диодов в группе S1 будет незначительным.

Приведённые результаты анализа режимов коммутации соответствуют и другим четырёхшаговым стратегиям, причём как в однофазных, так и в трёхфазных схемах ВБ.

Анализ стратегии с введением межкоммутационных пауз (стратегия «break-before-make») выполнен при допущении, что на интервале паузы ток $i_2(t)$ замыкается через идеализированный контур, который в реальном случае обеспечивается конденсаторами снабберных цепей. Также как и в многошаговых стратегиях может иметь место как режим «мягкой», так и «жёсткой» коммутации.

Условием режима «жёсткой» коммутации является одновременно ненулевые ток и напряжение вентиля.

Тепловое моделирование

Тепловое моделирование необходимо для оценки максимальной рабочей температуры кристаллов вентилей в задачах выбора полупроводниковых приборов и системы их охлаждения. Сложность моделирования обусловлена нелинейностью характеристик приборов и их зависимостью от температуры. В связи с этим при проектировании силовых полупроводниковых устройств оценка температуры зачастую производится итерационными методами на основе упрощённых одномерных тепловых моделей, обеспечивающих достаточную точность результатов на первых этапах синтеза и рекомендуемых производителями силовых полупроводниковых приборов [191].

В соответствии с используемой в данной работе упрощённой одномерной тепловой моделью анализируемая система условно делится на три зоны: кристалл – корпус (*j*-*c*), корпус – теплоотвод (*c*-*s*), теплоотвод – окружающая среда (*s*-*a*) (Рисунок 2.40). Эквивалентный тепловой динамический импеданс каждой зоны аппроксимируется суммой экспоненциальных функций

$$Z_{th}(t) = \sum_{n=1}^{N} R_{th.n} \cdot \left(1 - e^{-1/\tau_{th.n}}\right),$$

где R_{th} – тепловое сопротивление;

τ_{th} – тепловая постоянная времени;

N – количество слагаемых (обычно N<3).

Конфигурация схемы замещения зависит от количества приборов в составе модуля (при модульном исполнении) и количества приборов (модулей), размещённых на общем радиаторе.

Упрощённая одномерная тепловая модель соответствует условиям и допущениям:

- параметры системы не зависят от температуры;
- источником тепла является кристалл прибора;
- основная часть тепловой энергии передаётся за счёт теплопроводности;
- температура корпуса прибора в каждой точке одинакова;

– температура теплоотвода в каждой точке одинакова;

– температура окружающей среды постоянна.

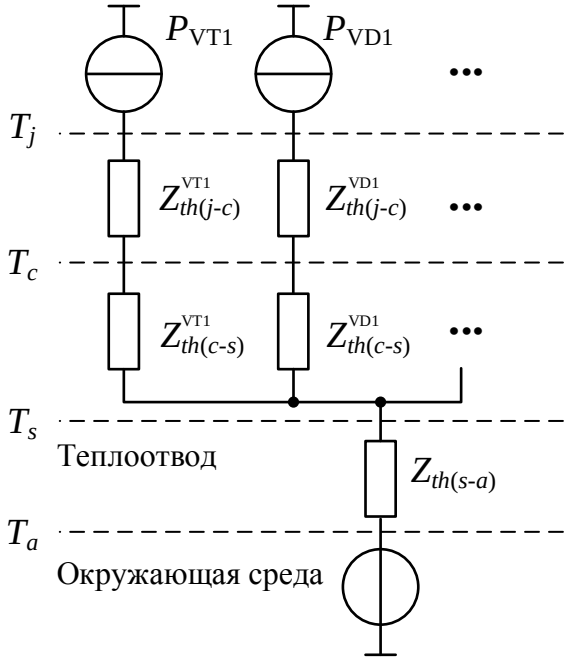


Рисунок 2.40. Эквивалентная тепловая схема замещения полупроводниковых приборов и элементов системы охлаждения

Коэффициент пульсаций температуры транзистора наименьший в мостовых схемах, что обусловлено б*о*льшим коэффициентом использования прибора по току. В приведённом на Рисунке 2.41 примере коэффициенты пульсаций температуры транзистора мостовой и двухтранзисторной схем КПТ отличаются в 2,4 раза. Диаграммы построены в разработанном программном приложении C Sim.

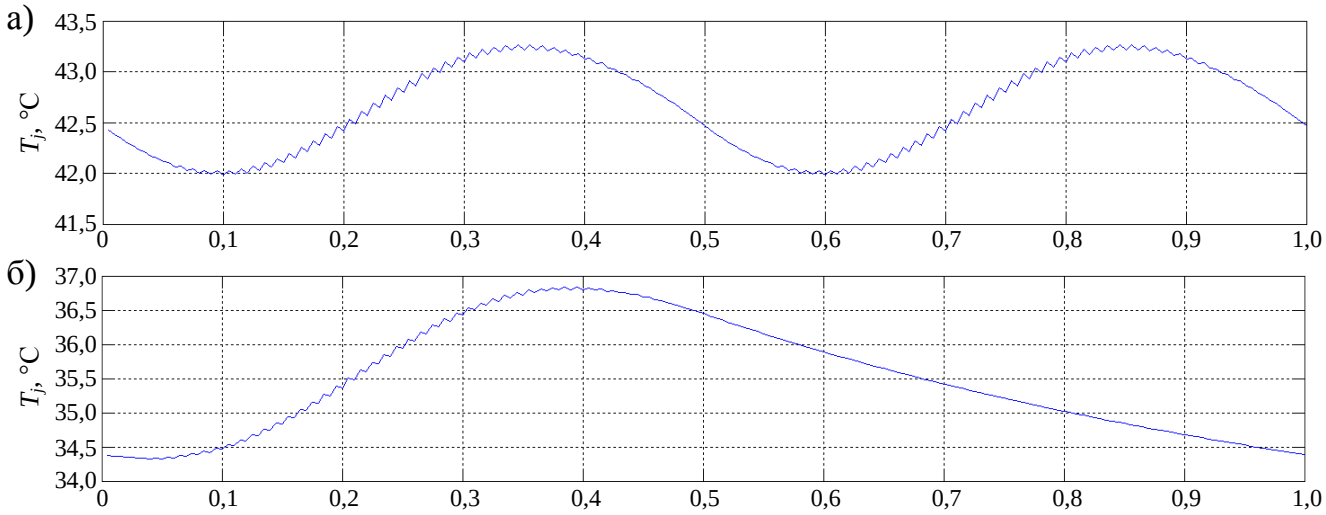


Рисунок 2.41. Результаты моделирования температуры кристаллов транзисторов КПТ: а) однофазная мостовая схема, б) однофазная двухтранзисторная схема

Способы повышения КПД

Из результатов аналитического моделирования и эксперимента следует, что номинальное значение КПД понижающего ППН лежит в диапазоне η=95-97 %. Числовые значения границ диапазона являются ориентировочными и зависят от многих факторов, включая уровень мощности ППН, но всё же характерны для импульсных IGBT-преобразователей [199].

Для многих применений ППН такое значение КПД считается приемлемым, однако при использовании преобразователя в качестве устройства повышения энергетической эффективности АД значение энергии потерь в преобразователе и энергии, сберегаемой в двигателе, могут быть соизмеримыми. В некоторых случаях это ставит под сомнение целесообразность использования устройства в целях энергосбережения. В связи с этим для расширения области применения ППН важной задачей является повышение КПД и потенциал для этого имеется (Таблица 2.13).

Таблица 2.13. Мероприятия, позволяющие снизить потери мощности в элементах ППН

Элемент	Мероприятие
ВБ	1) использование вентилей с улучшенными статическими и динамическими характеристиками; 2) разработка и применение алгоритмов «мягкой» коммутации;
СЦ	3) уменьшение значений межкоммутационных пауз; 4) применение многошаговых стратегий коммутации; 5) применение схемотехнических решений, позволяющих регулировать значение выделяемой в СЦ энергии в зависимости от нагрузки; 6) рекуперация энергии (активные СЦ);
Фильтр	7) использование активного демпфирования.

К наиболее очевидным способам снижения потерь мощности в ВБ относится использование вентилей нового поколения с улучшенными характеристиками. В частности, на сегодня доступны IGBT с параметрами прямой ветви ВАХ u_0=0,5-0,6 В, r=5-6 мОм [200, 201]. В преобразователе с высокочастотной коммутацией существенное снижение динамических потерь мощности возможно за счёт использования вентилей на основе SiC или GaN.

Другим способом снижения динамических потерь мощности является разработка схем и алгоритмов «мягкой» коммутации. Подобные алгоритмы

(алгоритмы мультирезонансной коммутации) нашли применение в автономных инверторах с ШИМ и продолжают активно разрабатываться [202].

В случае использования стратегии коммутации с введением межкоммутационных пауз значительная доля потерь мощности приходится на СЦ, причём значение квадратично зависит от относительной длительности паузы. В частности, в разработанном ППН с пассивной СЦ потери мощности в ней превышают 33 %. В связи с этим рекомендуется применять многошаговые стратегии переключения вентилей, но если схема ВБ этого не позволяет (напр., при построении на базе мостовых схем КПТ), то необходима максимально точная оценка минимального времени восстановления запирающих свойств вентилей и связанная с этим оптимизация длительностей межкоммутационных пауз. При широком диапазоне изменения нагрузки целесообразно рассмотрение функции адаптивной задержки на переключение, что часто применяется для повышения КПД DC-DC преобразователей (напр., ШИМ контроллер UCC28950 от TI).

Потери мощности в пассивной СЦ зависят от значения коммутируемого тока. В простейшем случае цепь проектируется таким образом, чтобы средняя накопленная на интервалах межкоммутационных пауз энергия равнялась энергии, рассеиваемой отводящими элементами. В таком случае снижение тока нагрузки при том же значении отводимой мощности может привести к потреблению энергии от питающего источника и снижению КПД схемы в области малых нагрузок. В связи с этим необходимо применение схемотехнических решений, позволяющих управлять рассеиваемой в СЦ мощностью и такие решения разработаны в параграфе 2.6.

К другим способам снижения энергии потерь в СЦ относится её рекуперация с помощью активных преобразователей. В ППН большой мощности, когда отвод тепла от СЦ становится проблематичным, экономическая целесообразность применение активных СЦ должна быть рассмотрена в первую очередь.

Значимая доля потерь мощности в силовых фильтрах приходится на демпфирующие цепи. Перспективным способом решения этой проблемы является

применение алгоритмов активного демпфирования [203], заключающихся в подавлении резонансных свойств фильтра за счёт коррекции его частотной характеристики в контуре автоматического регулирования.

Реализация перечисленных мероприятий приводит к увеличению стоимости и/или сложности ППН, поэтому любое решение должно быть обоснованным и приниматься в результате комплексного анализа баланса потерь в элементах преобразователя. Необходимо также учитывать, что кроме перечисленных мероприятий важную роль в повышении энергетической эффективности ППН играет выбор подходящей силовой схемы ВБ и схем КПТ, определение оптимальных параметров преобразователя (включая частоту коммутации) и использование ППН в энергооптимальном диапазоне регулирования напряжения. Приведённые в текущей главе результаты анализа энергетических показателей ППН и разработанные методики проектирования его элементов упрощают решение указанных задач.

Выводы и рекомендации:

1) Энергетические показатели ППН, характеризующие устройство как потребитель электрической энергии, в определяющей степени зависят от параметров входного фильтра. При этом наибольшее влияние на баланс мощностей оказывает реактивное сопротивление конденсатора фильтра на частоте первой гармоники, установленная мощность которого, как правило, на порядки больше мощности реактора фильтра (на примере ППН с АД марки 4AC80B4Y3 показано соотношение s_{C1}/s_{L1}=60-80). Показатели гармонических искажений входного тока зависят от параметров обоих элементов фильтра и выражены через коэффициент отношения частот $N_{Ф1.S}$.

2) В случае регулирования напряжения на пассивной нагрузке зависимости полной мощности и коэффициента сдвига первой гармоники входного тока ППН от коэффициента регулирования напряжения имеют экстремум (при определённом соотношении между параметрами ППН и нагрузки). Использование установленных зависимостей позволяет проектировать входной и выходной фильтры с обеспечением оптимальных энергетических показателей

преобразователя. Рекомендуется использовать критерий минимума потребляемой полной мощности, критерий максимума коэффициента мощности или критерий равенства нулю реактивной мощности.

3) Имеется диапазон регулирования напряжения, в котором коэффициент мощности ППН превышает аналогичный показатель нагрузки. Нижняя граница диапазона $\gamma_{0.2}$ составляет 70 % от критического значения коэффициента регулирования напряжения γ_0^{**}, при котором коэффициент сдвига k_C первой гармоники входного тока равен единице. Ширина пика коэффициента k_C уменьшается при смещении γ_0^{**} в нижний диапазон регулирования (ширина левого полупика приблизительно равна 30 % от γ_0^{**} или 40 % от $\gamma_{0.2}$). Значение γ_0^{**} и граница диапазона $\gamma_{0.2}$ непосредственно зависят от сопротивления конденсатора входного фильтра на частоте первой гармоники.

4) При регулировании напряжения на АД критическое значение коэффициента регулирования γ_0^{**} зависит от скольжения ротора. Максимальное значение γ_0^{**} имеет место при s_r=0 (режим идеального холостого хода двигателя).

5) Проектируя фильтр Ф2, следует закладывать резистивно-индуктивный характер эквивалентного полного сопротивления выходной цепи ППН ($x_{экв}\geq 0$). В противном случае ($k_{qs.2}<0$) коэффициент сдвига входного тока ППН будет меньше единицы во всём диапазоне регулирования напряжения.

6) В случае функционирования ППН в составе СГЭЭ зависимость входного тока от частоты питающего напряжения n является немонотонной с минимумом в точке $n=n_{кр}$. При частоте $n>n_{кр}$ имеет место резкое увеличение полной мощности системы и уменьшение коэффициента сдвига первой гармоники входного тока $\mathbf{I}(t)$, что связано с увеличением его ёмкостной составляющей. Рост ёмкостной составляющей тока приводит к снижению качества использования генератора вследствие подмагничивания машины. В связи этим установленные мощности конденсаторов обоих фильтров должны быть минимальными и выбираться исходя из максимальной частоты $n_{макс}$, причём рекомендуется задавать критическое значение частоты $n_{кр}$ за пределами диапазона регулирования ($n_{кр}>n_{макс}$).

7) В СГЭЭ расширение диапазона изменения частоты напряжения генератора негативно сказывается на показателях качества использования ППН и электрической машины, приводя к увеличению установленной мощности генератора и элементов фильтров, а также к снижению качества использования ключей ППН по току и напряжению. Рекомендуемый диапазон изменения частоты n=1-2.

8) Рекомендуется построение СГЭЭ с $k_0 \to 1$. В этом случае уменьшаются амплитуда напряжения на реактивных элементах и полупроводниковых приборах, установленная мощность реактивных элементов и динамические потери мощности в ключах ВБ, а также обеспечиваются наилучшие показатели гармонических искажений.

9) ВБ преобразователя вносит минимальные гармонические искажения в токи и напряжения при работе в верхнем диапазоне регулирования ($\gamma_0 \to 1$). При соотношении частот $N_{Ф1.S}$=1/4 суммарный коэффициент гармоник входного тока на интервале γ_0>0,6 не превышает 5 %, что соответствует коэффициенту искажения $k_{И.i}$>0,9987. Доминируют гармоники группы k=1 и во многих практических задачах можно ограничиться рассмотрением гармоник только этой группы.

10) На примере ППН с АД марки 4AC80B4Y3 показано, что суммарный коэффициент гармоник тока статора двигателя при номинальном скольжении не превышает 10 % уже при кратности частоты коммутации N_S=100 (без использования фильтра Ф2), причём на интервале γ_0>0,8 показатель составляет менее 3 %.

11) Чувствительность ППН к качеству питающего напряжения зависит от рабочей точки γ_0. При суммарном коэффициенте гармоник входного напряжения 10 % увеличение аналогичного показателя выходного напряжения при γ_0=0,8 составляет около 5 %, а при γ_0=0,5 – всего 1 %, причём увеличиваются искажения преимущественно в области нижних частот. Вследствие дифференцирующего свойства конденсатора доля низкочастотных гармоник во входном токе ППН при

малых нагрузках может составлять десятки процентов, что необходимо принимать во внимание при выборе ёмкости фильтра.

12) Преобразователь характеризуется максимальным значением КПД при функционировании в верхнем диапазоне регулирования ($\gamma_0 \to 1$). При уменьшении коэффициента мощности нагрузки КПД снижается, что также необходимо учитывать при проектировании выходного фильтра (если фильтр имеется в составе ППН).

13) При малом фазовом сдвиге φ_2 ключи группы S2 функционируют преимущественно в диодном режиме и коммутационные потери мощности в транзисторах ключей S2 близки нулю, в то время как потери в диодах являются преобладающими (для ключей группы S1 – наоборот). В общем случае потери мощности, связанные с восстановлением блокирующих свойств диодов, в ключах группы S2 имеют место только при сонаправленных напряжении $u_1(t)$ и токе $i_2(t)$, а в ключах группы S1 – при разнонаправленных. Различие в режимах коммутации вентилей важно учитывать при формировании требований к быстродействию диодов и транзисторов ключей разных групп.

14) Коммутационные процессы в однофазной схеме ВБ понижающего ППН аналогичны процессам в двухтранзисторной стойке автономного инвертора напряжения с ШИМ с той разницей, что в рассматриваемой схеме ППН каждой полярности входного напряжения соответствует своя стойка. Суммарная энергия потерь за полный цикл коммутации равна $w_\Sigma = w_{on} + w_{off} + w_{rr}$, но значения энергий w_{on}, w_{off}, w_{rr} в схеме понижающего ППН при равных прочих условиях всегда меньше, чем в схеме АИН.

15) КПД силовой схемы с мостовыми параллельными КПТ может не сильно отличаться от КПД схемы с двухтранзисторными параллельными КПТ. В рассмотренном примере показано, что в рабочей точке $\gamma_0 = 0{,}8$ различие в КПД по статическим потерям составляет всего 0,24-0,34 % и уменьшается с увеличением γ_0. В то же время количество транзисторов при использовании мостовых КПТ снижается в 1,5-2 раза.

16) В СГЭЭ при условии полной симметрии силовой схемы ВБ и одинаковых параметрах приборов ключей групп S1, S2 суммарные статические потери мощности в ключах практически не зависят от частоты генератора. Коммутационные потери мощности существенно (в степени 1,2-1,3) зависят от значения напряжения на ключах, поэтому в случае преобладания коммутационных потерь увеличение частоты напряжения генератора влечёт существенно снижение КПД схемы ВБ.

17) Наибольшие пульсации температуры кристалла имеют место в вентилях, токи которых не характеризуются полуволновой симметрией. К ним относятся управляемые приборы двух- и трёхтранзисторных схем КПТ, а также диоды всех схем КПТ.

18) При тепловом расчёте силовой схемы ППН, функционирующего в составе СГЭЭ, особенно важно рассмотрение режима работы системы с максимальной частотой n.

2.5 Сравнительный анализ энергетических показателей

2.5.1 Сравнительный анализ с ППН с ФСР

ППН на основе классической схемы со встречно-параллельным включением тиристоров (Рисунок 2.42) получили широкое применение в различных электротехнических комплексах и системах. Исследуемый в данной работе импульсный преобразователь напряжения позиционируется как устройство с улучшенными энергетическими показателями по отношению к ППН с ФСР, поэтому важной задачей является сравнение показателей этих двух устройств.

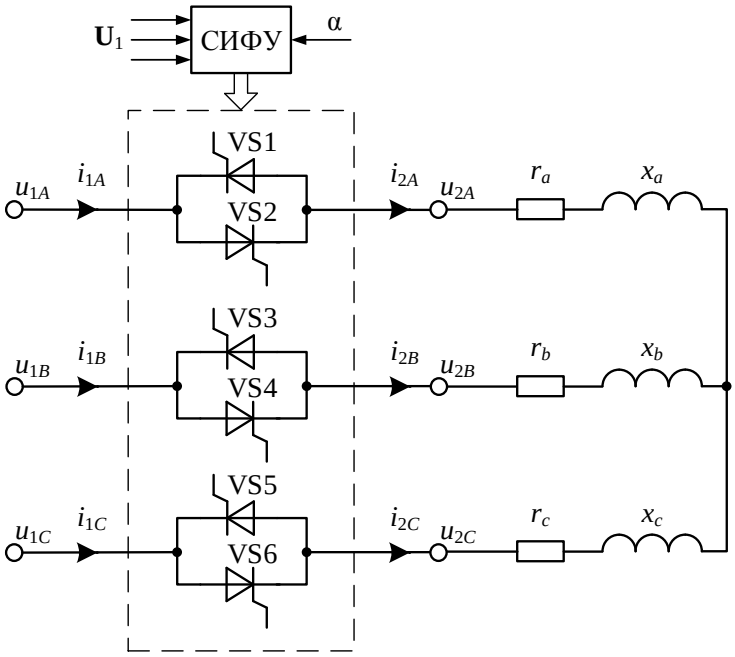


Рисунок 2.42. Силовая схема ППН с ФСР

Расчёт энергетических показателей импульсного ППН выполнен на основе аналитических моделей, изложенных в параграфе 2.3, а показатели ППН с ФСР рассчитаны с использованием компьютерной имитационной модели этого устройства в приложении Simulink. Для обоих сравниваемых преобразователей рассмотрен случай регулировании напряжения на RL-нагрузке с параметрами, соответствующими эквивалентной математической модели АД марки 4AC80B4Y3 при питании от источника напряжения неограниченной мощности. Эквивалентное сопротивление конденсаторов фильтра импульсного ППН x_{C1}=4,7 задано равным значению в собранном экспериментальном макете.

К широко известным особенностям ППН с ФСР относится увеличение потребления реактивной мощности системы при регулировании напряжения, причём реактивная составляющая полной мощности *s* всегда больше реактивной мощности нагрузки [14]. Результаты моделирования не противоречат этому факту (Рисунок 2.43). Коэффициент сдвига входного тока практически линейно зависит от значения амплитуды первой гармоники выходного напряжения и даже при номинальном скольжении двигателя достигает неприемлемо низких значений уже при $U_{2(1)}$<0,9, а при $U_{2(1)}$=0,5 составляет k_C=0,4. Коэффициент мощности устройства принимает ещё более низкие значения вследствие несинусоидальности токов.

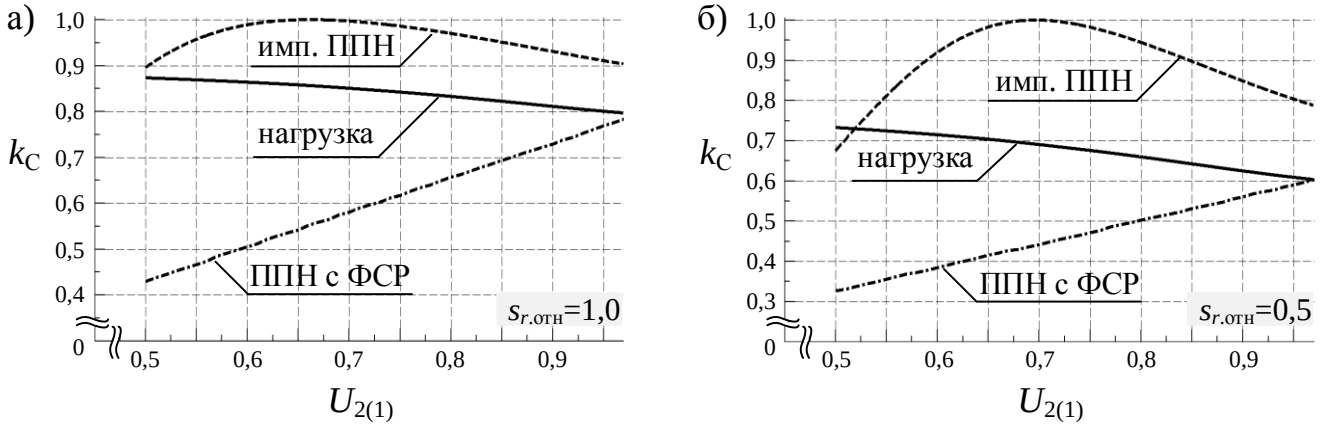


Рисунок 2.43. Графики зависимости коэффициента сдвига первой гармоники входного тока преобразователей и нагрузки от амплитуды первой гармоники напряжения при разных параметрах нагрузки

В случае импульсного ППН коэффициент сдвига входного тока во всём рабочем диапазоне регулирования напряжения превышает коэффициент мощности нагрузки и это является принципиально важным достоинством по сравнению с тиристорным аналогом. Даже при работе двигателя вблизи точки холостого хода коэффициент сдвига входного тока ППН может достигать значения k_C=1 (Рисунок 2.43б), в то время как коэффициент мощности двигателя не превышает 0,7. Коэффициент искажения входного тока, как правило, близок к единице (не менее $k_И$=0,98), т.е. доля составляющей искажений в полной мощности незначительная.

В спектре токов и напряжений ППН с ФСР значительную амплитуду имеют гармоники с номерами n=5, 7, 11, 13 и др. (Рисунок 2.44). В диапазоне регулирования 1:2 суммарный коэффициент гармоник тока может превышать 20 %, а напряжения – 140 % (Рисунок 2.45). В обеих переменных доминирует 5-я гармоника, амплитуда которой практически линейно увеличивается при регулировании напряжения в сторону уменьшения (Рисунок 2.44а,д). Известно, что 5-я гармоника оказывает значительное влияние на механические характеристики двигателя, вызывает пульсации скорости и электромагнитного момента, при этом гармонику проблематично фильтровать из-за малой частоты и близости к первой гармонике.

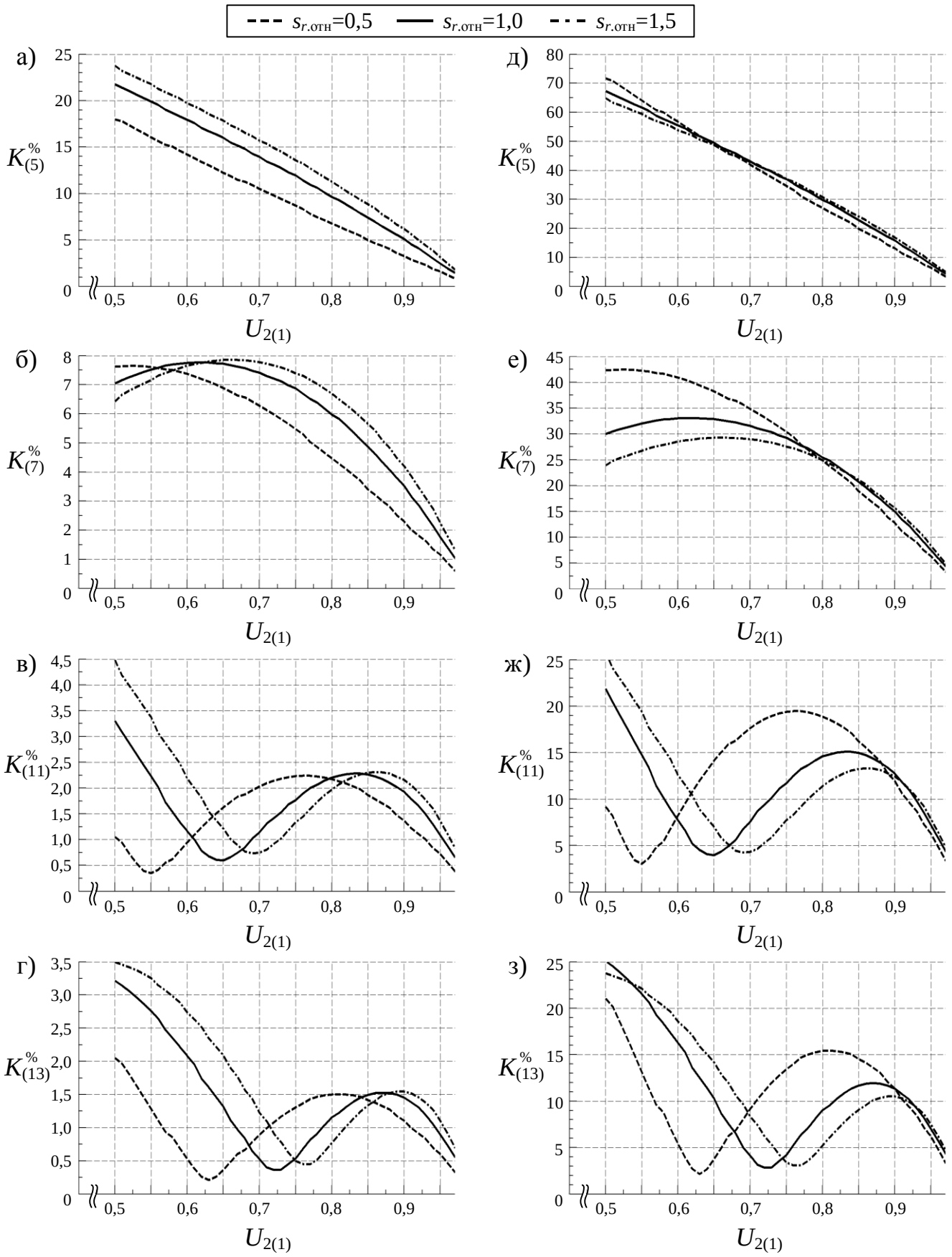


Рисунок 2.44. Графики зависимости коэффициентов *n*-й гармонической составляющей от амплитуды первой гармоники напряжения при разных параметрах нагрузки: а-г) гармоники в токах преобразователя, д-з) гармоники в выходном напряжении преобразователя

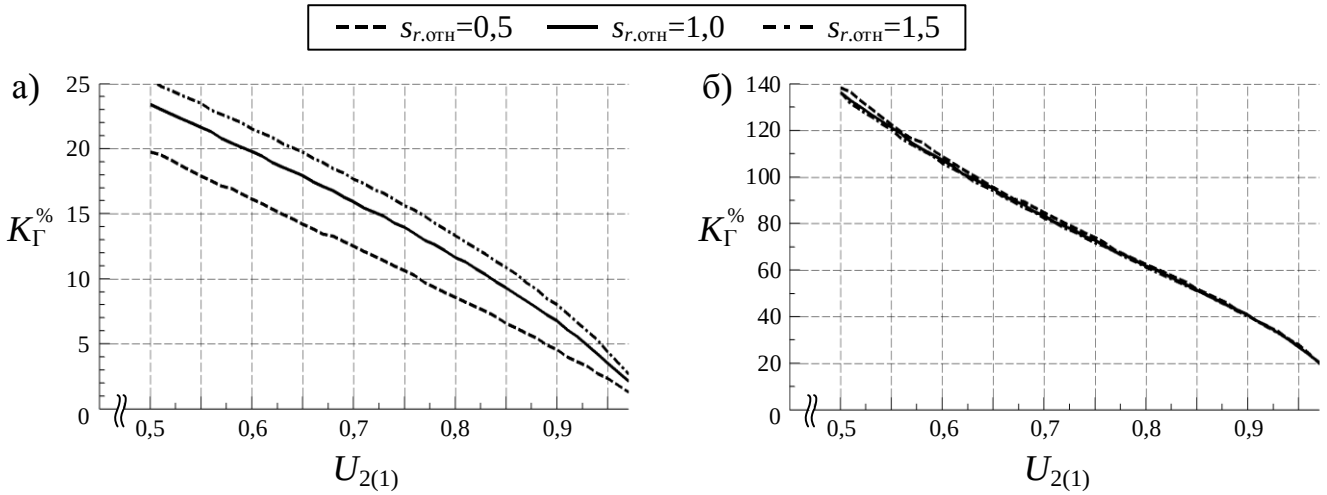


Рисунок 2.45. Графики зависимости суммарного коэффициента гармоник от амплитуды первой гармоники напряжения при разных параметрах нагрузки: а) токи преобразователя, б) выходное напряжение преобразователя

В соответствии с результатами исследования, изложенными в параграфе 2.4, для импульсного ППН суммарный коэффициент гармоник входного тока или выходного напряжения не превышает 5 % уже при кратности частоты резонанса фильтров $N_{Ф.S}$<1/4. Это значение меньше коэффициента даже одной 7-й гармоники в спектре токов тиристорного ППН. Более того, изменяя параметр $N_{Ф.S}$ теоретически можно обеспечить любое значение показателей гармонических искажений, в то время как в случае ППН с ФСР такой степени свободы нет – амплитуды гармоник зависят только от глубины регулирования напряжения и параметров нагрузки.

2.5.2 Сравнительный анализ качества выходного напряжения понижающего ППН и АИН

Сравнительный анализ выходного напряжения рассматриваемых преобразователей является важной задачей, в результате решения которой можно прогнозировать различия в технико-экономических показателях выходного фильтра или, при его отсутствии, в показателях качества тока нагрузки.

По условиям анализа входное напряжение АИН (Рисунок 2.46) принято постоянным с нулевыми пульсациями. Способ регулирования – двусторонняя синусоидальная ШИМ. Частота задающего сигнала АИН равна частоте входного напряжения ППН. В качестве сравниваемых показателей использованы

коэффициент *n*-й гармонической составляющей, суммарный коэффициент гармоник и интегральный суммарный коэффициент гармоник.

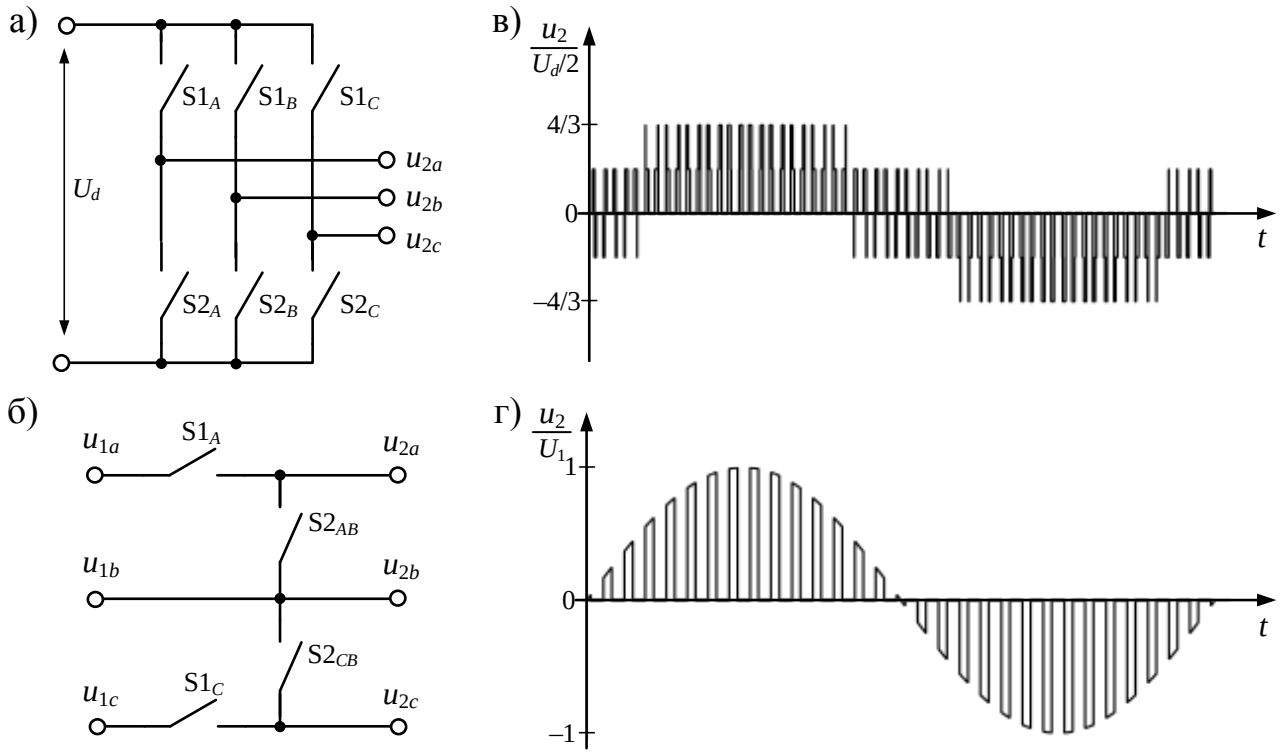


Рисунок 2.46. а) Схема АИН и в) временная диаграмма фазного напряжения при коэффициенте модуляции m_0=0,4; б) схема ППН и г) временная диаграмма фазного напряжения при коэффициенте регулирования γ_0=0,4

Фазное напряжение АИН при нулевой начальной фазе описывается рядом

$$u_2^*(t)=\frac{u_2(t)}{U_d/2}=m_0\cdot\cos\left(\omega_{(1)}\cdot t\right)+2\sum_{k=1}^{\infty}\sum_{j=1}^{\infty}\left[C_k(j)\cdot J_j(M_k)\cdot\cos\left(\left(k\cdot\omega_S\pm j\cdot\omega_{(1)}\right)\cdot t\right)\right],$$

где $j\neq3,6,9,\ldots$;

U_d – входное напряжение преобразователя;

m_0 – коэффициент модуляции (относительная амплитуда первой гармоники);

$\omega_{(1)}$ – угловая частота задающего напряжения модулятора;

J_k – функция Бесселя 1-го рода порядка k;

$C_k(j)=2/(k\cdot\pi)\cdot\sin\left((k+j)\cdot\pi/2\right)$; $M_k=k\cdot\pi\cdot m_0/2$.

В спектре (Рисунок 2.47б) имеется первая гармоника с частотой $f_{(1)}$ и высшие гармоники с частотами $f_{k,j}=k\cdot f_S\pm j\cdot f_{(1)}$ ($j\neq3,6,9,\ldots$). В каждой группе k содержатся гармоники преобладающей амплитудой, которые далее в рамках этого параграфа условно называются значимыми. В группах k=1,2,3 можно выделить по две значимые гармоники, частоты и амплитуды которых приведены в Таблице 2.14.

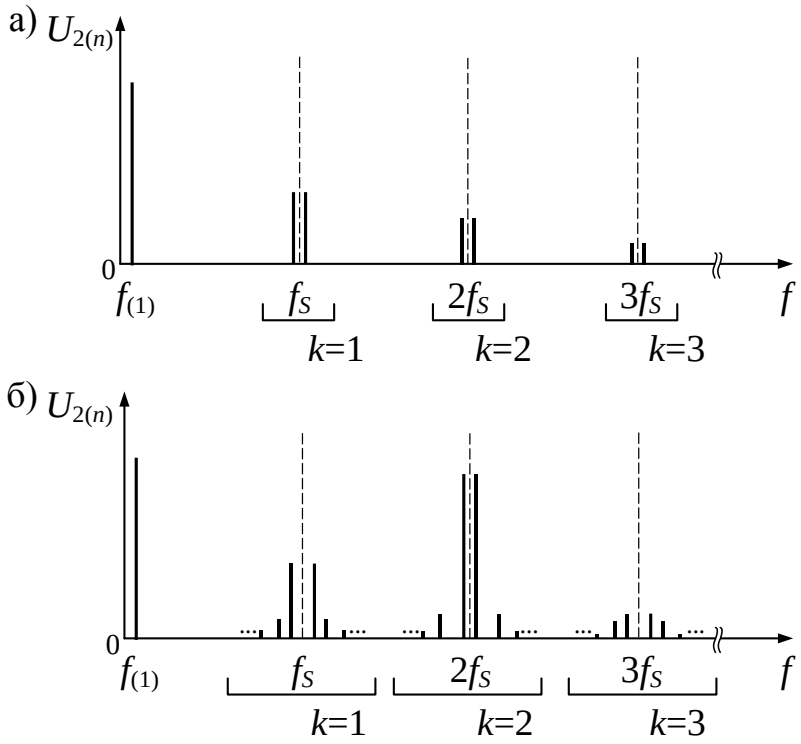


Рисунок 2.47. Спектральный состав фазных напряжений: а) ППН с ШИР, б) АИН с ШИМ

Таблица 2.14. Значимые гармоники фазного напряжения АИН

	Частота	Амплитуда
k=1, j=2	$f_S \pm 2f_{(1)}$	$2/\pi \left\| J_2(M_1) \right\|$
k=2, j=1	$2f_S \pm f_{(1)}$	$1/\pi \left\| J_1(M_2) \right\|$
k=3, j=2	$3f_S \pm 2f_{(1)}$	$2/(3\pi) \left\| J_2(M_3) \right\|$

Коэффициент n-й гармонической составляющей для значимых гармоник групп k=1, 2, 3 и суммарный коэффициент гармоник

$$K_{(n)}\Big|_{\substack{k=1\\j=2}} = \frac{4}{\pi \cdot m_0} J_2(\pi \cdot m_0/2), \qquad K_{(n)}\Big|_{\substack{k=2\\j=1}} = \frac{2}{\pi \cdot m_0} J_1(\pi \cdot m_0),$$

$$K_{(n)}\Big|_{\substack{k=3\\j=2}} = \frac{4}{3\pi \cdot m_0} J_2(3\pi \cdot m_0/2), \qquad K_\Gamma = \sqrt{\frac{8}{\sqrt{3}\pi \cdot m_0} - 1}.$$

Формула для расчёта K_Γ приведена в [204].

На основании того, что вклад каждой гармоники в значение интегрального суммарного коэффициента гармоник обратно пропорционален их номеру, при выводе приближённой формулы ограничено количество учитываемых групп высших гармоник и рассмотрены только значимые гармоники. Ввиду большой кратности частоты коммутации частоты значимых гармоник каждой группы k приняты равными $f_k = k \cdot f_S$. В результате анализа установлено, что расчёт с учётом

гармоник только первой группы при малых q не обеспечивает достаточной точности вследствие преобладания гармоник второй группы практически во всём диапазоне регулирования напряжения (Рисунок 2.48б). Рассматривая гармоники до второй группы включительно и ограничиваясь первыми членами разложений функций Бесселя в ряд (допустимо ввиду малости аргумента) результирующую формулу для расчёта приведённого интегрального суммарного коэффициента гармоник можно преобразовать к конечному виду

$$\overline{K}_{\text{Г.пр}}^{\langle q \rangle} \approx \sqrt{(5q-7)\frac{\pi^2}{384}m_0^2 + \frac{1}{2^{2q-1}}}\,.$$

Относительная ошибка аппроксимации для q=2 не превышает 5,2 %, для q=3 – 7 % во всём диапазоне регулирования напряжения. Для других порядков q использовать упрощённую формулу не рекомендуется.

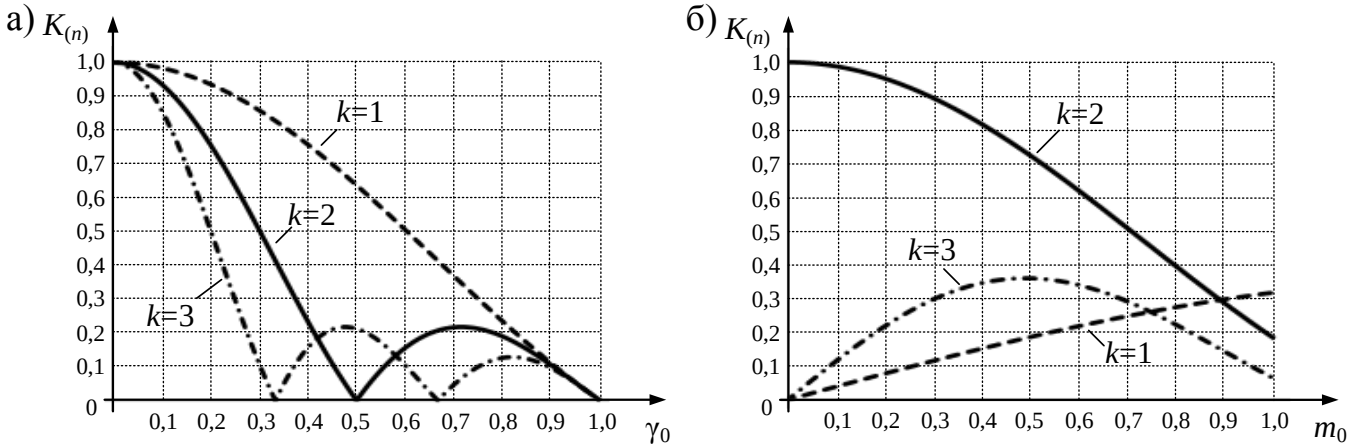


Рисунок 2.48. Графики зависимости коэффициента n-й гармонической составляющей для значимых гармоник выходного напряжения а) ППН от коэффициента регулирования и б) АИН от коэффициента модуляции

В обоих преобразователях высшие гармоники напряжения сосредоточены в области частот, кратных частоте коммутации f_S, при этом k-я группа высших гармоник напряжения АИН, по сравнению с ППН, содержит большее число составляющих (Рисунок 2.47). В напряжении ППН преобладает группа гармоник в области частоты коммутации, в то время как в случае АИН практически во всём диапазоне регулирования наибольшие искажения вносят гармоники второй группы (Рисунок 2.48), что в принципе можно заметить и визуально сравнивая диаграммы на Рисунке 2.46. Коэффициент n-й гармонической составляющей для

гармоник первой группы напряжения ППН меньше этого показателя напряжения АИН при γ_0, m_0>0,77.

Во всём диапазоне регулирования суммарный коэффициент гармоник напряжения АИН существенно больше (более чем на 20 %), чем в случае ППН (Рисунок 2.49а), причём наибольшие различия наблюдаются в верхнем диапазоне регулирования. Интегральный суммарный коэффициент гармоник (Рисунок 2.49б) напряжения ППН в диапазоне регулирования γ_0, m_0<0,5 превышает этот показатель напряжения АИН в разы. Это связано с преобладанием гармоник первой группы в напряжении ППН. Однако, при γ_0, m_0>0,8 у ППН имеются преимущества по этому показателю.

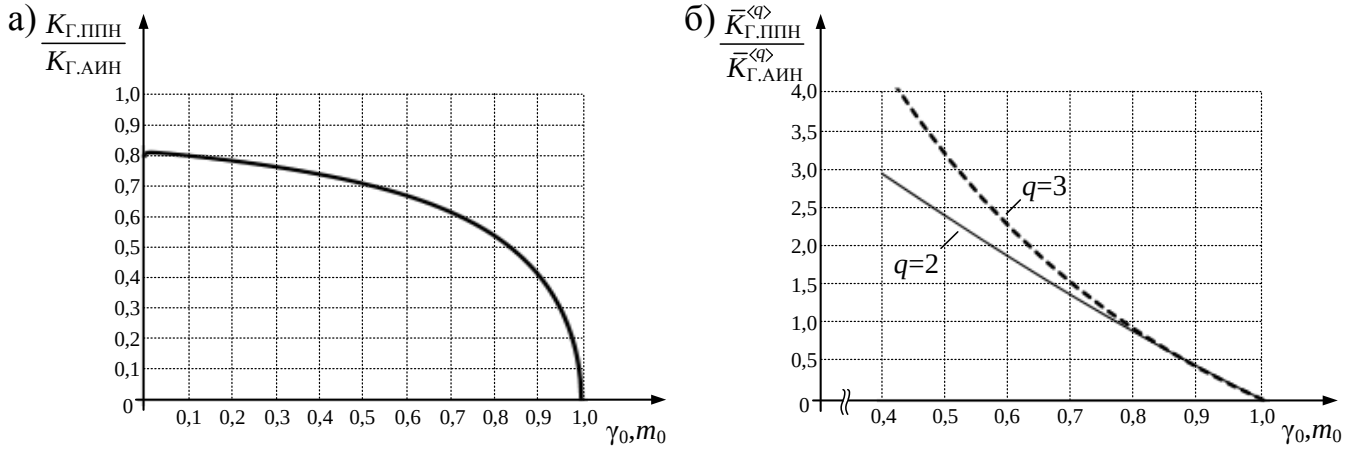


Рисунок 2.49. Графики отношения а) суммарных коэффициентов гармоник и б) интегральных суммарных коэффициентов гармоник выходных напряжений ППН и АИН при одинаковых коэффициенте регулирования и коэффициенте модуляции

Результаты теоретического анализа подтверждаются результатами компьютерного имитационного моделирования преобразователей с однозвенным LC-фильтром нижних частот (Рисунок 2.50). Моделирование выполнено в приложении PSIM при параметрах $f_{(1)}$=50 Гц, f_S=5 кГц, L_2=0,3 мГн, C_2=47 мкФ, которым соответствуют $f_{\Phi 2}$=1,3 кГц, $N_{\Phi 2}$=26,8, N_S=100. Результаты моделирования сопоставлены с расчётными значениями по формуле (2.43) в упрощённой форме

$$K_{\text{Г.}u\text{Н}} \approx \overline{K}^{\langle 2\rangle}_{\text{Г.пр}} \cdot N^2_{\Phi 2.S}.$$

Результаты моделирования подтверждают, что в диапазоне регулирования γ_0, m_0>0,8 искажения напряжения на выходе фильтра значительно меньше при питании от ППН, что даёт возможность обеспечивать требуемые показатели качества напряжения при использовании фильтра с большей частотой среза.

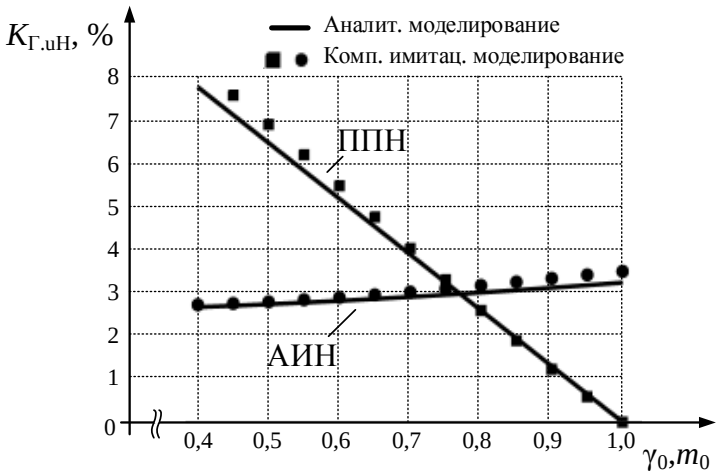


Рисунок 2.50. Зависимость суммарного коэффициента гармоник напряжения на выходе LC-фильтра от коэффициента регулирования и коэффициента модуляции

Выводы и рекомендации:

1) Коэффициент сдвига входного тока тиристорного ППН принципиально меньше коэффициента мощности нагрузки и при $U_{2(1)}$=0,5 снижается до k_C=0,4. Вследствие несинусоидальности токов коэффициент мощности устройства принимает ещё более низкие значения. В случае импульсного ППН коэффициент сдвига входного тока во всём рабочем диапазоне регулирования напряжения превышает коэффициент мощности нагрузки и это относится к важным достоинствам по сравнению с тиристорным аналогом.

2) ППН с ФСР вносит низкочастотные гармонические искажения со значительными амплитудами гармоник n=5, 7, 11, 13 и др., причём в диапазоне регулирования 1:2 коэффициент только одной 5-й гармоники тока достигает 20 %, а 7-й гармоники – 8 %. Для импульсного ППН уже при кратности частоты резонанса фильтров $N_{Ф.S}$<1/4 суммарный коэффициент гармоник входного тока или выходного напряжения не превышает 5 %.

3) В случае применения ППН с ФСР для повышения коэффициента мощности двигателя эквивалентная реактивная составляющая полной мощности системы уменьшается незначительно или даже может превышать реактивную мощность двигателя, соответствующую его неоптимальному режиму работы. Высшие гармоники токов увеличивают активные потери мощности в двигателе, поэтому эквивалентный КПД системы также может быть меньше КПД двигателя, соответствующего его неоптимальному режиму работы. Эти факты являются

основными и принципиальными причинами малой перспективности использования ППН с ФСР для задач повышения энергетических показателей привода, и объясняющими распространённое применение устройства исключительно для задач пуска двигателя. Импульсный ППН лишён всех отмеченных недостатков тиристорных устройств-аналогов.

4) Суммарный коэффициент гармоник выходного напряжения АИН как минимум на 20 % больше (по относительной величине) аналогичного показателя ППН во всём диапазоне регулирования напряжения; при $\gamma_0, m_0>0,85$ различие более чем двукратное.

5) АИН уступает ППН по интегральному суммарному коэффициенту гармоник выходного напряжения в диапазоне регулирования $\gamma_0, m_0>0,8$; при $\gamma_0, m_0>0,9$ различие более чем двукратное.

6) При работе в качестве стабилизатора напряжения с диапазоном регулирования $\gamma_0=0,9\pm0,1$ ППН превосходит АИН по всем рассмотренным показателям качества напряжения. Такой диапазон регулирования напряжения достаточен, например, для синхронной генераторной ветроэнергетической установки с постоянной частотой вращения вала.

2.6 Проектирование силовой схемы

2.6.1 Проектирование силовых фильтров

В результате анализа энергетических показателей ППН установлено, что силовые фильтры преобразователя помимо основной функции, связанной с подавлением модуляционной составляющей входного тока и выходного напряжения, оказывают существенное влияние на баланс мощностей в системе. Установленные зависимости выражены математически и позволяют выбирать параметры входного и выходного фильтра, обеспечивая при этом необходимые энергетические показатели ППН в определённом диапазоне регулирования напряжения и изменения нагрузки.

В качестве заданных (априорных) показателей гармонических искажений предлагается использовать стандартные показатели – суммарный коэффициент гармоник $K_Г$ или коэффициент n-й гармонической составляющей $K_{(n)}$. Выражения

для расчёта этих коэффициентов аналогичны и отличаются значением приведённого интегрального коэффициента, поэтому дальнейшие рассуждения выполнены относительно только коэффициента $K_Г$.

В качестве критерия оптимальности баланса мощностей предлагается использовать условие минимума потребляемой полной мощности или условие функционирования ППН со значением коэффициента сдвига первой гармоники входного тока, превышающим заданное значение $k_C>k_{C*}$ в диапазоне регулирования напряжения $\gamma_{0.гр}\leq\gamma_0\leq1$ (или равным единице в рабочей точке $\gamma_0=\gamma_0^{**}$). Условие влияет только на выбор значения ёмкости конденсатора фильтра Ф1, поэтому допустимо ограничиться рассмотрением одного из них. В разрабатываемой методике принято второе условие ($k_C>k_{C*}$), причём в качестве значения k_{C*} использовано значение коэффициента сдвига первой гармоники выходного тока ВБ (формула (2.40)).

При выборе параметров фильтров удобно отдельно рассмотреть общий случай построения ППН с двумя фильтрами и случай построения только с входным фильтром. В первом случае порядок системы равен пяти, поэтому эффективнее определять оптимальные параметры элементов путём численного решения системы уравнений. Входные данные для расчёта:

- номинальные напряжение ($U_{ном}$) и частота ($f_{ном}$) питающего источника;
- номинальные активная мощность ($P_{ном}$) и коэффициент мощности ($\cos\varphi_Н$) нагрузки;
- частота коммутации (f_S) или коэффициент отношения частот (N_S);
- допустимые суммарный коэффициент гармоник входного тока ($K_{Г.i}$) и выходного напряжения ($K_{Г.uН}$);
- нижняя граница диапазона регулирования напряжения ($\gamma_{0.2}$), в котором выполняется условие $k_C>k_{ps2}$.

Листинг программы и пример её применения для расчёта фильтров под параметры из Таблицы 2.15 приведён в Приложении А. Результат расчёта представляет абсолютные значения L_1, C_1, L_2, C_2. Независимыми являются только 3 из определяемых параметров, поэтому значением L_1 или C_1 можно задаваться,

руководствуясь дополнительными требованиями. В качестве дополнительного рекомендуется использовать условие минимума мощности конденсатора С1 на частоте первой гармонике, выражаемое через коэффициент отношения мощностей $k_{Q.C}$. Значение $k_{Q.C}$ должно быть как можно меньшим; в качестве начального следует принимать $k_{Q.C}$<10 % и итерационно увеличивать в случае неудовлетворительных параметров реактора L1.

Таблица 2.15. Исходные данные для проектирования фильтров

Источник		Нагрузка		ППН	Заданные показатели			
$U_{ном}$, В	$f_{ном}$, Гц	$P_{ном}$, кВт	cosφ$_{Н}$	f_S, кГц	$K_{Г.i}$, %	$K_{Г.uН}$, %	$k_{Q.C}$, %	$\gamma_{0.2}$, %
1	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**	**7**	**8**	**9**
220/380	50	10	0,90	10	10,0	2,0	8,0	30,0

Значения токов, напряжений и мощностей элементов фильтра, необходимые для выбора типовых или проектирования специальных марок изделий, рассчитываются по приведённым ранее формулам.

Достоверность разработанной программы расчёта параметров фильтров проверена путём сравнения результатов компьютерного имитационного моделирования энергетических показателей ППН (Таблица 2.16) с заданными в Таблице 2.15 значениями. Установлено, что все показатели обеспечиваются.

Таблица 2.16. Результаты расчёта номиналов элементов фильтров и моделирования энергетических показателей

Номиналы элементов фильтров				Параметры фильтров		Энергетические показатели (γ_0=$\gamma_{0.2}$)		
L_1, мкГн	C_1, мкФ	L_2, мГн	C_2, мкФ	$N_{Ф1.S}$	$N_{Ф2.S}$	$K_{Г.i}$, %	$K_{Г.uН}$, %	k_C
1	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**	**7**	**8**	**9**
163,9	19,5	2,5	6,5	0,28	0,12	10,5	2,0	0,91

Определённые преимущества достигаются при П-образной или двухкаскадной реализации входного фильтра. В такой конструкции звено, непосредственно подключённое к ВБ, выполняет функцию подавления модуляционной составляющей входного тока ВБ, в то время как второе звено компенсирует реактивную составляющую входного тока ППН. При этом модуляционная составляющая тока компенсирующего конденсатора (конденсатора большей ёмкости) не превышает модуляционную составляющую тока реактора следующего каскада.

В случае построения преобразователя только с фильтром Ф1 расчёт параметров удобнее выполнять, используя приведённую далее методику.

Методика проектирования входного фильтра

Входные данные:

- полная мощность ($s_{\text{Н}}$) и коэффициент мощности нагрузки ($\cos\varphi_{\text{Н}}$), соответствующие напряжению $U_{\text{Н}}$;
- допустимый суммарный коэффициент гармоник входного тока ($K_{\Gamma.i}$);
- нижняя граница диапазона регулирования ($\gamma_{0.2}$), в котором выполняется условие $k_{\text{С}}>\cos\varphi_{\text{Н}}$.

Последовательность расчёта:

1) Рассчитывается сопротивление конденсатора фильтра на частоте первой гармоники:

$$x_{\text{С1}} = \frac{1}{2\gamma_{0.2}^2} \cdot \frac{z_{\text{Н}}^2}{x_{\text{Н}}},$$

или

$$x_{\text{С1}} = \frac{1}{2\gamma_{0.2}^2} \cdot \frac{U_{\text{Н}}^2}{s_{\text{Н}}\sqrt{1-\cos^2(\varphi_{\text{Н}})}},$$

В случае, когда расчёт выполняется для номинального режима работы нагрузки, формула упрощается к виду

$$x_{\text{С1}} = \frac{1}{2\gamma_{0.2}^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1-\cos^2(\varphi_{\text{Н}})}}.$$

2) Рассчитывается значение квадрата коэффициента отношения частот:

$$N_{\text{Ф1.}S}^2 \approx \frac{\pi}{4\sqrt{2}} \cdot \frac{K_{\Gamma.i}}{1-\gamma_{0.2}}$$

и выполняется проверка условия

$$N_{\text{Ф1.}S} < 1/2.$$

3) Рассчитывается сопротивление реактора входного фильтра на частоте первой гармоники:

$$x_{\text{L1}} = \frac{1}{N_S^2} \cdot \frac{x_{\text{С1}}}{N_{\text{Ф1.}S}^2}.$$

4) Определяются абсолютные значения номиналов элементов L1, C1.

Демпфирование фильтра

Коэффициент передачи однозвенного LC-фильтра на частоте резонанса возрастает с уменьшением нагрузки и для силового фильтра может составлять десятки-сотни единиц. В связи с этим гармоники напряжения на входе и гармоники тока на выходе фильтра возрастают по амплитуде в области частоты резонанса, что приводит к увеличению соответствующих коэффициентов гармонических искажений и ухудшению энергетических показателей ППН, особенно при малой нагрузке.

Для снижения добротности фильтра ППН предлагается использовать пассивные демпферные цепи (Рисунок 2.51).

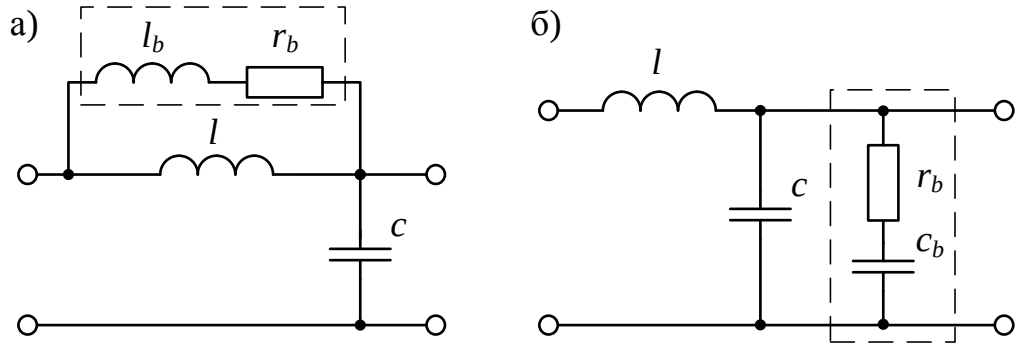


Рисунок 2.51. Схемы LC-фильтров а) с резистивно-индуктивной и б) с резистивно-ёмкостной демпферной цепью

Выбор схемы демпферной цепи следует осуществлять с учётом соотношения между установленными мощностями элементов демпфируемого фильтра. Для входного фильтра рекомендуется использовать резистивно-индуктивную цепь (последовательное демпфирование), а для выходного – резистивно-ёмкостную (параллельное демпфирование).

Оптимальными считаются следующие соотношения между параметрами [205]

$$l_b = 2/15\,l, \qquad c_b = 4c,$$

где l_b – индуктивность реактора резистивно-индуктивной демпферной цепи;
c_b – ёмкость конденсатора резистивно-ёмкостной демпферной цепи.

Значение резистивного сопротивления выбирается исходя их необходимого коэффициента демпфирования, критическому значению которого соответствует

$$r_b = \sqrt{l/c}\,.$$

Пассивные демпферные цепи могут оказывать существенное влияние на полную мощность элементов фильтра и коэффициент передачи фильтра в области высоких частот, поэтому последствия введения демпферной цепи следует учитывать уже с первых этапов проектирования фильтра.

2.6.2 Программное приложение для моделирования тепловых режимов элементов и расчёта энергетической эффективности силовых схем

Разработанное программное приложение C Sim ориентировано на задачи проектирования силовой схемы ВБ понижающего ППН, включая определение оптимальной частоты коммутации, выбор/обоснование наиболее подходящей базовой схемы ВБ и схем КПТ, выбор полупроводниковых приборов на основании проверки температурного режима и соответствия требуемому значению КПД. Несмотря на приближённость моделей, приложение характеризуется достаточной для первых этапов проектирования точностью моделирования, и при этом позволяет в сравнительно короткие сроки проанализировать большое количество вариантов схем и приборов и в результате выделить одну-три наиболее перспективных варианта, потери мощности и температурные режимы которых в дальнейшем могут быть уточнены с помощью SPICE-моделирования и пакетов конечно-элементного анализа. При таком подходе существенно сокращаются сроки проектирования и оптимизации преобразователя. Приложение C Sim не имеет аналогов с возможностью моделирования схем понижающих ППН.

Математическое ядро программы создано в пакете Matlab. Основу ядра составляют аналитические макромодели схем ВБ и схем КПТ совместно с тепловыми моделями полупроводниковых приборов и элементов системы охлаждения. Расчёт потерь мощности выполняется с учётом зависимости параметров вентилей от температуры по методикам [191, 192], частично описанным в данной главе при анализе КПД и резюмированным в статье автора [48]. В отличии от программ имитационного моделирования расчёт выполняется без решения систем дифференциальных уравнений и сразу для установившегося режима работы преобразователя, что в разы сокращает время моделирования и

загрузку вычислительной системы. К примеру, расчёт трёхфазной схемы ВБ с максимальным количеством вентилей при частоте коммутации 40 кГц на процессоре Intel Core i7-3517U (@ 1,90 ГГц) с распределением на два ядра занимает менее четырёх минут.

C Sim относится к классу программ численно-аналитического моделирования и предназначено для расчёта потерь мощности и температуры вентилей в различных схемах ВБ, конфигурируемых в главном окне (Рисунок 2.52, 2.53). Расчёт выполняется как для номинального режима работы ППН, так и для режима кратковременной перегрузки.

Приложение C Sim является эффективным инструментом не только при проектировании силовой схемы, но и при её оптимизации по потерям мощности, а также при исследовании зависимостей потерь мощности и КПД от различных параметров. Результаты моделирования отображаются в форме временны*х* диаграмм мгновенных значений потерь мощности и температуры, таблиц усреднённых значений и круговых диаграмм (Рисунок 2.54, 2.55). Доступен анализ структуры потерь (статические/динамические) и их распределения между ключами схемы ВБ или вентилями схемы КПТ.

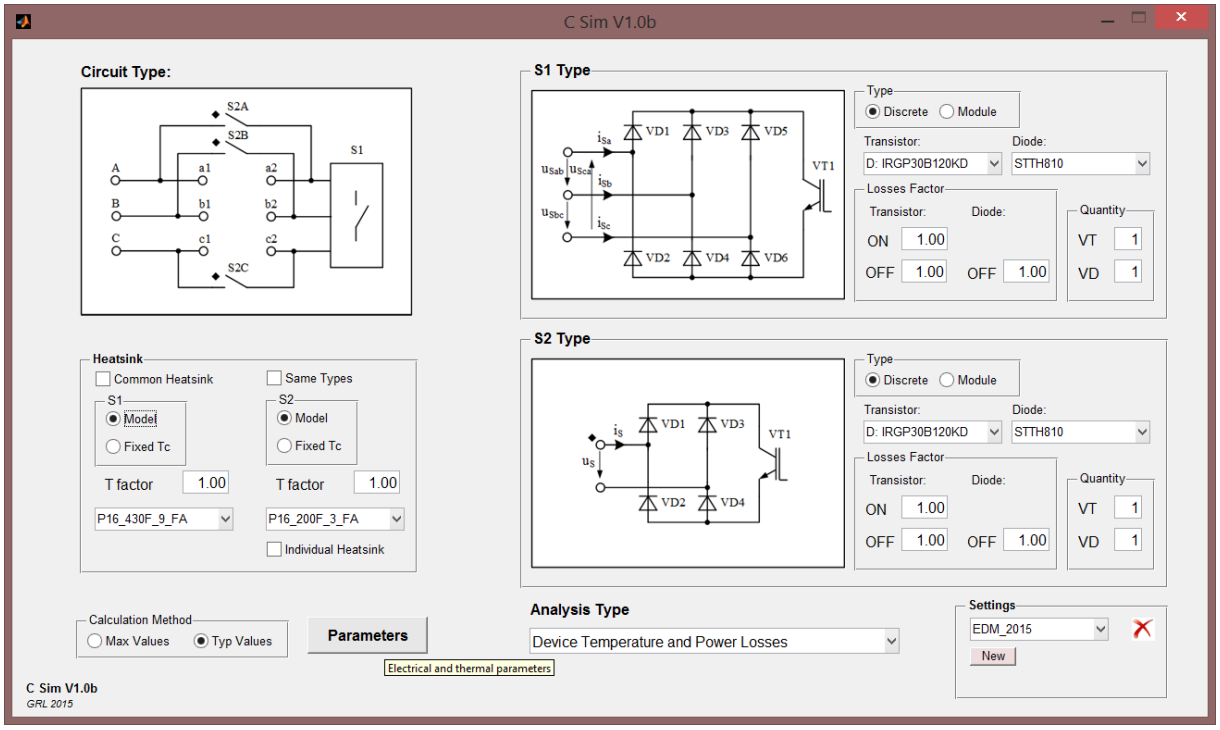


Рисунок 2.52. Главное окно приложения

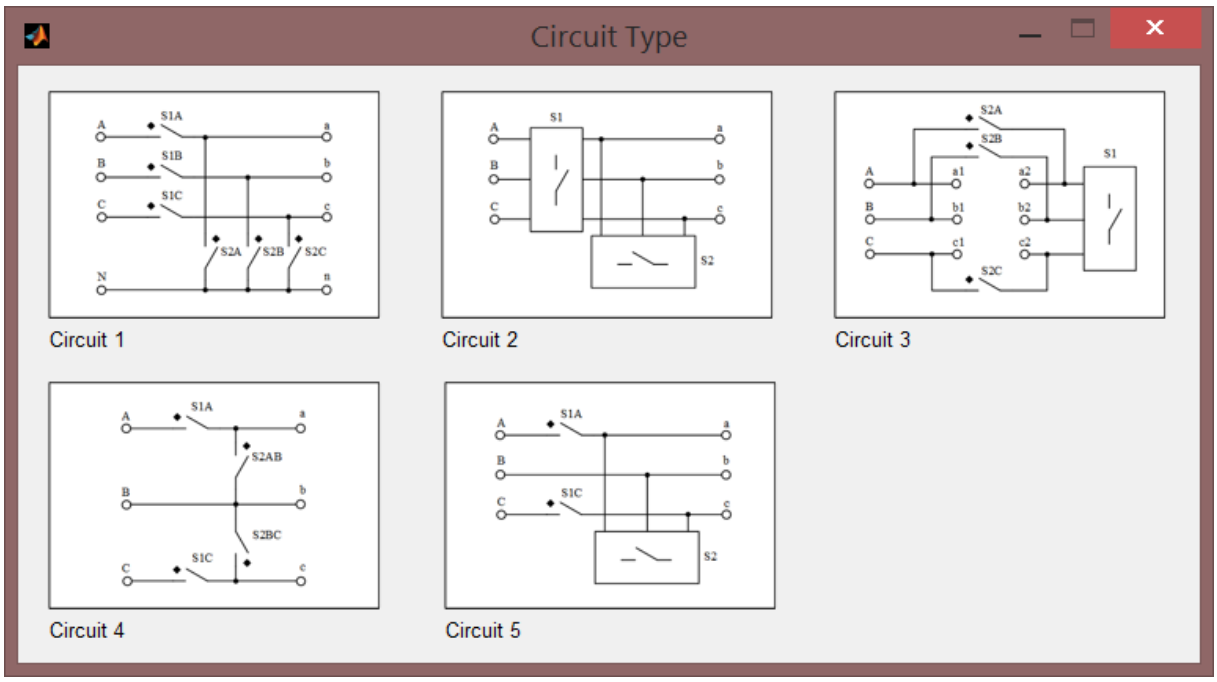


Рисунок 2.53. Форма выбора базовой схемы ВБ

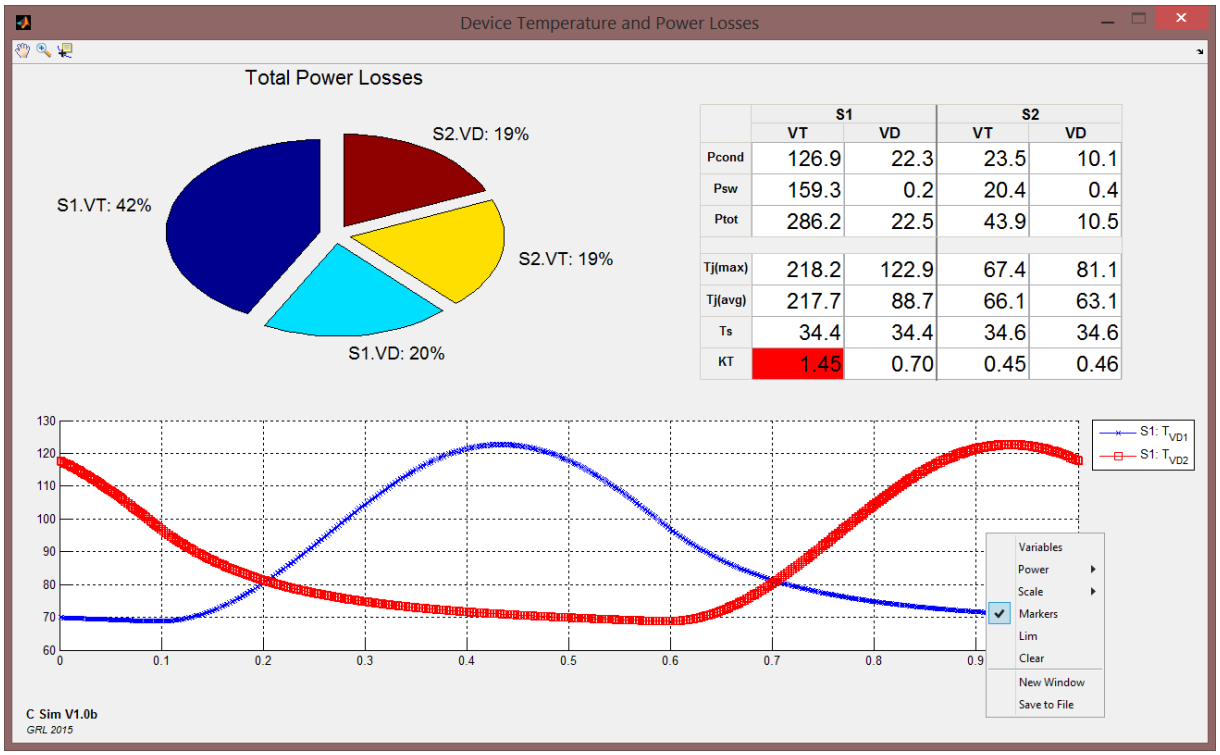


Рисунок 2.54. Окно с результатами анализа «Device Temperature and Power Losses»

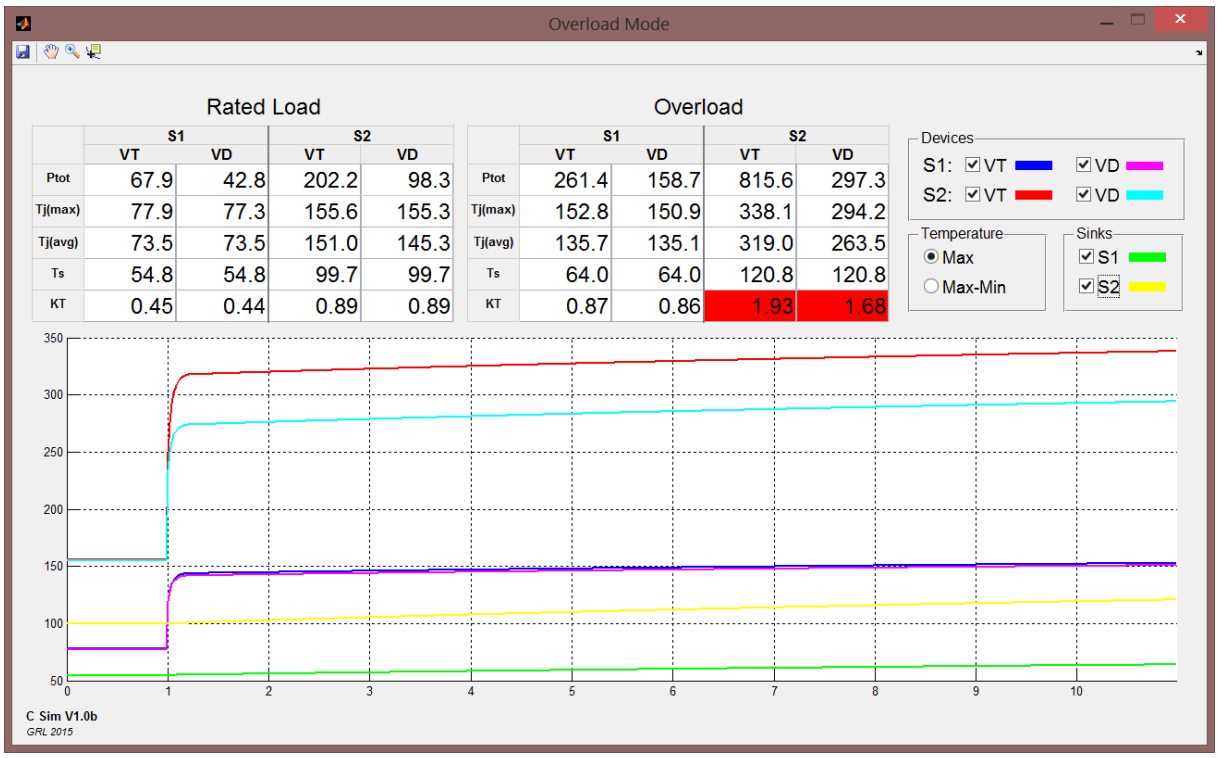


Рисунок 2.55. Окно с результатами анализа «Overload Mode»

К важным достоинствам приложения относится то, что модели полупроводниковых приборов и элементов системы охлаждения основываются на параметрах, приводимых в документации от производителя, при этом SPICE-модели, которые зачастую труднодоступны пользователям (особенно тепловые модели полупроводниковых приборов) не требуются.

Оценка точности моделирования потерь мощности выполнена экспериментально, условия эксперимента детально описаны в [48]. Расхождения между результатами не превышают 12 %. Повысить точность результатов моделирования и при этом учесть влияние СЦ и параметров цепей управления транзисторами можно за счёт введения поправочных коэффициентов в соответствующие поля главного окна приложения.

Приложение C Sim зарегистрировано в реестре программ для ЭВМ [45].

2.6.3 Проектирование снабберной цепи

При использовании одношаговой стратегии переключения вентилей с введением межкоммутационных пауз (стратегия «break-before-make») обязательными элементами силовой схемы являются снабберные цепи (СЦ). В данной работе рассмотрены снабберные цепи RCD-типа (Рисунок 2.56),

получившие широкое применение в преобразователях постоянного напряжения с «жёсткой» коммутацией [206, 207]. Анализ электромагнитных процессов выполнен на примере разработанной силовой схемы ВБ (Рисунок 2.8) с рассмотрением наиболее общего случая построения СЦ (Рисунок 2.56в).

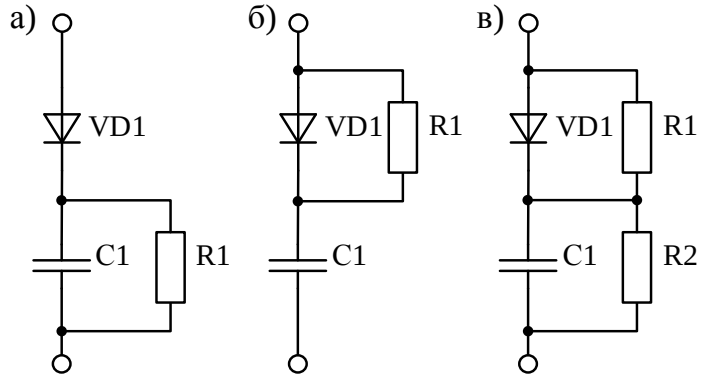


Рисунок 2.56. Схемы снабберных RCD-цепей

Основные условия и допущения:

- длительность интервалов заряда конденсатора постоянна;
- мгновенное значение тока заряда конденсатора как минимум на порядок меньше тока разряда;
- постоянная времени разряда конденсатора как минимум на порядок больше периода коммутации.

В предложенной силовой схеме ВБ используется всего одна СЦ. Цепь подключается непосредственно к выходам постоянного напряжения ключа S1 параллельно силовому транзистору (по аналогии со схемой, изображённой на Рисунке 2.9). При таком способе подключения СЦ функционирует с однополярным напряжением и дополнительные схемы выпрямления не требуются. Для анализа разработана эквивалентная схема замещения (Рисунок 2.57), в которой ППН относительно зажимов СЦ представлен в виде трёхпозиционного ключа S1, а входной источник напряжения и нагрузка – в виде эквивалентных источников напряжения и тока. Диод VD1 условно обозначает, что при нахождении ключа S1 в положении 2 разряд конденсатора через источник напряжения не происходит.

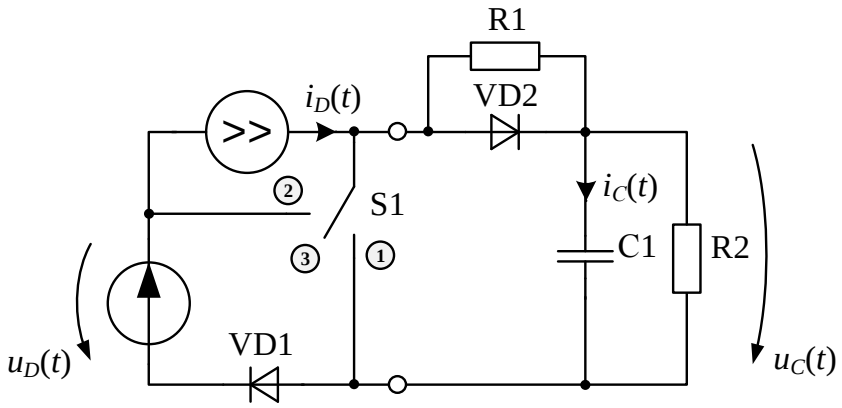


Рисунок 2.57. Эквивалентная схема замещения для анализа процессов в СЦ

Положение 1 ключа S1 соответствует замкнутому состоянию последовательных ключей силовой схемы. В этом положении происходит разряд конденсатора C1 через резисторы R1 и R2.

Положение 2 ключа S1 соответствует замкнутому состоянию параллельных ключей силовой схемы. В этом положении в зависимости от соотношения между напряжением на конденсаторе $u_C(t)$ и выпрямленным напряжением $u_D(t)$ возможны два варианта протекания процессов. В случае $u_C(t)>u_D(t)$ диод VD2 находится в непроводящем состоянии и конденсатор C1 разряжается через резистор R2. При $u_C(t)<u_D(t)$ происходит заряд конденсатора C1 до напряжения $u_D(t)$ через ключ S1 и диод VD2.

Положение 3 ключа S1 соответствует разомкнутому состоянию всех ключей силовой схемы и за период коммутации повторяется дважды. В этом положении происходит заряд конденсатора C1 током нагрузки.

Длительности нахождения ключа в положении 3 при переходе ключа из положения 1 в положение 2 ($t_{П1\text{-}2}$) и обратно ($t_{П2\text{-}1}$) в общем случае отличаются. Их значения определяются межкоммутационной паузой, формируемой системой управления, и длительностями физических процессов изменения состояния транзисторов ключей. Оценка последних является типовой задачей, осуществляется известными методами и в данной работе не описывается.

При анализе рассмотрен режим работы цепи, когда выполняется условие $u_C(t)>u_D(t)$. Этот режим является предпочтительным, т.к. характеризуется отсутствием дополнительного потребления энергии от источника питающего напряжения.

На каждом интервале межкоммутационной паузы длительностью $t_{\text{П}}$ ($t_{\text{П1-2}}$ или $t_{\text{П2-1}}$) конденсатор С1 заряжается током, равным мгновенному значению тока i_D. В связи с тем, что $t_{\text{П}}<<10^3 T_{(1)}$, на интервалах заряда допустимо считать ток i_D постоянным и равным усреднённому за время $t_{\text{П}}$ значению. При этом изменение напряжения и тока конденсатора с высокой точностью аппроксимируется кусочно-линейной функцией (Рисунок 2.58).

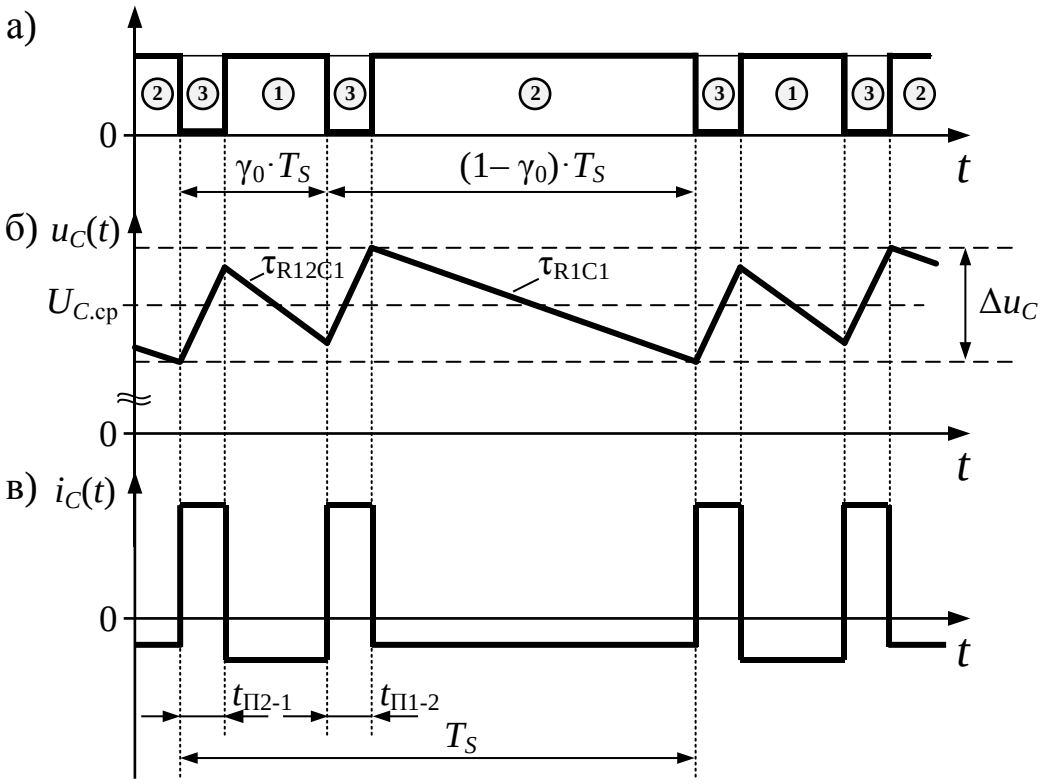


Рисунок 2.58. Временные диаграммы электромагнитных процессов в СЦ (процессы восстановления блокирующих свойств диода не отображены)

Используя метод осреднения переменных можно показать, что в квазиустановившемся режиме среднее на периоде первой гармоники относительное значение напряжения на конденсаторе

$$U_{C.\text{ср}} = (\gamma_{1-2} + \gamma_{2-1}) \cdot k_{\Phi} \cdot I_{\text{Н}} \cdot r_{\text{снаб}}, \qquad (2.51)$$

где k_{Φ} – коэффициент формы выпрямленного тока в трёхфазной мостовой схеме;

$I_{\text{Н}}$ – относительное значение амплитуды первой гармоники тока нагрузки;

$\gamma_{1-2} = t_{\text{П1-2}} \cdot f_S$; $\gamma_{2-1} = t_{\text{П2-1}} \cdot f_S$; $r_{\text{снаб}} = r_2/(1+k_r \cdot \gamma_0)$; $k_r = r_2/r_1$.

Выражение (2.51) является удобным для анализа процессов на качественном уровне, однако эксперименты показывают, что рассчитанное значение во многих случаях является слишком завышенным. Это связано с тем, что при анализе не

учтён процесс разряда буферного конденсатора на интервалах восстановления блокирующих свойств диода VD2 (Рисунок 2.59). Процесс восстановления происходит дважды за период коммутации, но его влияние наиболее ярко проявляется при максимальном обратном напряжении, т.е. при переходе ключа S1 в положение 1. Учитывая процесс восстановления только на этом интервале можно показать, что относительное среднее значение напряжения на конденсаторе

$$U_{C.\text{ср}} = \left(t_{\text{П1–2}} + t_{\text{П2–1}} - t_{rr} \cdot k_{irr}\right) \cdot f_S \cdot k_{\Phi} \cdot I_{\text{Н}} \cdot r_{\text{снаб}},$$

или

$$U_{C.\text{ср}} = \gamma_{\text{экв}} \cdot k_{\Phi} \cdot I_{\text{Н}} \cdot r_{\text{снаб}}, \qquad (2.52)$$

где t_{rr} – длительность восстановления блокирующих свойств диода;

i_{rrm} – амплитуда обратного тока диода;

$$\gamma_{\text{экв}} = \gamma_{1-2} + \gamma_{2-1} - \gamma_{rr}; \quad \gamma_{rr} = t_{rr} \cdot k_{irr} \cdot f_S; \quad k_{irr} = \frac{I_{rrm}}{2k_{\Phi} \cdot I_{\text{Н}}}.$$

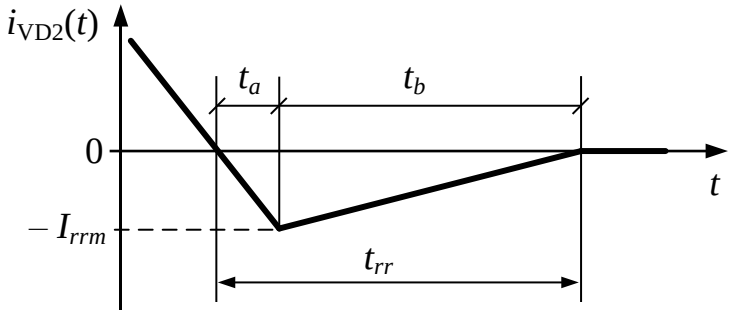


Рисунок 2.59. Процесс восстановления блокирующих свойств диода

Максимальный размах пульсаций напряжения на конденсаторе С1

$$\Delta u_C = \left(t_{\text{П1–2}} + t_{\text{П2–1}}\right) \cdot I_{\text{Н}} / c_1. \qquad (2.53)$$

Максимальное значение тока конденсатора С1 равно либо амплитуде тока нагрузки, либо амплитуде тока восстановления диода VD2 (в зависимости от того, какое значение больше).

Действующее значение тока конденсатора

$$I_{C.\text{д}} = \sqrt{\left(\gamma_{1-2} + \gamma_{2-1}\right) \cdot I_{\text{Н}}^2 + 1/3\gamma_{rr} \cdot I_{rrm}^2 + \left(1 + \left(2 + k_r\right) \cdot k_r \cdot \gamma_0\right) \cdot \left(U_{C.\text{ср}} / r_2\right)^2}.$$

Максимальное значение тока диода VD2 допускается принять равным максимальному значению тока конденсатора С1. Среднее и действующее значение прямого тока

$$I_{\text{VD2.ср}} = (\gamma_{1-2} + \gamma_{2-1}) \cdot k_{\Phi} \cdot I_{\text{Н}}, \qquad I_{\text{VD 2.д}} = I_{\text{Н}} \cdot \sqrt{\gamma_{1-2} + \gamma_{2-1}}.$$

Рассеиваемая в резисторах мощность

$$p_{\text{R1}} = 2\gamma_0 \cdot U_{C.\text{ср}}^2 / r_1, \qquad p_{\text{R 2}} = 2U_{C.\text{ср}}^2 / r_2,$$

$$p_{\text{R}\Sigma} = p_{\text{R1}} + p_{\text{R 2}} = 2U_{C.\text{ср}}^2 / r_{\text{снаб}} = 2\gamma_{\text{экв}}^2 \cdot k_{\Phi}^2 \cdot I_{\text{Н}}^2 \cdot r_{\text{снаб}}.$$

Потери мощности в конденсаторе

$$p_C = 2I_{C.\text{д}}^2 \cdot r_C,$$

где r_C – эквивалентное сопротивление последовательной схемы замещения конденсатора.

Потери мощности в диоде VD2

$$p_{\text{VD 2}} = 2\left(u_{0.\text{VD 2}} \cdot I_{\text{VD 2.ср}} + r_{\text{VD 2}} \cdot I_{\text{VD 2.д}}^2\right) + \frac{1}{3} U_{C.\text{ср}} \cdot I_{rrm} \frac{t_{rr}}{1 + 1/S} f_S,$$

где $u_{0.\text{VD2}}$, r_{VD2} – параметры кусочно-линейной аппроксимации прямой ВАХ диода;

$S = t_b / t_a$ – коэффициент, характеризующий «мягкость» восстановления блокирующих свойств диода.

Суммарные потери мощности в элементах СЦ

$$p_{\Sigma} = p_{\text{R}\Sigma} + p_C + p_{\text{VD 2}}.$$

Оценка точности расчёта среднего значения напряжения на буферном конденсаторе выполнена экспериментально при построении СЦ по схеме Рисунок 2.56а (R_1=10 кОм) и Рисунок 2.56в (R_1=10 кОм, R_2=258 кОм). В обеих цепях установлен буферный конденсатор с эквивалентной ёмкостью C_1=20 мкФ и диод марки STTH810. На временных диаграммах (Рисунок 2.60) отчётливо видны моменты заряда буферного конденсатора.

В соответствии с документацией на диод STTH810 амплитуда обратного тока составляет I_{rrm}=12-16 А; в расчётах использовано среднее значение I_{rrm}=14 А. Приведённое в документации на прибор значение t_{rr} по условиям измерения сильно отличается от экспериментальных, поэтому оно было оценено по результатам эксперимента.

Расхождения результатов расчёта среднего значения напряжения на конденсаторе по выражению (2.52) не превышают δ_U=6,1 % (Таблица 2.17) и могут быть связанны со следующими факторами:

1) в расчётах не учтён дополнительный разряд буферного конденсатора обратным током диода при завершении интервала $t_{П1\text{-}2}$;

2) значение тока I_{rrm} принято условно;

3) значение длительности t_{rr} измерено приближённо.

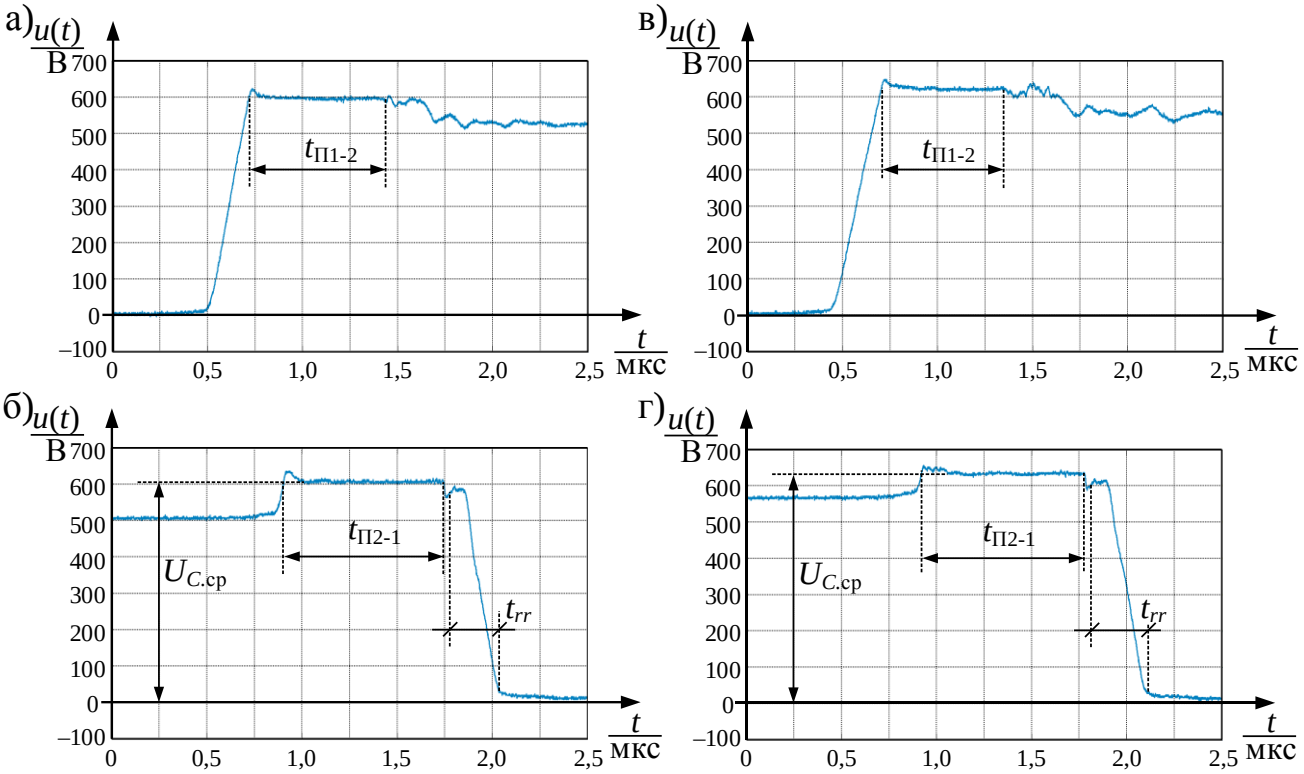


Рисунок 2.60. Временные диаграммы напряжения на силовом транзисторе последовательного ключа при γ_0=0,9 (эксперимент): а,б) схема Рисунок 2.57а; в,г) схема Рисунок 2.57в

Таблица 2.17. Результаты оценки погрешности расчёта напряжения $U_{C.ср}$

	Эксперимент					Расчёт	
Схема	$I_Н$, А	$t_{П1\text{-}2}$, мкс	$t_{П2\text{-}1}$, мкс	t_{rr}, мкс	$U_{C.ср}$, В	$U_{C.ср}$, В	δ_U, %
1	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**	**7**	**8**
Рисунок 2.57а	6,7	0,75	0,85	0,26	621	659	6,1
Рисунок 2.57в	6,8	0,75	0,88	0,28	636	667	4,9

Для случая работы ППН с пассивной нагрузкой ток может быть аппроксимирован формулой

$$I_Н = \gamma_0 \cdot U_1 / z_Н , \qquad (2.54)$$

где $z_Н$ – модуль эквивалентного полного сопротивления нагрузки.

В результате совмещения выражений (2.52, 2.54) среднее значение напряжения

$$U_{C.ср} = \gamma_{экв} \cdot k_Ф \cdot r_{снаб} \cdot \gamma_0 \cdot U_1 / z_Н . \qquad (2.55)$$

Анализируя выражение (2.55) с учётом зависимости сопротивления $r_{снаб}$ от коэффициента регулирования γ_0 можно сделать вывод, что в СЦ по типу Рисунок 2.57б напряжение на буферном конденсаторе автоматически поддерживается на уровне примерно равном

$$U_{C.ср} \approx \gamma_{экв} \cdot k_{Ф} \cdot r_1 \cdot U_1 / z_{Н} ,$$

а потери мощности в резисторах уменьшаются практически пропорционально коэффициенту γ_0. За счёт этого не только обеспечивается стабилизация напряжения на элементах СЦ, но и повышается КПД устройства в нижнем диапазоне регулирования напряжения. Тем не менее, при регулировании напряжения на пассивной нагрузке рекомендуется применять схему, изображённую на Рисунке 2.57в, в которой дополнительный резистор используется для разряда буферного конденсатора при отключении силовой схемы. Сопротивление разрядного резистора следует выбирать из условия k_r>10.

При функционировании ППН в составе ЭП особого внимания требует рассмотрение режима плавного пуска АД, т.к. значение пускового тока, как правило, в $k_П$=3-5 раз превышает номинальное, что может привести к существенному увеличению напряжения на элементах СЦ. С целью ограничения напряжение на буферном конденсаторе при пуске АД предложено кратковременно снижать значение разрядного сопротивления (Рисунок 2.61).

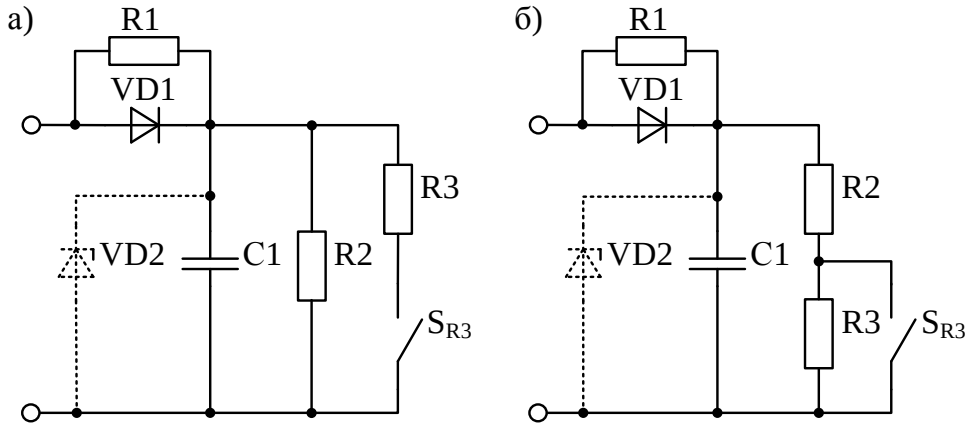


Рисунок 2.61. Схемы СЦ для устройства плавного пуска АД

В соответствии с выражением (2.53) размах пульсаций напряжения на буферном конденсаторе при пуске может увеличиваться в $k_П$-раз. Вместо

увеличения ёмкости конденсатора рекомендуется ограничивать амплитуду напряжения с помощью супрессора.

На основе полученных результатов анализа разработана методика проектирования СЦ.

Методика проектирования снабберной цепи

Приведённая ниже методика предназначена для определения параметров элементов СЦ, изображённой на схеме Рисунка 57в. Эта методика также применима для проектирования схемы, изображённой на Рисунке 57б, с учётом разницы в расчёте эквивалентного разрядного сопротивления.

Входные данные:

- действующее значение питающего напряжения ($U_{1д}$);
- допустимый размах пульсаций напряжения на буферном конденсаторе (Δu_C);
- длительность формируемых СУ межкоммутационных пауз ($t_{d1\text{-}2}$, $t_{d2\text{-}1}$);
- частота коммутации (f_S);
- номинальное действующее значение тока нагрузки ($I_{Н.д}$);
- коэффициент кратковременной перегрузки по току (k_I);
- коэффициент пускового тока ($k_П$).

Последовательность расчёта:

1) Рассчитывается среднее значение напряжения на буферном конденсаторе

$$U_{C.ср} = 1{,}1 \cdot \sqrt{6} U_{1д}.$$

2) На основе заданных значений длительностей $t_{d1\text{-}2}$, $t_{d2\text{-}1}$ и значений длительностей переключения транзистора рассчитываются значения длительностей $t_{П1\text{-}2}$, $t_{П2\text{-}1}$.

3) Рассчитывается пиковое, среднее и действующее значение тока диода. Выбирается диод с учётом требований по быстродействию, обратному напряжению и рассеиваемой мощности

$$I_{VD1.макс} = k_П \cdot \sqrt{2} I_{Н.д},$$

$$I_{VD1.ср} = \left(t_{П1-2} + t_{П2-1}\right) \cdot f_S \cdot k_Ф \cdot k_П \cdot \sqrt{2} I_{Н.д},$$

$$I_{\text{VD1.д}} = k_{\text{П}} \cdot \sqrt{2} I_{\text{Н.д}} \cdot \sqrt{\left(t_{\text{П1–2}} + t_{\text{П2–1}}\right) \cdot f_S},$$

$$\frac{t_{rr} \cdot I_{rrm}}{2k_{\Phi} \cdot \sqrt{2} I_{\text{Н.д}}} << \left(t_{\text{П1–2}} + t_{\text{П2–1}}\right),$$

$$U_{\text{VD1.обр}} > 1{,}2 U_{C.\text{ср}},$$

$$P_{\text{VD1}} = U_{0.\text{VD1}} \cdot I_{\text{VD1.ср}} + R_{\text{VD1}} \cdot I^2_{\text{VD1.д}} + \frac{1}{6} U_{C.\text{ср}} \cdot I_{rrm} \frac{t_{rr}}{1 + 1/S} f_S.$$

4) Рассчитывается максимальное значение сопротивления резистора R1 и его мощность

$$R_1 = \frac{U_{C.\text{ср}}}{\left(t_{\text{П1–2}} + t_{\text{П2–1}}\right) \cdot f_S \cdot k_{\Phi} \cdot k_I \cdot \sqrt{2} I_{\text{Н.д}}},$$

$$P_{\text{R1}} = U^2_{C.\text{ср}} / R_1.$$

5) Рассчитывается минимальное значение сопротивления резистора R2 и его мощность

$$R_2 = 10 R_1,$$

$$P_{\text{R2}} = U^2_{C.\text{ср}} / R_2.$$

6) Рассчитывается максимальное значение сопротивления резистора R3 и его мощность

$$R_3 = \frac{U_{C.\text{ср}}}{\left(t_{\text{П1–2}} + t_{\text{П2–1}}\right) \cdot f_S \cdot k_{\Phi} \cdot k_{\text{П}} \cdot \sqrt{2} I_{\text{Н.д}}},$$

$$P_{\text{R3}} = U^2_{C.\text{ср}} / R_3.$$

7) Рассчитывается минимальное значение ёмкости конденсатора

$$C_1 = \left(t_{\text{П1–2}} + t_{\text{П2–1}}\right) \cdot k_I \cdot \sqrt{2} I_{\text{Н.д}} / \Delta u_C.$$

8) Рассчитывается действующее значение тока и потери мощности в конденсаторе

$$I_{C.\text{д}} = \sqrt{\left(t_{\text{П1–2}} + t_{\text{П2–1}}\right) \cdot f_S \cdot 2\left(k_{\text{П}} \cdot I_{\text{Н.д}}\right)^2 + \left(U_{C.\text{ср}} / R_3\right)^2},$$

$$P_C = I^2_{C.\text{д}} \cdot R_C.$$

2.6.4 Выбор частоты коммутации

Частота коммутации относится к основным параметрам импульсного преобразователя напряжения любого типа, и от её значения зависят как энергетические и массагабаритные показатели системы, так и динамические характеристики преобразователя. Выбор оптимального значения частоты коммутации осуществляется на основе следующих критериев:

1) равенство статических и динамических потерь мощности (включая потери мощности в снабберных цепях);

2) обеспечение требуемых показателей гармонических искажений входного тока и выходного напряжения при минимальных (или априорно заданных) массагабаритных показателях фильтров;

3) обеспечение требуемых показателей гармонических искажений тока двигателя;

4) обеспечение требуемых показателей по быстродействию преобразователя.

Вследствие многокритериальности задача, как правило, решается итерационными методами и представленные в данной работе специализированные инструменты позволяют это делать эффективно. В частности, оптимальное соотношение между составляющими суммарных потерь мощности можно рассчитать, используя разработанную методику оценки потерь мощности в снабберной цепи и программное приложение численно-аналитического моделирования потерь мощности в ВБ. Возможность анализа в программном приложении структуры потерь мощности и их распределения между ключами/вентилями силовой схемы позволяет определять оптимальное значение частоты коммутации за минимальное число итераций.

Рассматривая второй критерий необходимое значение частоты коммутации можно определить исходя из заданных частот среза фильтров и рассчитать, используя формулы (2.42) и (2.44).

В данной работе при проектировании экспериментального макета устройства минимальное значение частоты коммутации определено в соответствии с критерием (3) по установленной зависимости показателей качества тока двигателя от частоты коммутации (формула (2.43)) и затем скорректировано под заданные параметры входного фильтра и ограничения по коэффициенту гармоник входного тока. Критерий равенства статических и динамических потерь мощности не рассматривался, но в результате моделирования установлено, что при выбранной частоте коммутации доминируют статические потери.

Выводы и рекомендации:

1) Определяя параметры фильтров удобно рассматривать отдельно общий случай построения ППН с двумя фильтрами и случай построения преобразователя только с входным фильтром. В первом случае эффективнее определять оптимальные параметры элементов путём численного решения системы уравнений и для этой задачи разработана программа автоматизированного расчёта. Во втором случае можно выполнять последовательный расчёт в соответствии с разработанной методикой.

2) Определённые преимущества достигаются при П-образной или двухкаскадной реализации входного фильтра. В такой конструкции звено, непосредственно подключённое к ВБ, выполняет функцию подавления модуляционной составляющей входного тока ВБ, в то время как второе звено компенсирует реактивную составляющую входного тока ППН. При этом модуляционная составляющая тока компенсирующего конденсатора (конденсатора большей ёмкости) не превышает модуляционную составляющую тока реактора следующего каскада.

3) При нагрузке в виде АД выбор ёмкости конденсатора входного фильтра по эквивалентным параметрам двигателя, соответствующим минимальному скольжению ротора, гарантирует высокий коэффициент мощности преобразователя во всём диапазоне изменения скольжения.

4) Среднее значение напряжения на буферном конденсаторе СЦ определяется эквивалентным сопротивлением разрядных резисторов, а размах пульсаций напряжения – ёмкостью конденсатора. Установленные и выраженные математически зависимости предложено использовать для выбора параметров этих элементов.

5) Суммарные потери мощности в резисторах СЦ пропорциональны значению их эквивалентного сопротивления $r_{\text{снаб}}$, которое также определяет среднее значение напряжения на буферном конденсаторе $U_{C.\text{ср}}$. Уменьшение напряжения $U_{C.\text{ср}}$ за счёт уменьшения сопротивления $r_{\text{снаб}}$ возможно до уровня среднего выпрямленного значения питающего напряжения, и дальнейшее

уменьшение $r_{\text{снаб}}$ приводит к увеличению потерь мощности из-за дополнительного потребления тока от источника напряжения. Следовательно, минимальные потери мощности в элементах СЦ имеют место при значении напряжения $U_{C.\text{ср}}$ равном среднему выпрямленному значению питающего напряжения.

6) Погрешность расчёта среднего значения напряжения на буферном конденсаторе $U_{C.\text{ср}}$ по выведенной формуле не превышает δ_U=6,1 %, что является приемлемым для задач проектирования СЦ. Рекомендуется задавать значение $U_{C.\text{ср}}$ с запасом 10 %.

7) При регулировании напряжения на пассивной нагрузке предпочтительно использовать схемы СЦ с зависящим от коэффициента регулирования γ_0 эквивалентным разрядным сопротивлением. При этом обеспечивается автоматическая стабилизация уровня напряжения на буферном конденсаторе и повышается КПД устройства в нижнем диапазоне регулирования.

8) Влияние процессов восстановления блокирующих свойств диода СЦ при условии $\gamma_{rr}<<(\gamma_{1-2}+\gamma_{2-1})$ допускается не учитывать. Это условие предложено использовать как требование к динамическим параметрам при выборе диода.

9) При функционировании преобразователя с возможными режимами кратковременного увеличения нагрузки (например, пуск АД) рекомендуется использовать управляемые цепи снижения значения разрядного сопротивления и ограничивать амплитуду напряжения на буферном конденсаторе с помощью супрессора.

10) В зависимости от частоты коммутации, длительностей межкоммутационных пауз и мощности нагрузки в СЦ может выделяться существенная мощность, причём как по абсолютному, так и по относительному значению. В связи с этим всегда имеет смысл рассматривать целесообразность применения активных СЦ с функцией рекуперации энергии.

11) Разработанные инструменты проектирования основаны на приближённых зависимостях, поэтому конечные результаты расчётов рекомендуется уточнять в программах имитационного моделирования. Комбинированное использование этих двух подходов позволят существенно

повысить эффективность проектирования (за счёт уменьшения числа итераций) с обеспечением необходимой точности результатов.

2.7 Алгоритм управления в режиме циклоконвертирования

Механизм формирования выходного напряжения

В режиме циклоконвертирования на выходе ВБ формируется вектор напряжения $\mathbf{U}_2$ с регулируемыми параметрами. Задачей управления является максимально приблизить формируемый вектор по частоте $\omega_з$ и амплитуде $U_з$ к задающему вектору $\mathbf{U}_з$.

В соответствии с принципом функционирования ВБ может находиться только в двух состояниях – одновременное подключение всех фаз выходной цепи к источнику питающего напряжения или одновременное короткое замыкание всех фаз выходной цепи, т.е. синтез вектора $\mathbf{U}_2$ осуществляется из двух векторов – вектора входного напряжения $\mathbf{U}_1$ и нулевого вектора. Вектор $\mathbf{U}_1$ имеет постоянную длину U_1 и вращается в стационарной плоскости *ABC* с постоянной угловой скоростью ω_1. При использовании нормирующих значений $t_б=1/f_1$, $\theta_б=2\pi$ полный оборот вектора совершается за период $T_1=1$, а угол поворота является периодической функцией времени

$$\theta(t)=t-k,$$

где $k=0, 1, \ldots$ – порядковый номер периода.

На временном интервале $\Delta t=t_2-t_1$ среднее значение угла поворота

$$\theta_{ср}(t)=\left(\theta(t)+\theta(t+\Delta t)\right)/2=t+\Delta t/2-k\ ,$$

или

$$\theta_{ср}(t)=t_{ср}(t)-k,$$

где $t_{ср}=t+\Delta t/2$ – значение времени в середине интервала длительностью Δt.

Вектор $\mathbf{U}_з$ совершает полный оборот за период $T_з$ ($T_з>T_1$). В рамках одного периода угол поворота изменяется по зависимости

$$\theta_з(t)=\omega_з\cdot t.$$

На основании вышеизложенного предложено для формирования вектора выходного напряжения $\mathbf{U}_2$ осуществлять подключение выходной цепи ВБ к вектору $\mathbf{U}_1$ в интервалы времени, когда среднее значение угла поворота $\theta_{ср}$

вектора $\mathbf{U}_1$ равняется значению задающего угла $\theta_з$ (Рисунок 2.62). Полагая $t=t_{ср}$ можно показать, что подключение должно выполняться с постоянной частотой

$$f_B=1-f_з,$$

в моменты времени

$$t_k = \frac{1}{1-f_з}k,$$

где $f_з$ – относительное значение циклической задающей частоты $\omega_з$.

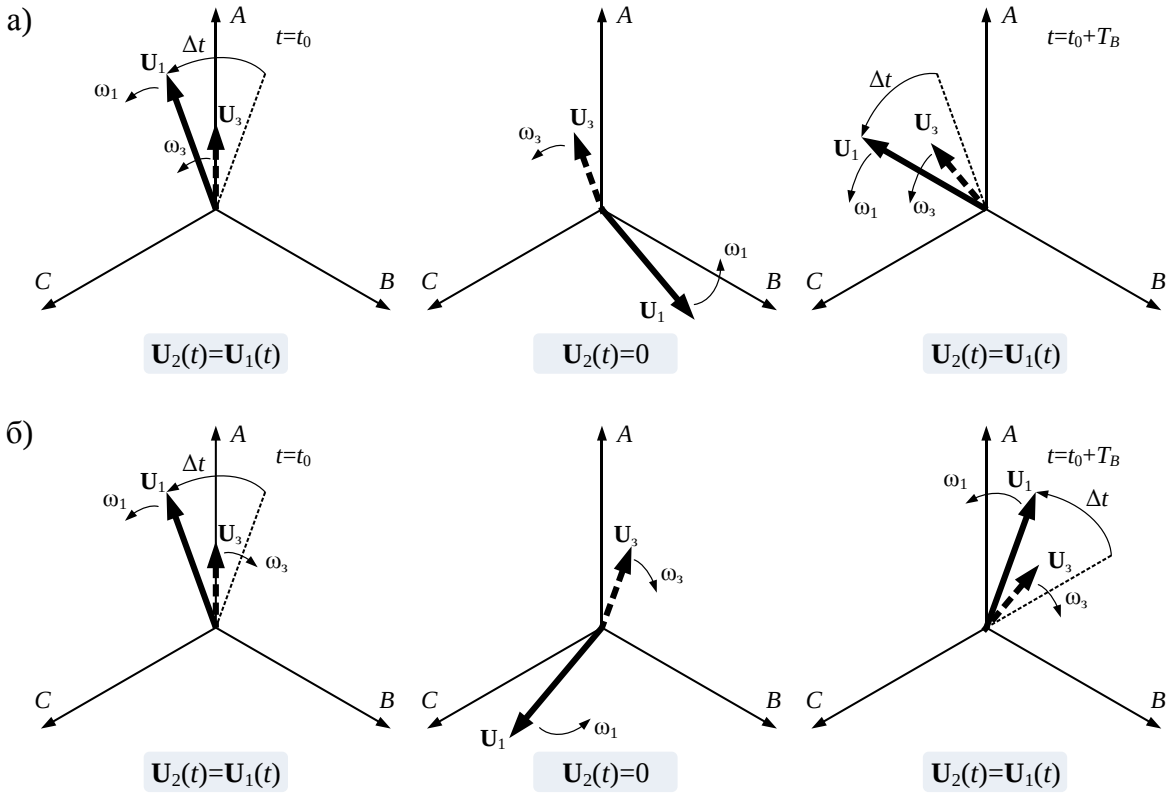


Рисунок 2.62. Диаграммы, поясняющие принцип формирования вектора выходного напряжения: а) прямое направление вращения; б) обратное направление вращения

Таким образом подключение выходной цепи ВБ к вектору $\mathbf{U}_1$ с частотой f_B теоретически позволяет формировать вектор $\mathbf{U}_2$ с любой частотой $f_з$ из интервала $|f_з|<1$, причём последняя может принимать как положительные (прямая последовательность), так и отрицательные (обратная последовательность) значения.

Формирование обратной последовательности осуществляется при частоте $f_B>1$, т.е. когда частота подключений превышает частоту вращения вектора $\mathbf{U}_1$. Создаваемый за счёт этого эффект вращения вектора $\mathbf{U}_2$ в обратную сторону (Рисунок 2.62б) аналогичен стробоскопическому эффекту и его свойства описаны далее в частотной области.

Оптимальное значение параметра управления

В соответствии с предложенным способом формирования заданного вектора выходного напряжения подключение к вектору $\mathbf{U}_1$ осуществляется в течение интервала времени Δt. Интуитивно понятно, что значение Δt определяет спектральной состав формируемой системы напряжений, включая амплитуду эквивалентного усреднённого вектора, поэтому важной задачей является поиск оптимального значения этого параметра. В качестве критерия оптимальности в разработанном алгоритме принято условие максимума амплитуды гармоники с частотой $f_з$ среди амплитуд остальных значимых гармоник спектра напряжения $\mathbf{U}_2$.

В режиме циклоконвертирования, также, как и в режиме высокочастотного регулирования, выходное напряжение $\mathbf{U}_2$ описывается основным уравнением ВБ

$$\mathbf{U}_2(t) = \gamma_B(t) \cdot \mathbf{U}_1(t),$$

где $\gamma_B(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} rect\left(\frac{t - i \cdot T_B}{\Delta t}\right)$,

т.е. спектральный состав при синусоидальном входном напряжении $\mathbf{U}_1$ аналогичен (2.15). Частоты и амплитуды гармоник

$$f_{(n)} = (n-1) \cdot f_B \pm 1,$$

$$U_{2(n)} = \gamma_{B0} \cdot \left|\mathrm{sinc}\left((n-1) \cdot \pi \cdot \gamma_{B0}\right)\right|,$$

где $\gamma_{B0}=\Delta t/T_B$; $T_B=1/f_B$.

В спектре имеется первая гармоника с частотой вращения вектора $\mathbf{U}_2$, основная гармоника с частотой вращения вектора $\mathbf{U}_1$ и бесконечное число парных гармоник. Значимые гармоники сосредоточены в частотном диапазоне $0<f\leq 1$ (по определению) и для прямого направления вращения вектора таких гармоник три, а для обратного – две (Рисунок 2.63). Коэффициенты отношения амплитуды первой гармоники к среднеквадратическому значению амплитуд оставшихся значимых гармоник

$$K_B^{(+)}(\gamma_{B0}) = \frac{2\sin(\pi \cdot \gamma_{B0})}{\sqrt{(2\pi \cdot \gamma_{B0})^2 + \sin^2(2\pi \cdot \gamma_{B0})}}, \qquad (2.56)$$

$$K_B^{(-)}(\gamma_{B0}) = \mathrm{sinc}(\pi \cdot \gamma_{B0}). \qquad (2.57)$$

Верхние индексы (+), (–) обозначают, соответственно, прямое и обратное направление вращения формируемого вектора.

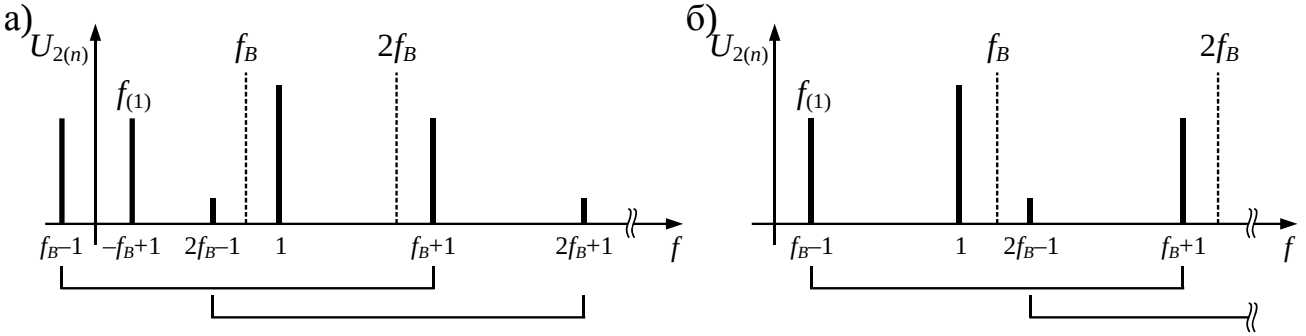


Рисунок 2.63. Спектры выходного напряжения при разных направлениях вращения вектора $\mathbf{U}_2$: а) прямое направление; б) обратное направление

В результате исследования выражений (2.56, 2.57) на экстремум определены оптимальные значения коэффициента заполнения

$$\gamma_{B0^*}^{(+)} = 0{,}405, \qquad \gamma_{B0^*}^{(-)} = 0{,}371.$$

В соответствии с графиками, изображёнными на Рисунке 2.64, в диапазоне $\gamma_{B0} = \gamma_{B0^*} \pm 10\%$ коэффициенты K_B меняются незначительно, поэтому для удобства технической реализации допустимо принять одинаковое оптимальное значение коэффициента заполнения для прямого и обратного направления вращения вектора из диапазона $\gamma_{B0^*} \in \left[\gamma_{B0^*}^{(-)}, \gamma_{B0^*}^{(+)}\right]$.

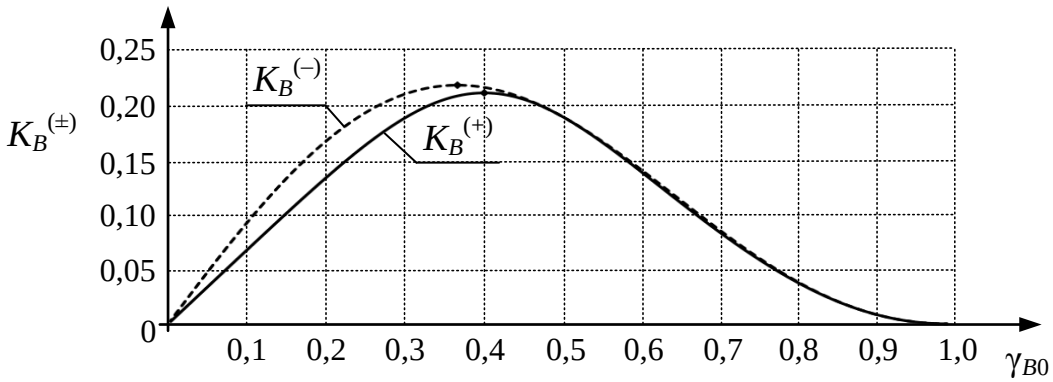


Рисунок 2.64. Графики зависимости коэффициентов отношения амплитуды первой гармоники к среднеквадратическому значению амплитуд других значимых гармоник

Регулирование первой гармоники напряжения

Амплитуда магнитного потока АД пропорциональна коэффициенту отношения амплитуды напряжения к частоте, номинальное значение которого в относительных величинах равно единице. В соответствии с результатами

гармонического анализа в предложенном алгоритме управления амплитуда первой гармоники выходного напряжения не зависит от частоты и определяется только коэффициентом заполнения γ_{B0}. Коэффициент отношения амплитуды первой гармоники к частоте

$$K_{\Phi(1)} = \frac{\sin\left(\pi \cdot \gamma_{B0^*}\right)}{\pi \cdot f_{(1)}}$$

при $f_{(1)} < \sin\left(\pi \cdot \gamma_{B0^*}\right)/\pi$ всегда превышает номинальное значение, поэтому для ограничения магнитного потока АД необходимо регулировать амплитуду выходного напряжения.

Прямой способ регулирования напряжения заключается в изменении коэффициента заполнения γ_{B0}. При этом регулирование возможно в полном диапазоне 0-100 %, но регулировочная характеристика нелинейная. Главным недостатком прямого способа регулирования является влияние на спектральный состав напряжения, что приводит к неоптимальному соотношению между амплитудами значимых гармоник.

Обеспечить непрерывное регулирование напряжения в диапазоне 0-100 %, сохраняя условие максимума первой гармоники среди значимых, можно, используя комбинированную модуляцию выходного напряжения, т.е. реализуя многократное периодическое подключение выходной цепи ВБ к вектору $\mathbf{U}_1$ на каждом интервале с длительностью Δt. В этом случае полная коммутационная функция преобразователя

$$\gamma(t) = \gamma_B(t) \cdot \gamma_S(t),$$

где $\gamma_S(t)$ – коммутационная функция в режиме высокочастотного регулирования со средним значением γ_0,

следовательно, амплитуды значимых гармоник прямопропорциональны коэффициенту регулирования напряжения

$$U_{2(n)} = \gamma_{экв} \cdot \left|\mathrm{sinc}\left((n-1) \cdot \pi \cdot \gamma_{B0^*}\right)\right|,$$

где $\gamma_{экв} = \gamma_0 \cdot \gamma_{B0^*}$.

Техническая реализация алгоритма

К достоинствам разработанного алгоритма управления относится возможность реализации с добавлением всего трёх элементарных блоков в

базовую систему управление (Рисунок 2.65). Для формирования коммутационной функции $\gamma_B(t)$ система дополняется вторым модулятором пониженной частоты (Модулятор 2). В отличии от основного модулятора (Модулятор 1), функционирующего с фиксированным опорным напряжением и с управляемым задающим напряжением, модулятор пониженной частоты, напротив, функционирует с фиксированным задающем напряжением, а частота опорного напряжения является управляемым параметром. При этом обеспечивается управление по двум независимым каналам. Сформированные модуляторами сигналы перемножаются блоком логического умножения (&) и затем распределяются между драйверами управления силовыми ключами (межкоммутационная паузы формируется в драйверах).

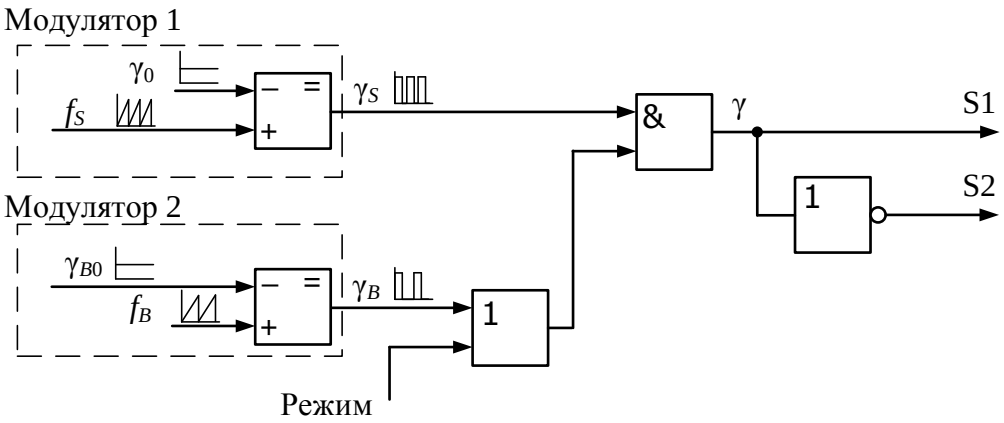


Рисунок 2.65. Блок-схема системы формирования сигналов управления ключами ППН

Режим работы ППН устанавливается логическим сигналом «Режим», блокирующим/разрешающим прохождение выходного сигнала пониженной частоты. Смена режима работы преобразователя возможна «на ходу», т.е. без остановки двигателя, что необходимо, в частности, при комбинированном пуске двигателя, когда преодоление момента трогания осуществляется в квазичастотном режиме, а дальнейший разгон до номинальной скорости – в режиме регулирования напряжения.

В ходе компьютерного имитационного моделирования установлено, что переходный процесс на интервалах отключения выходной цепи ППН от источника входного напряжения сопровождается резонансными колебаниями токов и напряжений во входном фильтре. В связи с тем, что силовой фильтр, как

правило, является звеном с большой добротностью, амплитуды токов и напряжений могут достигать неприемлемых значений, поэтому в большинстве случаев необходимо демпфирование фильтра. Способы пассивного демпфирования описаны в параграфе 2.6.

Выводы и рекомендации:

1) Предложенный алгоритм управления позволяет формировать симметричную систему напряжений с непрерывно регулируемыми частотой и амплитудой, а также изменяемым направлением вращения вектора основной гармоники. Вектор выходного напряжения вращается в прямом направлении при $f_B<1$, а в обратном при $f_B>1$, что наглядно иллюстрируется графиками спектров (Рисунок 2.63).

2) Гармонический состав выходного напряжения определяется только параметрами алгоритма управления. Выполнена оптимизация алгоритма по критерию максимума первой гармоники среди значимых. Оптимальное значение коэффициента заполнения базовой коммутационной функции лежит в диапазоне γ_{B0*}=0,371-0,405.

3) В отличие от используемых в преобразователях с ФСР интервальных алгоритмов в разработанном алгоритме отсутствуют интервалы несимметричного подключения нагрузки. Длительность отключённого состояния АД не превышает одного периода изменения входного напряжения, что согласно [171] приводит к существенному снижению неравномерности вращения ротора.

4) Для непрерывного регулирования напряжения в диапазоне 0-100 % с сохранением условия максимума первой гармоники среди значимых рекомендуется использовать комбинированную модуляцию выходного напряжения, т.е. реализовывать многократное периодическое подключение выходной цепи ВБ к вектору $\mathbf{U}_1$ на каждом интервале единичного состояния базовой коммутационной функции $\gamma_B(t)$.

5) Предложенный алгоритм управления несложен в технической реализации. Базовая система управления дополняется всего тремя элементарными блоками, имеет два независимых канала регулирования (канал регулирования

амплитуды и канал регулирования частоты напряжения) и функционирует без синхронизации с питающим напряжением или с током нагрузки. Смена режима работы ППН или направления вращения вектора основной гармоники может осуществляться без остановки двигателя.

6) В режиме циклоконвертирования рекомендуется снижать добротность входного фильтра преобразователя.

1.8 Выводы главы 2

Основные выводы данной работы сформулированы в виде четырёх научных положений:

5) Уменьшение количества управляемых вентилей и амплитуды напряжения на приборах параллельных ключей возможно при построении силовой схемы ВБ на основе трёхфазного мостового КПТ и использовании отдельных параллельных ключей для замыкания тока в каждой фазе.

6) В задачах анализа гармонических искажений токов и напряжений ППН допустимо моделирование его ВБ в виде двух условно независимых управляемых источников несинусоидального тока и напряжения. По результатам аналитической оценки при коэффициенте пульсаций до 20 % такое допущение приводит к снижению точности расчёта стандартных показателей гармонических искажений не более чем на 4-9 %.

7) Зависимости полной мощности и коэффициента сдвига первой гармоники входного тока ППН от коэффициента регулирования напряжения имеют экстремум. Установленные зависимости позволяют проектировать входной и выходной фильтры с обеспечением оптимальных энергетических показателей преобразователя.

8) Периодическое импульсное подключение одновременно всех фаз выходной цепи преобразователя к источнику питающего напряжения позволяет формировать симметричную систему напряжений с непрерывно регулируемыми частотой и амплитудой, а также изменяемым направлением вращения вектора первой гармоники. Оптимальное значение относительной длительности подключения лежит в диапазоне 0,371-0,405.

Частные выводы и рекомендации приведены в конце каждого параграфа данной главы.

Изложенные в главе результаты исследования опубликованы в работах автора [38-48, 53].

ГЛАВА 3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ИМПУЛЬСНОГО ПОНИЖАЮЩЕГО ППН

3.1 Цель и задачи экспериментального исследования

Целью экспериментального исследования разработанного устройства является проверка и оценка точности основных результатов математического моделирования и анализа энергетических показателей.

Задачи экспериментального исследования:

1) Подтвердить работоспособность предложенной силовой схемы ВБ и убедиться в высоких энергетических показателях основанного на этой схеме устройства.

2) Подтвердить установленные зависимости полной мощности и энергетических коэффициентов.

3) Оценить точность разработанных программы и методики проектирования силовых фильтров, а также влияние демпфирования фильтра на электромагнитные процессы в преобразователе.

4) Оценить точность разработанной математической модели для анализа гармонических искажений.

5) Продемонстрировать функциональные возможности преобразователя при управлении АД, включая работу устройства в режиме циклоконвертирования.

Для решения поставленных задач:

1) Спроектирован и собран экспериментальный макет устройства, основанный на новой силовой схеме ВБ.

2) Оборудована экспериментальная установка, включающая ППН, нагрузку и измерительную систему.

3) Разработаны планы проведения опытов и сбора данных.

4) Созданы компьютерные программы для автоматизированной обработки экспериментальных данных и визуализации результатов.

5) Выполнен анализ результатов и сделаны соответствующие выводы.

3.2 Экспериментальная установка

3.2.1 Преобразователь переменного напряжения

Общее описание

Главным элементом экспериментальной установки является ППН, основанный на новой силовой схеме ВБ и спроектированный с использованием разработанных методик и компьютерного приложения. Созданный ППН может использоваться для регулирования напряжения в различных системах, но ориентирован на применение в составе асинхронного ЭП, а именно для плавного или комбинированного пуска АД и регулирования напряжения на статоре двигателя в продолжительном режиме. Основные параметры и показатели устройства приведены в Таблице 3.1.

Таблица 3.1. Электрические параметры и энергетические показатели ППН

Входное напряжение, В	220/380
Частота входного напряжения, Гц	50
Максимальная мощность нагрузки, кВА	4
Амплитуда пускового тока, А	10
Частота коммутации, Гц	7812,5
Полный диапазон регулирования напряжения, %	6-95 **1)**
Рабочий диапазон регулирования напряжения, %	50-95
КПД, %	94,4 **2)**
	97,0 **3)**
Коэффициент гармоник входного тока, %	1,8 **4,5)**
	5,3 **4,6)**
Коэффициент гармоник тока нагрузки, %	3,6 **4,6)**
Коэффициент мощности	0,95 **2)**
Установленная мощность конденсаторов фильтра, %	15 **7)**

1) за пределами верхней границы диапазона преобразователь функционирует в режиме постоянного подключения нагрузки к источнику напряжения;
2) $P_Н$=2,3 кВт, cos($\varphi_Н$)=0,88, γ_0=94 %;
3) $P_Н$=2,3 кВт, cos($\varphi_Н$)=0,88, γ_0=100 % (режим без коммутации);
4) $P_Н$=2,0 кВт, cos($\varphi_Н$)=0,87, γ_0=90 %, коэффициент гармоник питающего напряжения 2,6 %;
5) вычислено в соответствии со стандартом IEEE Std 519™-2014;
6) вычислено через действующее значение по результатам измерений с шириной окна 200 мс и с частотой дискретизации 50 кГц;
7) вычислено для номинального режима работы двигателя 4АС80В4У3.

Система управления и элементы силовой схемы ППН, за исключением входного фильтра, размещены в едином блоке с пассивным теплоотводом (Рисунок 3.1). Устройство оборудовано цифровой панелью управления и

индикации. Имеются аналоговые и цифровые порты ввода/вывода (Таблица 3.2), предназначенные для интеграции ППН в ЭП. Система управления позволяет программировать закон изменения напряжения при плавном пуске и останове АД, а также устанавливать параметры алгоритма КЧУ.



Рисунок 3.1. Внешний вид силового блока ППН

Таблица 3.2. Порты ввода/вывода

Тип	Изоляция	Параметры	Кол-во
Вход логический	Оптопара	5-25 мА	7
Вход аналоговый	–	0-5 В	4
Выход логический	Реле	2 А, 60 В (DC) 1 А, 120 В (AC)	2
Выход аналоговый	–	0-5 В	2

ППН оборудован программно-аппаратными блоками защиты от следующих событий:

- перегрузка двигателя по току;
- заклинивание двигателя;
- короткое замыкание в ВБ;
- перенапряжения на приборах ВБ;
- перегрев ВБ.

Силовая схема

Силовая схема ППН (Рисунок 3.2) включает следующие элементы:

1) Элементы пассивной защиты (З).
2) Силовой однозвенный LC-фильтр нижних частот (Ф1).

3) Последовательный КПТ (S1).

4) Параллельные КПТ ($S2_A$, $S2_B$, $S2_C$);

5) Снабберная цепь (СЦ);

6) Сглаживающие реакторы ($L3_A$, $L3_B$, $L3_C$).

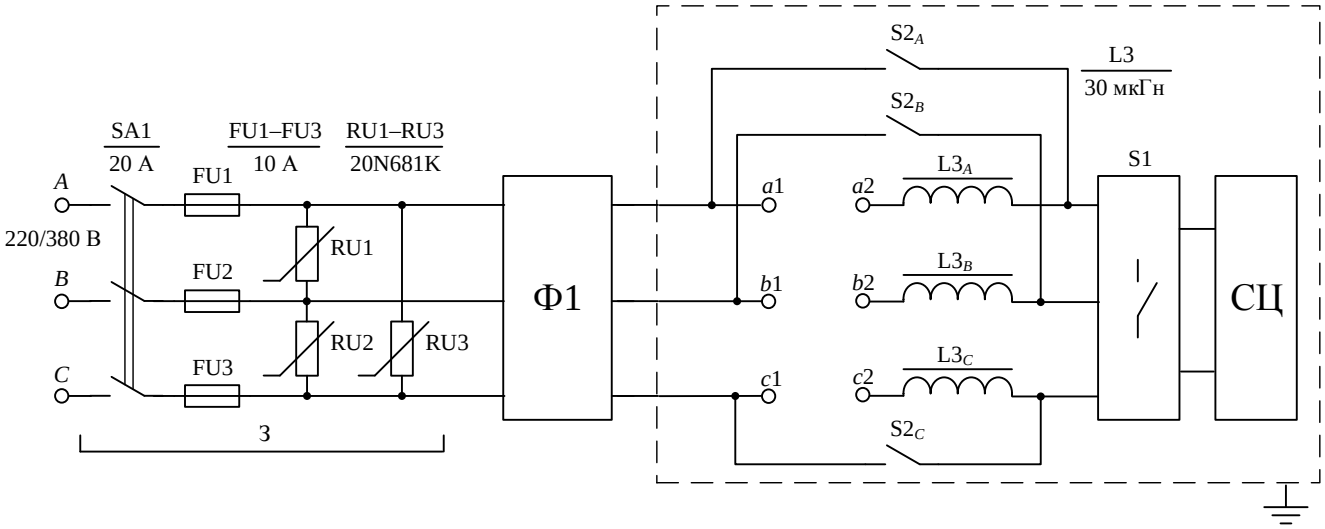
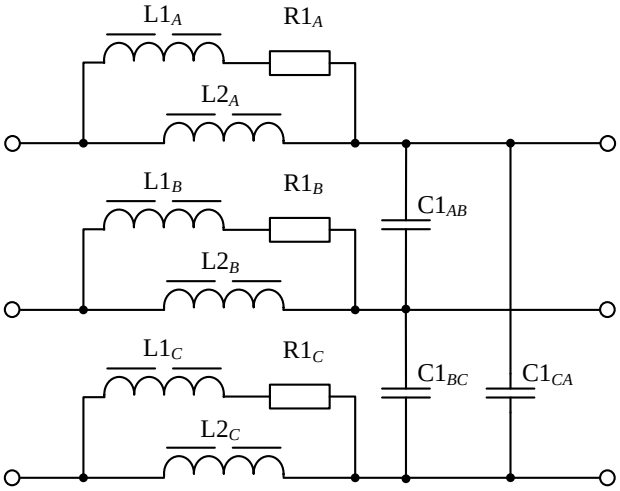


Рисунок 3.2. Силовая схема ППН

В основе силового фильтра лежит Г-образная схема с соединением конденсаторов по типу «треугольник» (Рисунок 3.3). Параллельно каждому реактору установлен резистивно-индуктивный демпфер для снижения добротности фильтра.



C1: 3,3 мкФ
L1: 60 мкГн
L2: 400 мкГн
R1: 24 Ом

Рисунок 3.3. Схема входного фильтра

Реакторы L3 необходимы для сглаживания фронтов напряжений на статоре двигателя и снижения амплитуды паразитных ёмкостных токов.

Все КПТ выполнены по мостовой схеме (Рисунок 3.4). Корпуса силовых приборов изолированы и установлены на общем теплоотводе.

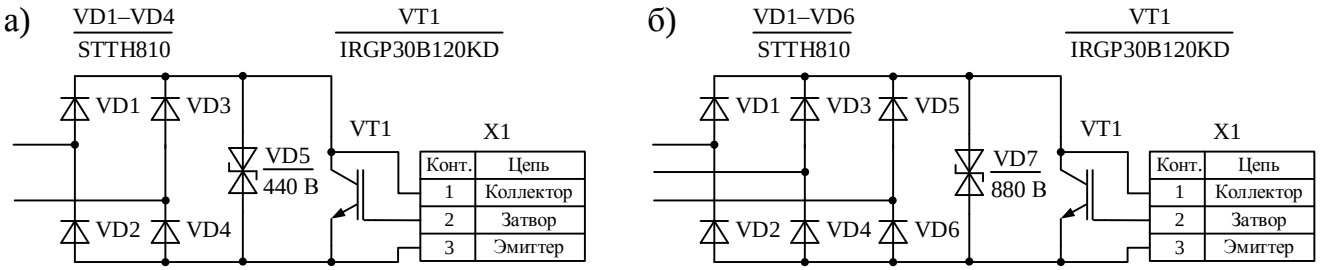


Рисунок 3.4 Схемы КПТ: а) последовательный; б) параллельный

На межкоммутационных интервалах контур протекания тока нагрузки замыкается через СЦ (Рисунок 3.5), установленную параллельно транзистору ключа S1. Изменение значения эквивалентного сопротивления цепи разряда конденсатора за счёт отключения резистора R3 реализовано с целью уменьшения (в 4-6 раз) выделяемой в СЦ мощности в режиме продолжительного регулирования напряжения на двигателе.

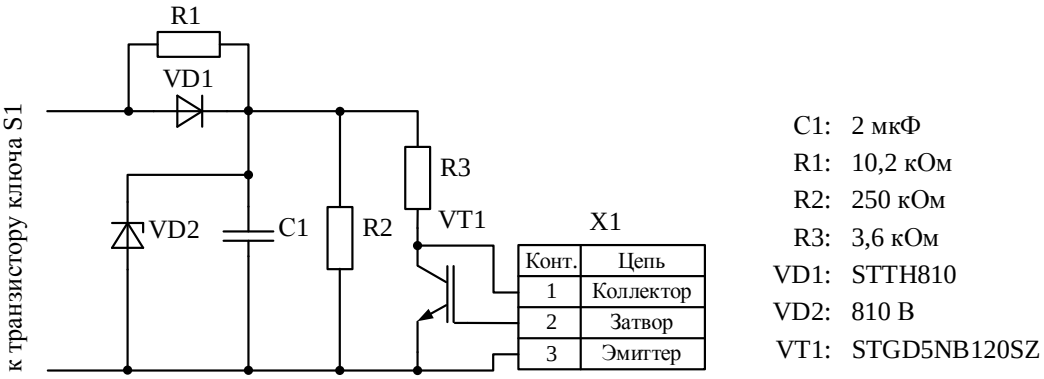


Рисунок 3.5. Схема снабберной цепи

Напряжение на буферном конденсаторе СЦ контролируется блоком защиты от перенапряжений.

Система управления

Главными элементами системы управления ППН являются два контроллера: основной контроллер и контроллер интерфейса (Рисунок 3.6, 3.7). Контроллеры основаны на восьми-разрядных RISC-микроконтроллерах семейства MEGA AVR. Передача данных и команд между контроллерами осуществляется по интерфейсу SPI. Программное обеспечение разработано в среде AVR Studio 6.2.

Функции основного контроллера:

1) Формирование и распределение сигналов управления ключами ППН.
2) Обработка событий по сигналам схем защиты.

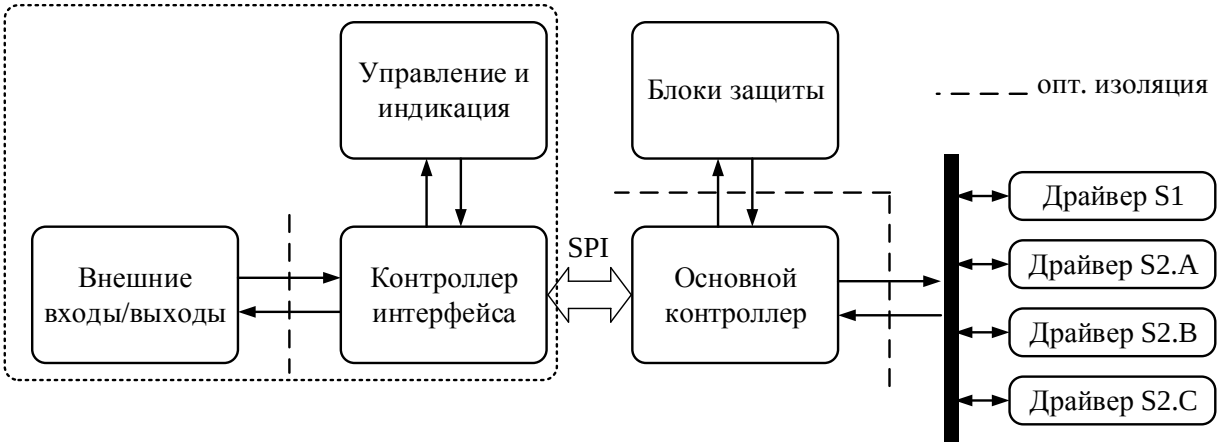


Рисунок 3.6. Структурная схема СУ



Рисунок 3.7. Внешний вид СУ

Функции контроллера интерфейса:

1) Обеспечение ввода данных и команд управления.
2) Индикация параметров и режима работы системы.
3) Хранение предопределённых параметров в энергонезависимой памяти.
4) Обработка событий по внешним сигналам.
5) Управление внешними устройствами.

С целью повышения надёжности функционирования системы и упрощения программного обеспечения функции управления нижнего уровня, включая первичную обработку сигналов ошибок, распределение сигналов управления драйверами ключей и дешифрацию сигналов управления панелью индикации, реализуются блоками комбинационной логики. Оба модулятора

(см. Рисунок 2.65) встроены в основной контроллер и реализованы на основе периферийных таймеров микроконтроллера. Для передачи логических сигналов без гальванической связи использованы диодно-транзисторные оптопары и электромеханические реле.

3.2.2 Электрические машины

Опыты выполнены с использованием двух электрических машин (Рисунок 3.8), установленных на общем валу: АД с КЗ ротором модели 4АС80В4У3 ($P_{ном}$=1,7 кВт, $n_{r.ном}$=1425 об/мин) и генератор постоянного тока (ГПТ) модели П-32 у 4 ($P_{ном}$=1,5 кВт, $n_{r.ном}$=1450 об/мин). ГПТ использован в качестве нагрузки АД. Регулирование мощности нагрузки осуществлялось за счёт изменения магнитного потока генератора и эквивалентного сопротивления в цепи якоря.

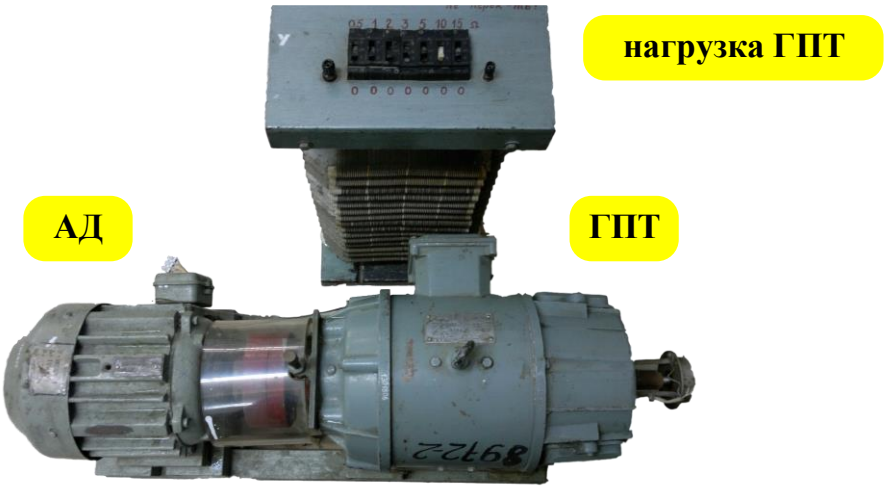


Рисунок 3.8. Электрические машины

3.2.3 Измерительная система

ППН и АД оборудованы датчиками тока и напряжения (Рисунок 3.9) на основе эффекта Холла (Таблица 3.3). Датчики электрически изолированы от силовой схемы. Основные параметры, характеризующие точность и частотные свойства датчиков, приведены в Таблицах 3.4, 3.5. Напряжения на полупроводниковых элементах силовой схемы и на фазах АД измерены при непосредственном подключении высоковольтного (1,5 кВ) измерительного щупа.

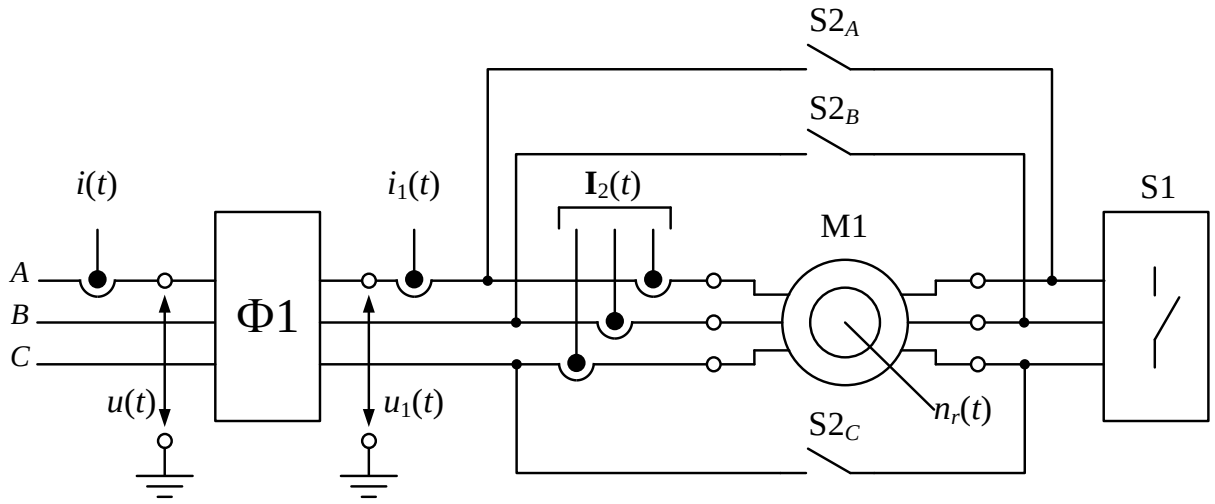


Рисунок 3.9. Схема подключения измерительных датчиков (изображены не все элементы силовой схемы)

Таблица 3.3. Измерительные датчики

	Модель	Входная цепь	Сопр. резист. в вых. цепи	Коэф. передачи*
Датчик тока	LA-55p	3 витка	160 Ом	0,48 В/А
Датчик напряжения	LV-25	20 кОм	220 Ом	0,0275 В/В
*расчётное значение				

Таблица 3.4. Характеристики датчика тока LA-55p

Параметр	Условия	Значение
Отклонение результата	$I=I_{PN}$, T_A=25 °C, U_C=±15 В (±5 %)	±0,65 %
Нелинейность		<0,15 %
Ток смещения	I_P=0, T_A=25 °C	±0,2 мА
Длительность спада	I_P→10 % от I_{PN}	<500 нс
Длительность фронта	I_P→90 % от I_{PN}	<1 мкс
Ширина полосы пропускания	–1 дБ	200 кГц
I_P – ток в первичной цепи; I_{PN} – номинальное значение тока I_P; T_A – температура окружающей среды; U_C – напряжение питания.		

Таблица 3.5. Характеристики датчика напряжения LV-25

Параметр	Условия	Значение
Отклонение результата	$I=I_{PN}$, T_A=25 °C, U_C=±15 В (±5 %)	±0,8 %
Нелинейность		<0,2 %
Ток смещения	I_P=0, T_A=25 °C	±0,15 мА
Длительность фронта	I_P→90 % от I_{PN}, R_1=25 кОм	40 мкс

Датчик измерения частоты вращения установлен на валу электромашинного агрегата. Организован вывод значения частоты в цифровом виде на панель индикации и в аналоговом виде на дисплей осциллографа.

Осциллографирование токов и напряжений выполнено четырёхканальным цифровым запоминающим осциллографом модели TDS3014 (Таблица 3.6) с измерительными щупами модели P2200 (Таблица 3.7) и HP-9258 (Таблица 3.8).

Таблица 3.6. Характеристики осциллографа TDS3014 (Tektronix)

Параметр	Условия	Значение
Погрешность коэффициента передачи по постоянному току	–	±2 %
Разрешение	–	9 бит
Память	–	10^4 точек
Ширина полосы пропускания	5 мВ/дел, 1 В/дел	100 МГц
Длительность фронта (расчётн.)	–	3,5 нс

Таблица 3.7. Характеристики щупа P2200

Параметр	Условия	Значение
Погрешность коэффициента деления	–	±2 %
Длительность фронта	1:10	<2,2 нс
	1:1	<50,0 нс

Таблица 3.8. Характеристики щупа HP-9258

Параметр	Значение
Коэффициент деления	1:100
Ширина полосы пропускания	250 МГц
Длительность фронта	<1,4 нс

3.3 Результаты экспериментов

3.3.1 Временные диаграммы токов и напряжений

Диаграммы токов измерены с датчиков тока, диаграммы напряжений – с датчиков напряжений или при непосредственном подключении высоковольтного щупа (Рисунок 3.10).

Потребляемый из сети ток $i(t)$ и ток нагрузки $i_2(t)$ имеют чётко выраженную первую гармонику с частотой $f_{(1)}$ и высокочастотную модуляционную составляющую. Пульсации тока нагрузки (Рисунок 3.10д) по форме близки к треугольным, причём коэффициент пульсаций не превышает H_Λ=5 %. Ток на входе ВБ $i_1(t)$ (Рисунок 3.10г,е) представляет собой фрагменты выходного тока ППН и соответствует форме, принятой в теоретических расчётах.

На временной диаграмме выходного напряжения (Рисунок 3.11а) отчётливо выражена переменная составляющая с частотой, значительно меньшей частоты коммутации. При компьютерном имитационном моделировании искажение

формы напряжения не было выявлено, но такая возможность прогнозировалась на этапе теоретического анализа.

С целью определить причину изменения формы огибающей выходного напряжения ППН проведён опыт с непосредственным подключением АД к питающей сети и измерением напряжения на нулевой точке обмоток (Рисунок 3.12). В результате установлено, что на этой точке имеется переменное несинусоидальное напряжение, параметры которого непостоянны и, в частности, меняются при изменении нагрузки двигателя. Можно предположить, что ненулевое напряжение обусловлено высшими гармониками в питающей сети и составляющими обратной последовательности трёхфазной системы.

Напряжение на нулевой точке АД является причиной увеличения амплитуды напряжения на приборах силовой схемы, особенно на приборах параллельных ключей. В проведённых экспериментах увеличение амплитуды составило 19 % (Рисунок 3.13). Ненулевое напряжение смещения также является причиной отличия действительной формы напряжения на диоде ключа S2 (Рисунок 3.14а) от формы, принятой при анализе.

Перенапряжения при переходах диода в непроводящее состояние (Рисунок 3.14б) характерны для бесснабберной «жёсткой» коммутации. Величина перенапряжений в данном случае приемлема, но в общем случае при необходимости может быть уменьшена известными методами.

Напряжение на транзисторе ключа S1 имеет огибающую с 6-и кратной частотой основной гармоники (Рисунок 3.15а). На интервалах межкоммутационной паузы напряжение на приборах ключа S1 ограничивается на уровне амплитуды напряжения на буферном конденсаторе СЦ (Рисунок 3.15б,в).

Высокочастотные составляющие на осциллограммах напряжений («иголки» на Рисунках 3.11а, 3.13, 3.14а) имеют случайный характер и обусловлены электромагнитными наводками на измерительный канал.

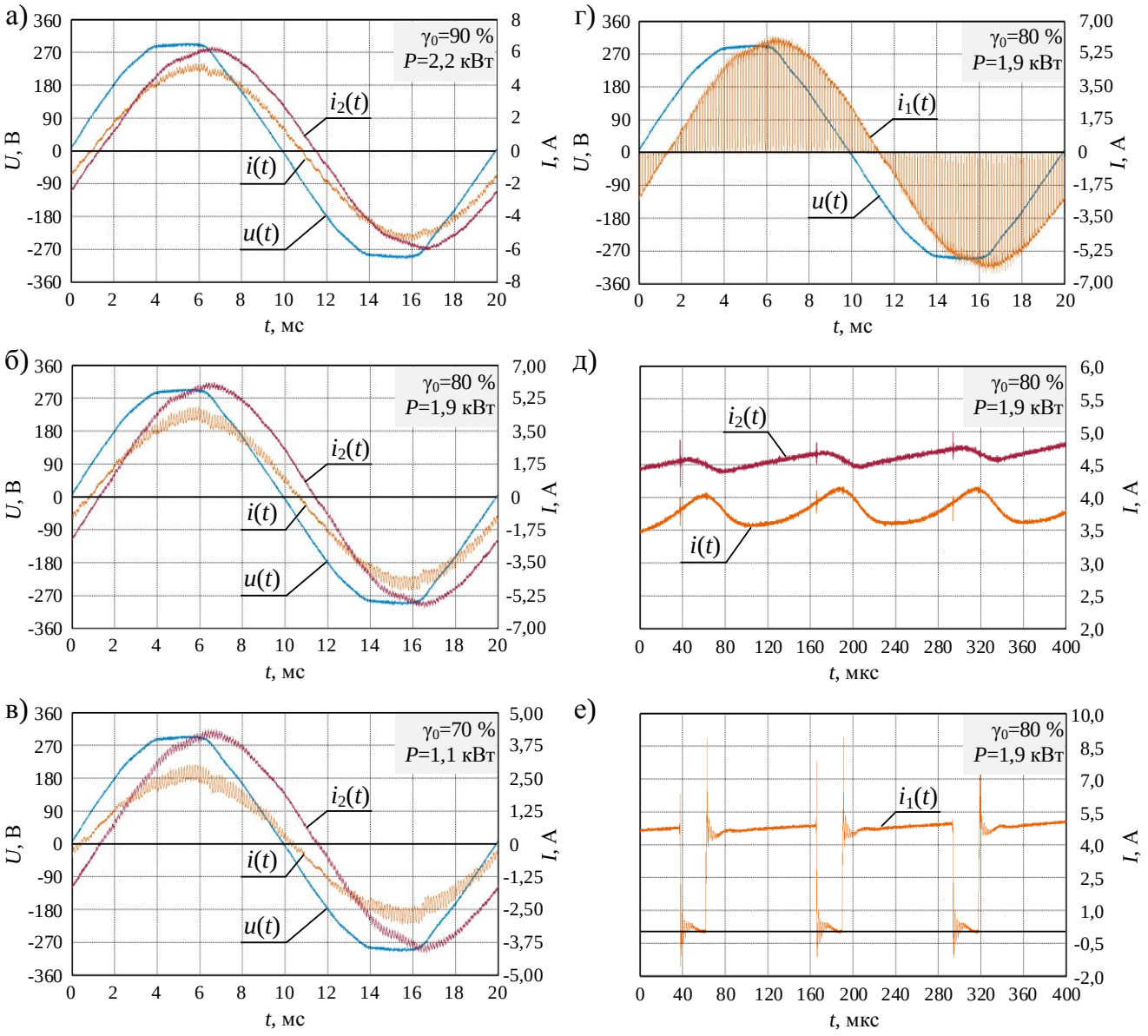


Рисунок 3.10. Временные диаграммы токов и напряжений ППН

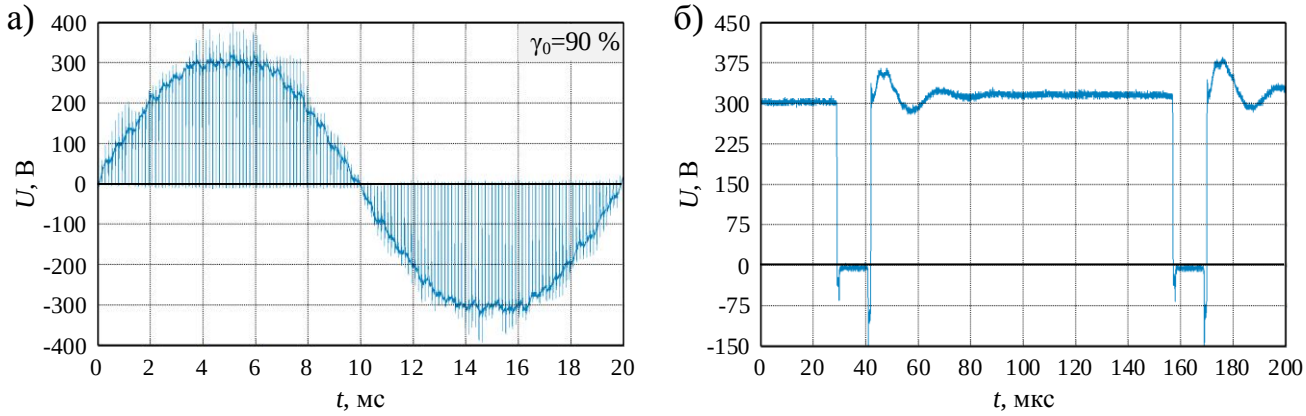


Рисунок 3.11. Временные диаграммы напряжения на фазе нагрузки

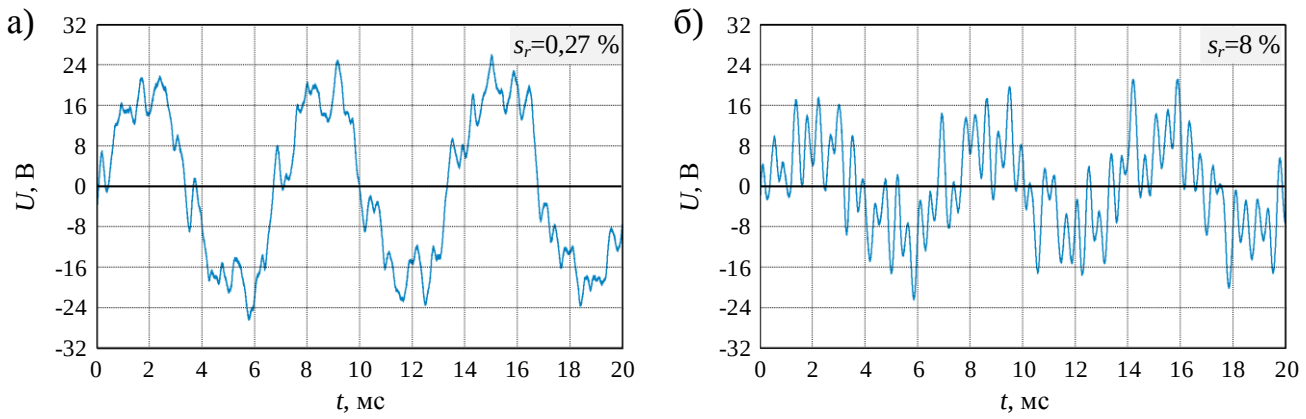


Рисунок 3.12. Временные диаграммы напряжения на нулевой точке АД при непосредственном подключении машины к питающей сети

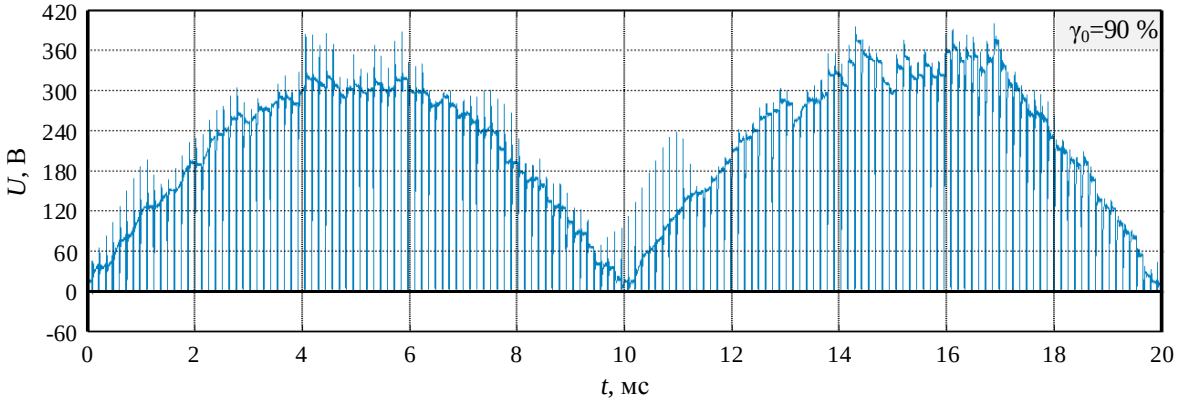


Рисунок 3.13. Временная диаграмма напряжения на транзисторе ключа S2

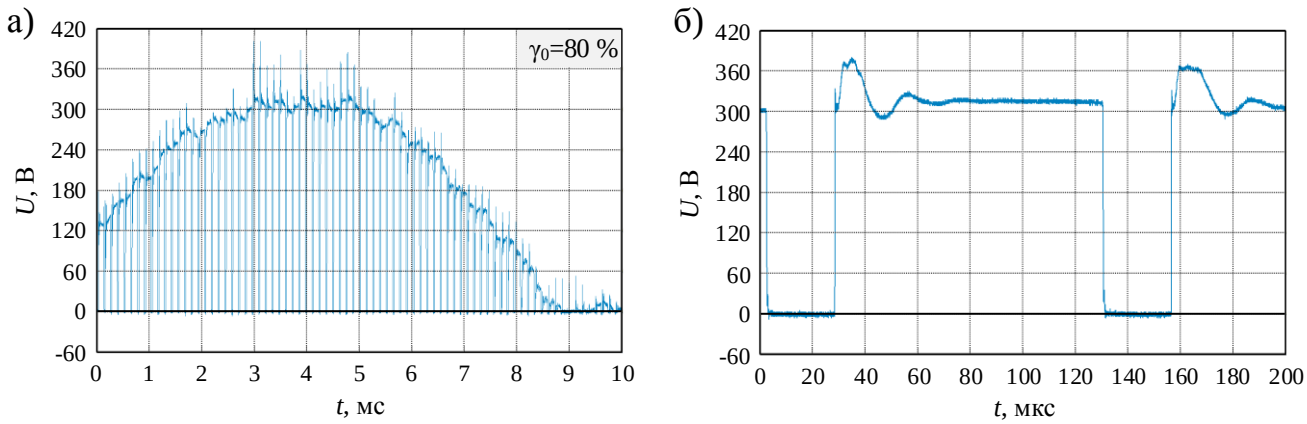


Рисунок 3.14. Временные диаграммы напряжения на диоде ключа S2

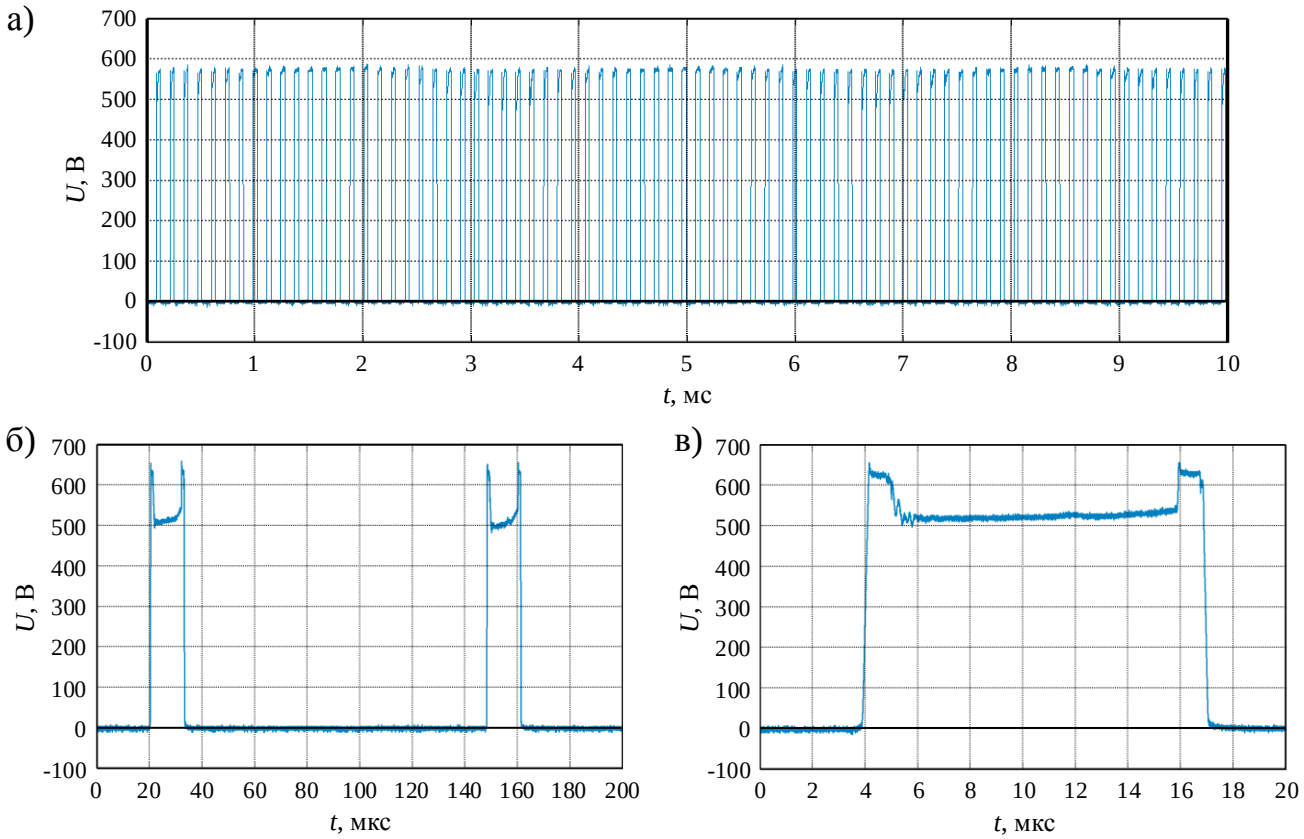


Рисунок 3.15. Временные диаграммы напряжения на транзисторе ключа S1

На Рисунках 3.16, 3.17 представлены временные диаграммы и спектры потребляемого из сети тока с демпфированным силовом фильтром (Рисунок 3.3) и с фильтром без демпферных цепей. В обоих случаях сетевой ток содержит переменную составляющую с частотой, равной частоте резонанса силового фильтра ($f_{рез}$=2,4 кГц), но в случае без демпфирования (Рисунок 3.16б) амплитуда этой составляющей значительно больше ввиду большей добротности фильтра. Демпфирование фильтра позволяет уменьшить амплитуду резонансных гармоник в заданной степени, но при этом ухудшаются фильтрующие свойства по отношению к высшим гармоникам, генерируемым непосредственно ВБ. Это видно и на спектрах Рисунка 3.17.

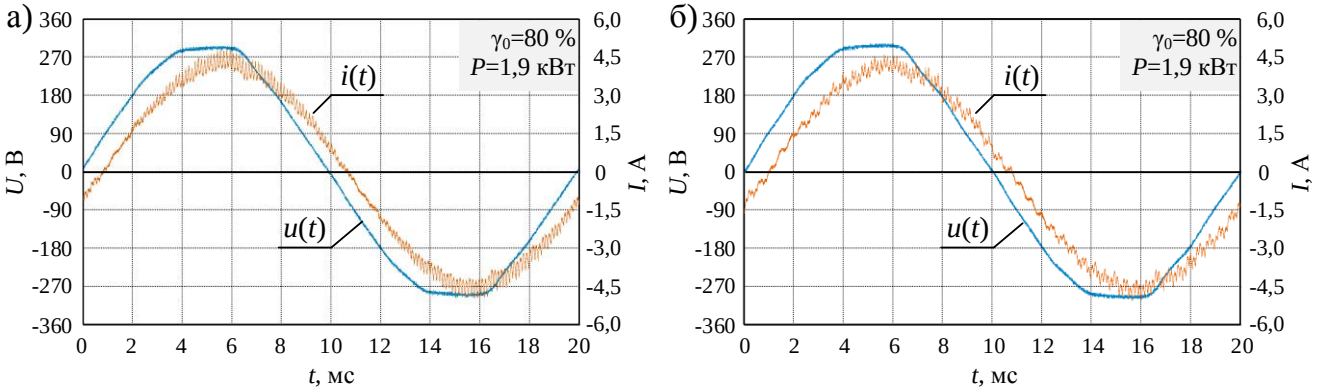


Рисунок 3.16. Временные диаграммы токов и напряжений при а) демпфированном и б) недемпфированном силовом фильтре

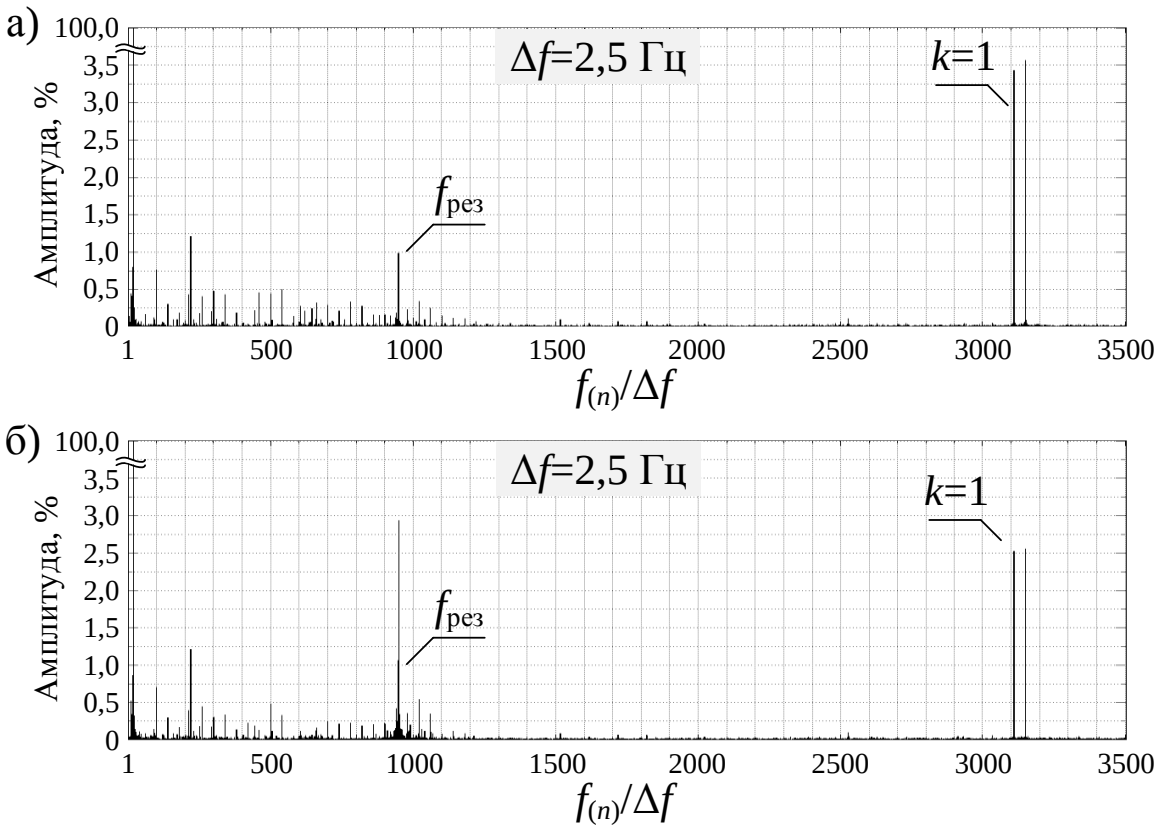


Рисунок 3.17. Спектры потребляемого из сети тока при а) демпфированном и б) недемпфированном силовом фильтре

3.3.2 Энергетические показатели преобразователя

Условия эксперимента

Основными энергетическими показателями силового вентильного преобразователя напряжения являются коэффициент мощности, КПД и коэффициенты, характеризующие гармонические искажения. Детальное исследование этих показателей выполнено при теоретическом анализе, в результате которого установлены основные функциональные зависимости, определены достижимые числовые значения показателей и разработаны методики

проектирования блоков преобразователя. Экспериментальное определение этих показателей позволит охарактеризовать созданное физическое устройство в плане качества электромагнитных процессов, подтвердить эффективность разработанных и использованных при проектирования этого устройства методик, а также оценить точность положенных в основу этих методик математических выражений.

В ходе экспериментов значение скольжения ротора принято в качестве параметра модели нагрузки и поддерживалось постоянным в рамках каждой характеристики за счёт изменения нагрузки на валу двигателя. Управляемым фактором являлся коэффициент регулирования напряжения γ_0, который при каждом значении скольжения изменялся с равномерным шагом на M=6 уровнях из диапазона 40-95 %. На каждом уровне измерения выполнены N=10 раз с последующей статистической обработкой результатов, включающей проверку гипотезы о нормальном законе распределения, определение грубых ошибок наблюдений и оценку доверительных интервалов.

Измерения выполнены с помощью цифрового осциллографа TDS3014, использованного исключительно в качестве устройства сбора и аналогово-цифрового преобразования сигналов. Соблюдены условия:

- частотная характеристика измеряемого сигнала ограничена верхней частотой $f_{\text{В}}$;
- дискретизация сигнала выполнена с постоянным шагом T_{sam} на интервале с ограниченной длительностью T_1 (ширина окна);
- граничная частота полосы пропускания аналогового тракта осциллографа $f_{\text{гр}}$ значительно больше верхней частоты измеряемого аналогового сигнала ($f_{\text{гр}}>>f_{\text{В}}$).

Обработка результатов измерений выполнена с применением аппарата дискретного преобразования Фурье при допущениях:

- выборка значений сигнала осуществлена мгновенно;
- ошибка квантования по уровню отсутствует или носит случайных характер.

Ширина измерительного окна T_1 выбрана в соответствии с задачей измерений.

Результаты измерений сопоставлены с результатами аналитического и компьютерного имитационного моделирования и приведены по группам показателей.

Энергетические показатели, характеризующие баланс мощностей

Приведены результаты измерения потребляемой от источника активной мощности (P), амплитуд первых гармоник токов (I) и энергетических коэффициентов:

- коэффициент сдвига первой гармоники тока (k_C);
- коэффициент отношения реактивных мощностей (k_q);
- коэффициент полезного действия (η).

Ширина измерительного окна T_1=400 мс, частота дискретизации f_{sam}=25 кГц.

Результаты эксперимента отображены средними значениями среди результатов серии повторных измерений (Рисунок 3.18), доверительные интервалы не показаны (являются очень узкими ввиду большого количества измерений). Средняя арифметическая ошибка измерений в сравнении с результатами аналитического моделирования и компьютерного имитационного моделирования лежит в диапазоне 0,8-15,4 % (Таблица 3.9).

Коэффициент полезного действия преобразователя рассчитан по средним значениям мгновенных мощностей. Мгновенные мощности определены в результате перемножения измеренных на входе и выходе преобразователя мгновенных значений токов и напряжений. Измерения выполнены с помощью осциллографа в одной фазе преобразователя в установившемся режиме работы на интервале T_1=100 мс с частотой дискретизации 100 кГц. В отличии от других опытов характеристики сняты при значениях коэффициента регулирования напряжения из диапазона 30-90 % при двух фиксированных скольжениях ротора (Таблица 3.10, Рисунок 3.19). Для каждого значения коэффициента регулирования выполнено по N=3 повторных измерения с последующим усреднением рассчитанных мощностей.

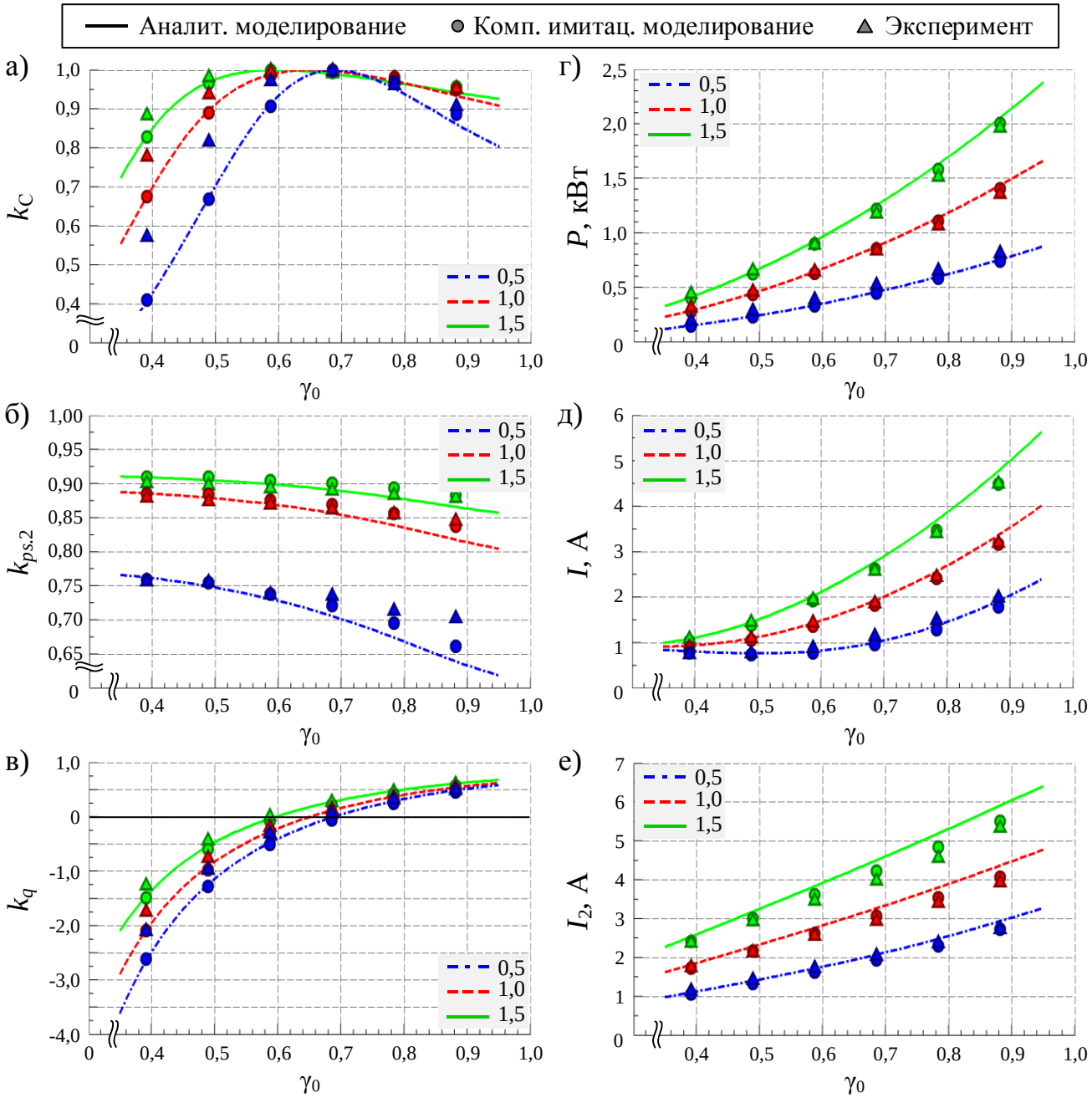


Рисунок 3.18. Графики а-в) энергетических коэффициентов, г) потребляемой от источника мощности, д,е) амплитуд первых гармоник токов при трёх значениях скольжения $s_{r.отн}$

Таблица 3.9. Средняя арифметическая ошибка результатов измерений, %

		$s_{r.отн}$	k_C	$k_{ps.2}$	P	I	I_1	I_2
		1	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**	**7**
Аналитическое	**1**	0,5	9,7	3,5	13,6	7,1	6,9	3,4
моделирование	**2**	1,0	3,5	1,2	4,9	2,9	8,9	4,7
	3	1,5	1,5	0,8	5,2	4,5	10,6	4,9
Компьютерное	**4**	0,5	9,4	1,8	15,4	11,6	9,9	4,6
имитационное	**5**	1,0	3,4	0,8	4,7	2,4	2,8	4,4
моделирование	**6**	1,5	1,5	1,1	4,0	2,2	4,0	3,0

Таблица 3.10. Результаты измерения мощности и КПД

	γ_0, %		30	40	50	60	70	80	90
$s_{r.отн}$			**1**	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**	**7**
1,0	P, Вт	**1**	195	317	472	665	880	1127	1436
	P_2, Вт	**2**	162	274	418	601	808	1043	1339
	η, %	**3**	82,8	86,4	88,6	90,4	91,9	92,6	93,3
1,5	P, Вт	**4**	254	417	618	867	1168	1533	1975
	P_2, Вт	**5**	215	368	558	797	1090	1432	1860
	η, %	**6**	84,8	88,4	90,3	91,9	93,4	93,5	94,2

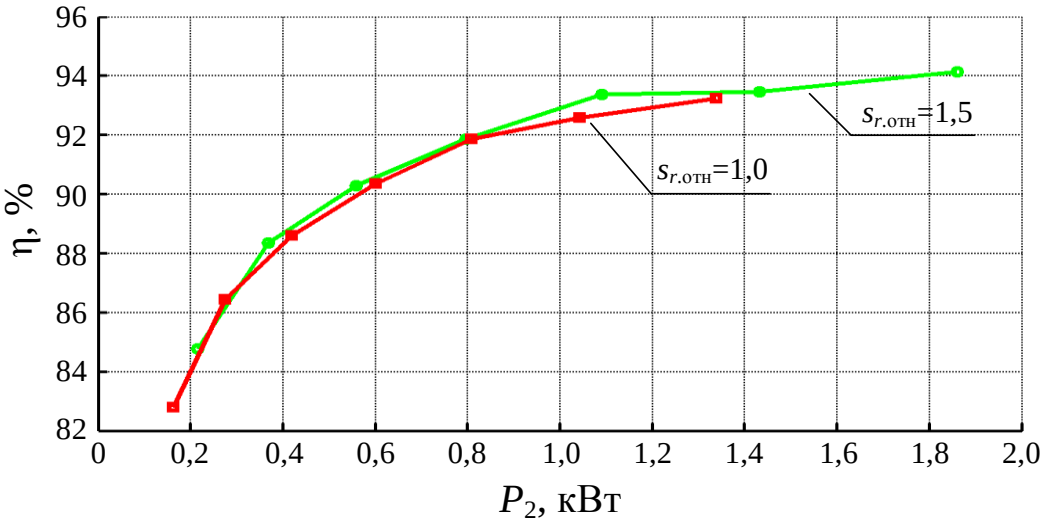


Рисунок 3.19. График зависимости КПД преобразователя от мощности нагрузки

В соответствии с результатами эксперимента КПД преобразователя возрастает с увеличением нагрузки и при мощности нагрузки P_2=1,86 кВт (номинальная мощность двигателя $P_{2ном}$=1,7 кВт) составляет η=94,2 %. Экстраполируя экспериментальные результаты на номинальную мощность преобразователя ($S_{ном}$=4 кВА) можно прогнозировать КПД более 96,5 %.

Энергетические показатели, характеризующие гармонические искажения

Основными энергетическими показателями, характеризующими гармонические искажения, являются:

– коэффициент гармоник (суммарный);

– коэффициент n-й гармонической составляющей.

Допустимые значения и методики измерений обоих показателей регламентируются соответствующими стандартами по электромагнитной совместимости электротехнического оборудования.

В соответствии со стандартом IEEE Std 519™-2014 коэффициент гармоник (суммарный) рассчитывается до 50-й гармоники включительно. Для оборудования сетей с частотой 50 Гц измерения коэффициента гармоник должны проводиться на 10 периодах, т.е. с шириной окна T_1=200 мс (разрешение по частоте Δf=5 Гц). Амплитуда n-й гармоники (n – номер по отношению к 50 Гц) принимается равной эквивалентному значению амплитуд трёх гармоник с частотами $(50n–5)$ Гц, $(50n)$ Гц, $(50n+5)$ Гц.

В эксперименте расчёт значений суммарного коэффициента гармоник для сетевого тока, сетевого напряжения и тока нагрузки (тока двигателя) выполнены по результатам обработки измеренных на интервале T_1=200 мс мгновенных значений этих переменных. В Таблице 3.11 приведены:

– значение суммарного коэффициента гармоник, рассчитанное по стандарту IEEE Std 519™-2014;

– значение суммарного коэффициента гармоник, рассчитанное через действующее значение по формуле

$$K_{\Gamma} = \sqrt{\left(V_{\text{д}}/V_{(1)\text{д}}\right)^2 - 1},$$

где $V_{\text{д}}$ – действующее значение переменной $v(t)$, рассчитанное во временной области;

$V_{(1)\text{д}}$ – действующее значение первой гармоники переменной $v(t)$.

Таблица 3.11. Суммарный коэффициент гармоник токов и напряжений

				K_{Γ}, %					
				фильтр демпфирован			фильтр недемпфирован		
		n_r, об/мин	γ_0, %	I	I_2	U	I	I_2	U
		1	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**	**7**	**8**
по стандарту	**1**	1360	90	1,8	1,3	2,6	3,7	1,2	2,4
	2	1340	80	2,1	1,1	2,4	2,1	1,1	2,5
через действ. значение	**3**	1360	90	5,3	3,6	2,9	5,9	4,0	2,7
	4	1340	80	7,2	4,3	2,6	8,5	4,0	2,8

Измерения и расчёт коэффициента n-й гармонической составляющей выполнены с целью оценки точности разработанной математической модели для расчёта показателей гармонических искажений. Обоснования использования именно этого показателя приведены во второй главе диссертации. Показано, что в

спектре токов и напряжений доминируют гармоники первой группы и для оценки точности можно ограничиться измерением только этих гармоник. Тем не менее, условия эксперимента позволяли одновременно измерять амплитуды гармоник групп k=1, 2 (гармоник с частотами $f=k\cdot f_S\pm f_{(1)}$). В ходе эксперимента демпферные RL-цепи силового фильтра были отсоединены.

Откликом системы принято среднеквадратическое значение амплитуд обеих гармоник каждой k-й группы по отношению к амплитуде первой гармоники. Расчёт выполнен с использованием дискретного преобразования Фурье по результатам измерения мгновенных значений токов $i(t)$, $i_1(t)$, $i_2(t)$. При частоте коммутации f_S=7812,5 Гц частоты измеряемых гармоник 7762,5 Гц, 7862,5 Гц, 15575 Гц, 15675 Гц, поэтому необходимое разрешение по частоте установлено равным Δf=2,5 Гц, что соответствует ширине измерительного окна T_1=400 мс (частота дискретизации при этом составляет f_{sam}=25 кГц). В соответствии с теорией цифровой обработки сигналов при этих параметрах гармоники группы k=2 смещаются в частоты 9425 Гц, 9325 Гц (Рисунок 3.20).

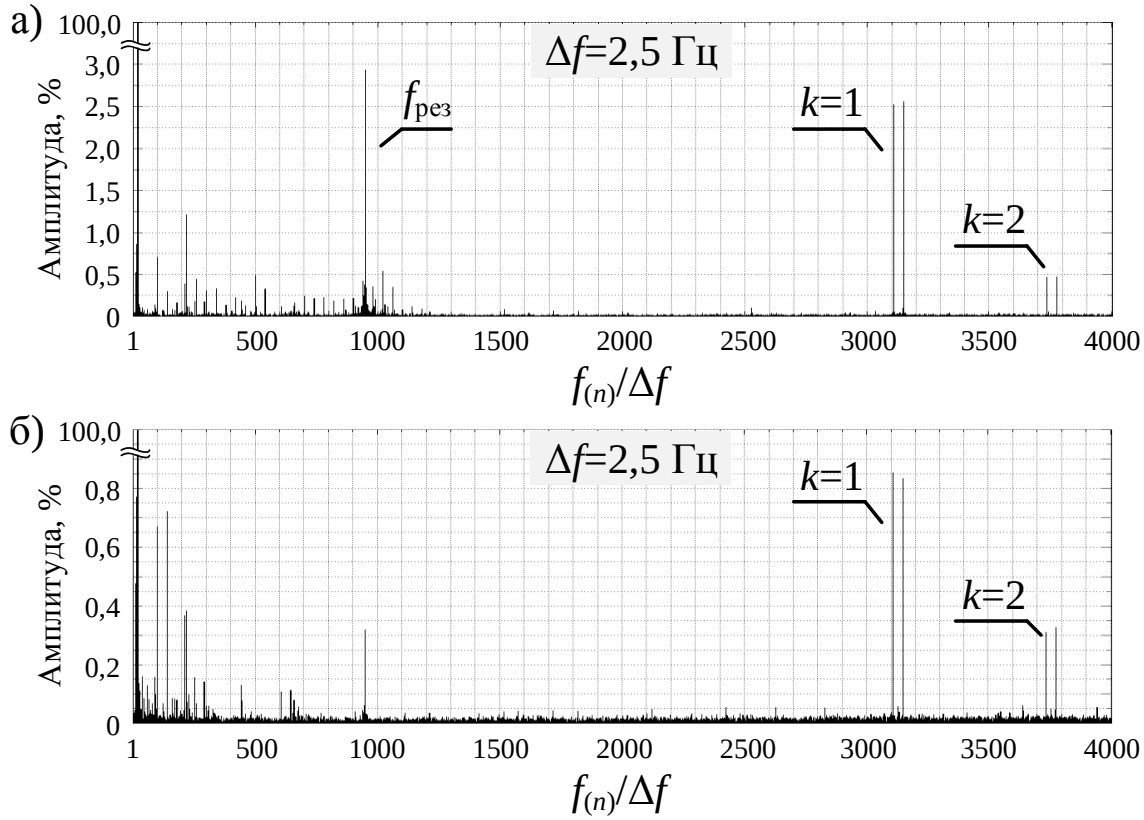


Рисунок 3.20. Спектры при P=1,8 кВт, γ_0=80 %: а) сетевой ток $i(t)$, б) ток нагрузки $i_2(t)$ (примечание: гармоники группы k=2 смещены по частоте)

С целью уменьшить влияние гармоник вне измеряемого диапазона каждый измерительный канал оборудован аналоговым активным фильтром нижних частот с максимально «плоской» передаточной характеристикой в зоне пропускания (использован фильтр Баттерворта 4-го порядка). Верхняя частота фильтра f_C=25 кГц выбрана таким образом, чтобы передача гармоники групп k=1, 2 осуществлялась с минимальным искажением амплитуд, в то время как остальные высшие гармоники подавлялись в максимальной степени (Рисунок 3.21).

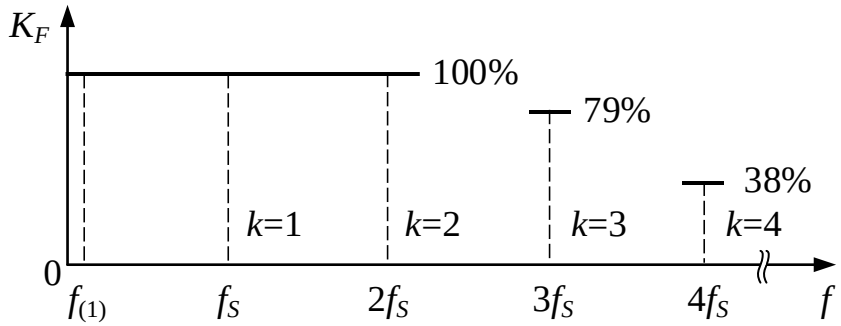


Рисунок 3.21. Амплитудно-частотная характеристика сигнального фильтра (эскиз)

Оценка соответствия модели экспериментальным данным выполнена по значению коэффициента детерминации. По определению

$$K_{\text{дет}} = 1 - \sum_{m=1}^{M} \left(w(x_m) - \bar{y}_m \right)^2 \Big/ \sum_{m=1}^{M} \left(\bar{y} - \bar{y}_m \right)^2 ,$$

где x_m – значение управляемого фактора на уровне m;
y_m – результат измерения отклика при значении фактора x_m;
M – количество уровней управляемого фактора;
$\bar{y}_m$ – среднее значение среди результатов многократных измерений в рамках фиксированного значения управляемого фактора;
$\bar{y}$ – общее среднее значение среди результатов;
w – результат расчёта по модели.

Коэффициент детерминации для модели с константой принимает значения от 0 до 1 ($K_{\text{дет}}$=1 при функциональной зависимости между переменными). Пригодными для практического использования считаются модели с коэффициентом детерминации, превышающим 0,5 (в этом случае коэффициент множественной корреляции превышает по модулю 0,7). В случае $K_{\text{дет}}$>0,8 коэффициент корреляции превышает 0,9, что говорит о близкой к функциональной связи между переменными.

Результаты измерений коэффициентов и оценки точности математической модели отображены на Рисунках 3.22, 3.23 и приведены в Таблице 3.13. Результаты аналитического моделирования рассчитаны с использованием выражений (2.32, 2.42) и (2.23, 2.25) при $H_Л$=0.

Расхождения результатов расчёта коэффициентов искажений входного тока ВБ преобразователя с результатами проведённого эксперимента не превышают 4,4 % (группа гармоник k=1) и 9,1 % (группа гармоник k=2) при различных значениях скольжения ротора. Эти цифры характеризуют точность предложенной математической модели непосредственно. В соответствии с принятыми допущениями при $H_Л$=0 коэффициенты n-й гармонической составляющей этой переменной не зависят от параметров двигателя и этому факту не противоречат результаты эксперимента и имитационного моделирования (Рисунок 3.22).

Коэффициенты гармонических искажений сетевого тока $i(t)$ и тока нагрузки $i_2(t)$ в значительной степени зависят от параметров внешних цепей, поэтому косвенно характеризуют точность предложенной модели ВБ. Тем не менее, в случае сетевого тока $i(t)$ отклонения тоже достаточно малы, средняя арифметическая ошибка лежит в пределах 3,6-9,4 % при номинальном скольжении ротора $s_{ном}$. Отклонения коэффициентов для тока нагрузки $i_2(t)$ велики (средняя арифметическая ошибка достигает 52 %) и это обусловлено многими факторами. Во-первых, экспериментально определённые параметры не совсем соответствуют реальному двигателю, что чётко прослеживается при анализе по первым гармоникам. Основной причиной несоответствия является ненулевое значение скольжения в опыте холостого хода при экспериментальном определении параметров машины (опыт выполнен в естественных условиях). Во-вторых, известно, что параметры двигателя значительно зависят от частоты, а это не было учтено при моделировании. Тем не менее, коэффициенты детерминации для k=1 лежат в диапазоне 63-87 % (Таблица 3.12), т.е. даже при этих условиях предложенная математическая модель может обеспечивать приемлемую точность расчёта показателей искажений тока $i_2(t)$ при надлежащих поправочных коэффициентах.

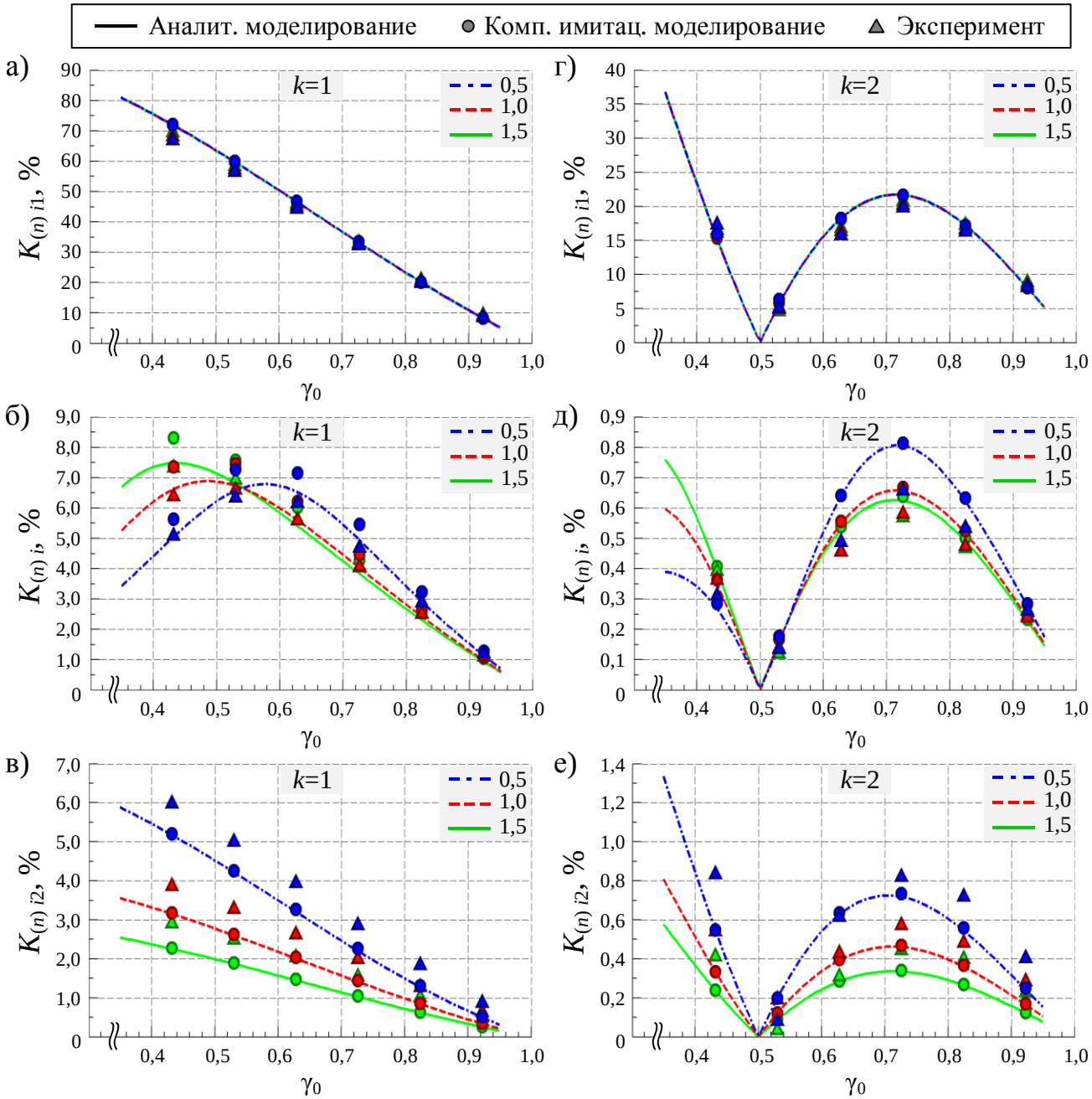


Рисунок 3.22. Графики коэффициентов n-й гармонической составляющей измеренных переменных $i_1(t)$, $i(t)$, $i_2(t)$ при трёх значениях скольжения $s_{r.отн}$

Таблица 3.12. Коэффициент детерминации результатов измерений коэффициентов n-й гармонической составляющей токов

		$s_{r.отн}$	$i_1(t)$		$i(t)$		$i_2(t)$	
			k=1	k=2	k=1	k=2	k=1	k=2
		1	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**	**7**
Аналитическое моделирование	**1**	0,5	98,3	91,0	99,4	75,0	86,9	63,8
	2	1,0	99,1	95,1	99,7	88,7	74,3	20,7
	3	1,5	99,6	97,1	99,3	92,5	60,5	37,7
Компьютерное имитационное моделирование	**4**	0,5	98,1	91,9	85,8	68,5	87,3	64,0
	5	1,0	99,1	95,4	90,9	84,2	76,0	23,4
	6	1,5	99,6	97,1	94,8	88,8	63,2	40,0

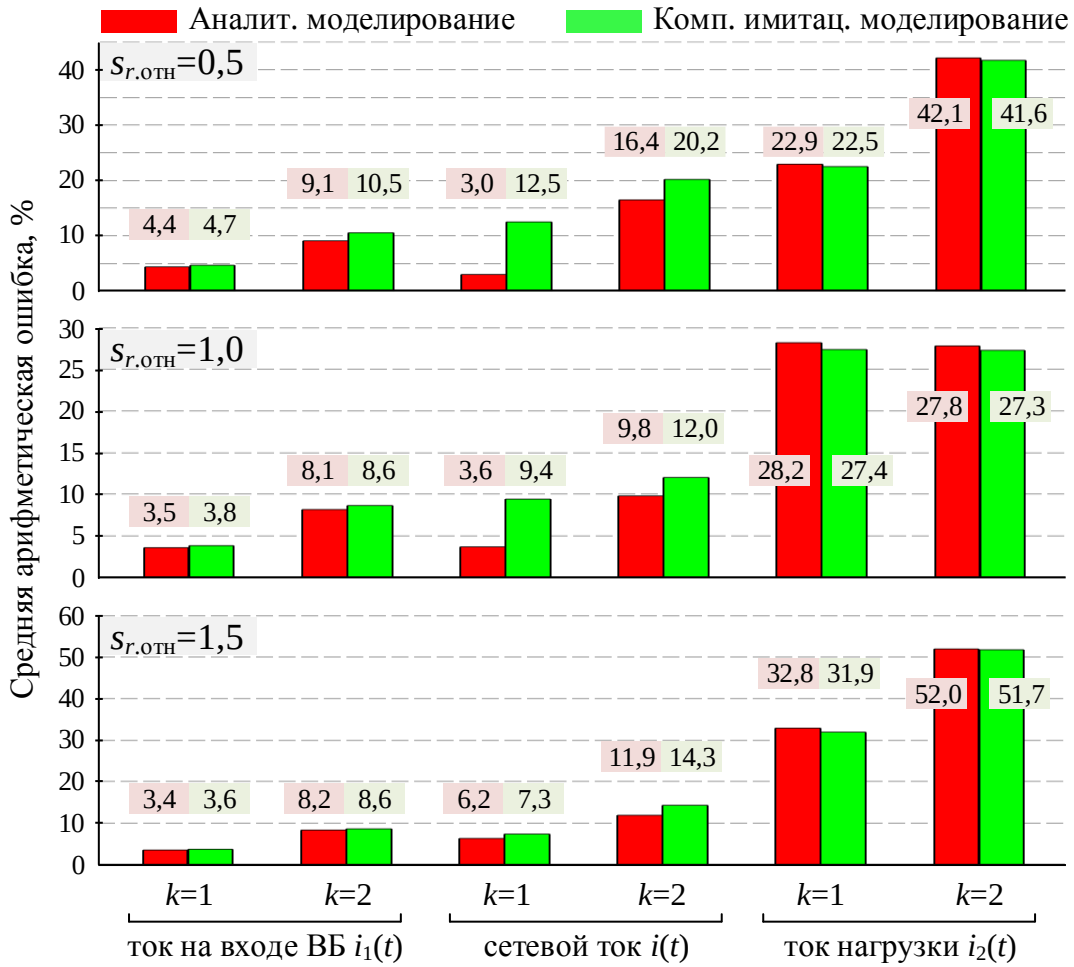


Рисунок 3.23. Средняя арифметическая ошибка результатов аналитического и компьютерного имитационного моделирования (по сравнению с результатами эксперимента)

В целом можно отметить, что для всех переменных наилучшая точность моделирования обеспечивается при работе двигателя с номинальным скольжением ротора. Этот факт характеризует модель с положительной стороны, т.к. режим работы двигателя при номинальном скольжении считается наиболее частым. Ошибка для коэффициентов гармоник группы k=2 во всех случаях превышает ошибку для гармоник группы k=1, что объясняется частотной зависимостью параметров преобразователя и нагрузки, а также снижением точности измерительной системы при увеличении частоты.

Важно подчеркнуть, что средняя арифметическая ошибка результатов, полученных при компьютерном имитационном моделировании с более комплексной моделью, соизмерима и в некоторых точках даже больше ошибки результатов, полученных при аналитическом моделировании на основе предложенной упрощённой модели. Это связано с тем, что суммарная ошибка

моделирования не может быть меньше её наибольшей составляющей, и в данном случае значимой является ошибка в определении параметров модели. В инженерных задачах параметры модели редко определены с отклонением менее 5 % и поэтому дальнейшее усложнение предложенной аналитической модели с целью повышения её точности (или разработку более комплексных моделей) можно считать излишним.

3.3.3 Функциональные возможности преобразователя

Плавный пуск двигателя

Преобразователь позволяет ограничить амплитуду пускового тока на заданном уровне и в тоже время управлять темпом разгона двигателя. На диаграммах Рисунка 3.24, соответствующих плавному пуску двигателя с программируемой кривой изменении напряжения статора, амплитуда пускового тока менее чем в два раза превышает номинальное значение тока двигателя ($I_{2ном}$=5,5 А). Для сравнения, при прямом пуске в тех же нагрузочных условиях амплитуда тока может достигать восьмикратного значения (в зависимости от фазы подключения к сетевому напряжению), что было установлено экспериментально.

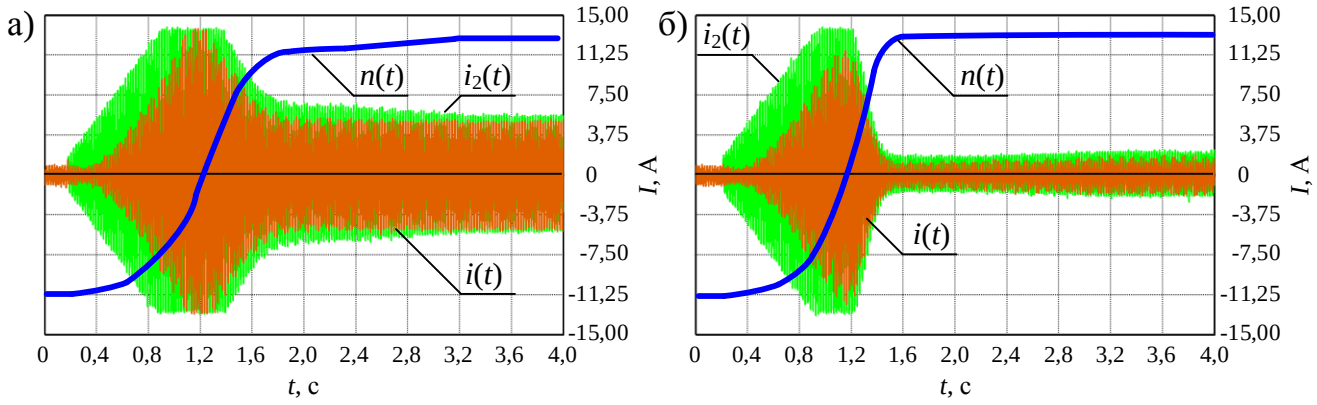


Рисунок 3.24. Диаграммы изменения токов и скорости при плавном пуске двигателя
а) при номинальной нагрузке в цепи якоря генератора, б) при холостом ходе генератора

Квазичастотное управление двигателем

Экспериментально подтверждена возможность непрерывного регулирования частоты вращения ротора в обоих направлениях и амплитуды напряжения на статоре двигателя (Рисунок 3.25, 3.26). Эти функции закладывались при синтезе алгоритма управления преобразователем в режиме

циклоконвертирования, и также были проверены на компьютерной имитационной модели.

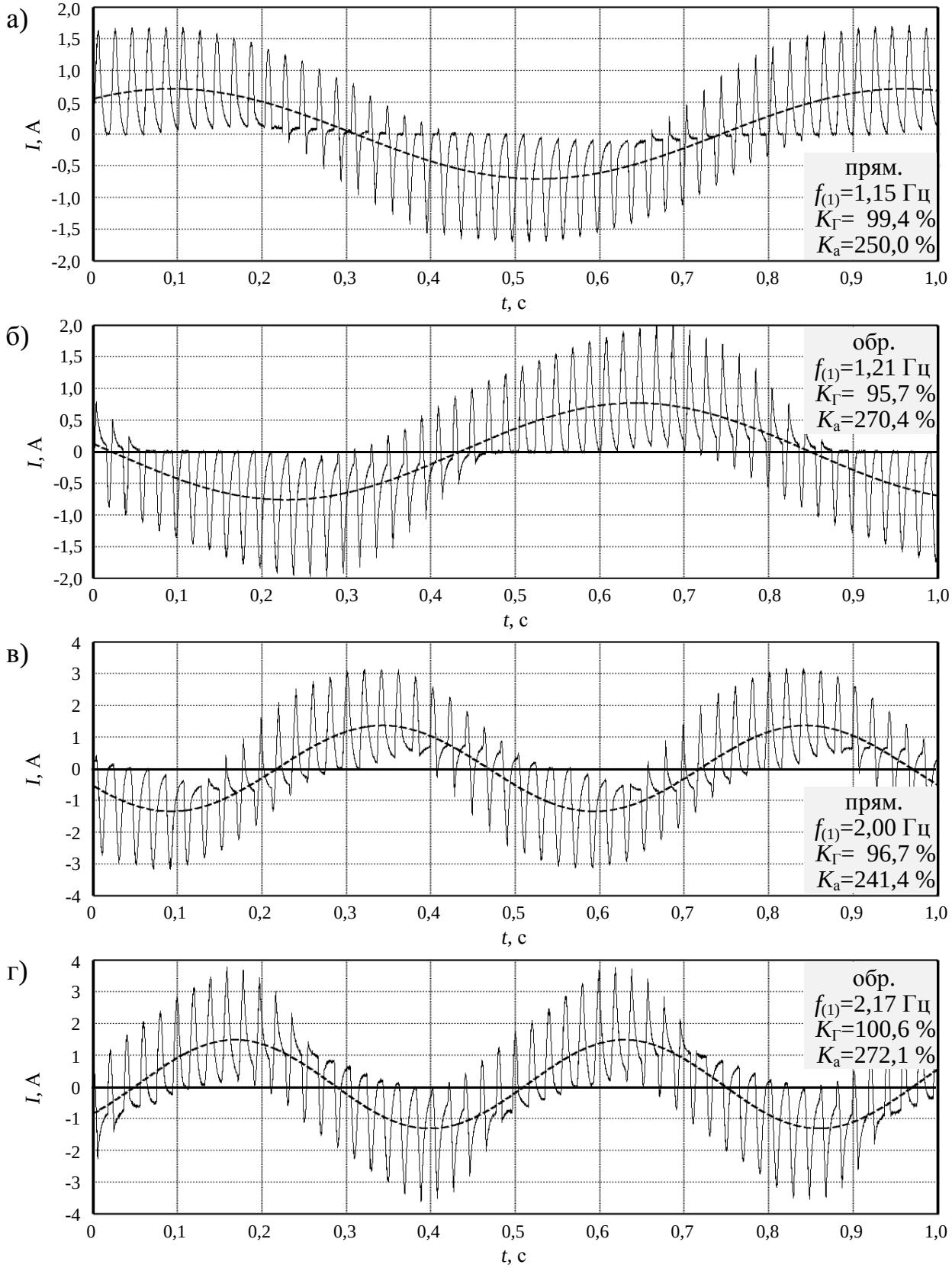


Рисунок 3.25. Диаграммы тока двигателя $i_2(t)$ при работе в нижнем диапазоне частот (пунктиром изображена первая гармоника)

Ток двигателя (Рисунок 3.25, 3.26) содержит значительную модуляционную составляющую из низкочастотных гармоник, которые практически не ослабляются входным фильтром и протекают через источник питающих напряжений. Коэффициент амплитуды K_a достигает значений 200-300 %, а суммарный коэффициент гармоник $K_Г$ может превышать 100 %, причём показатели искажений токов ухудшаются при функционировании двигателя в верхнем диапазоне частот (Рисунок 3.26).

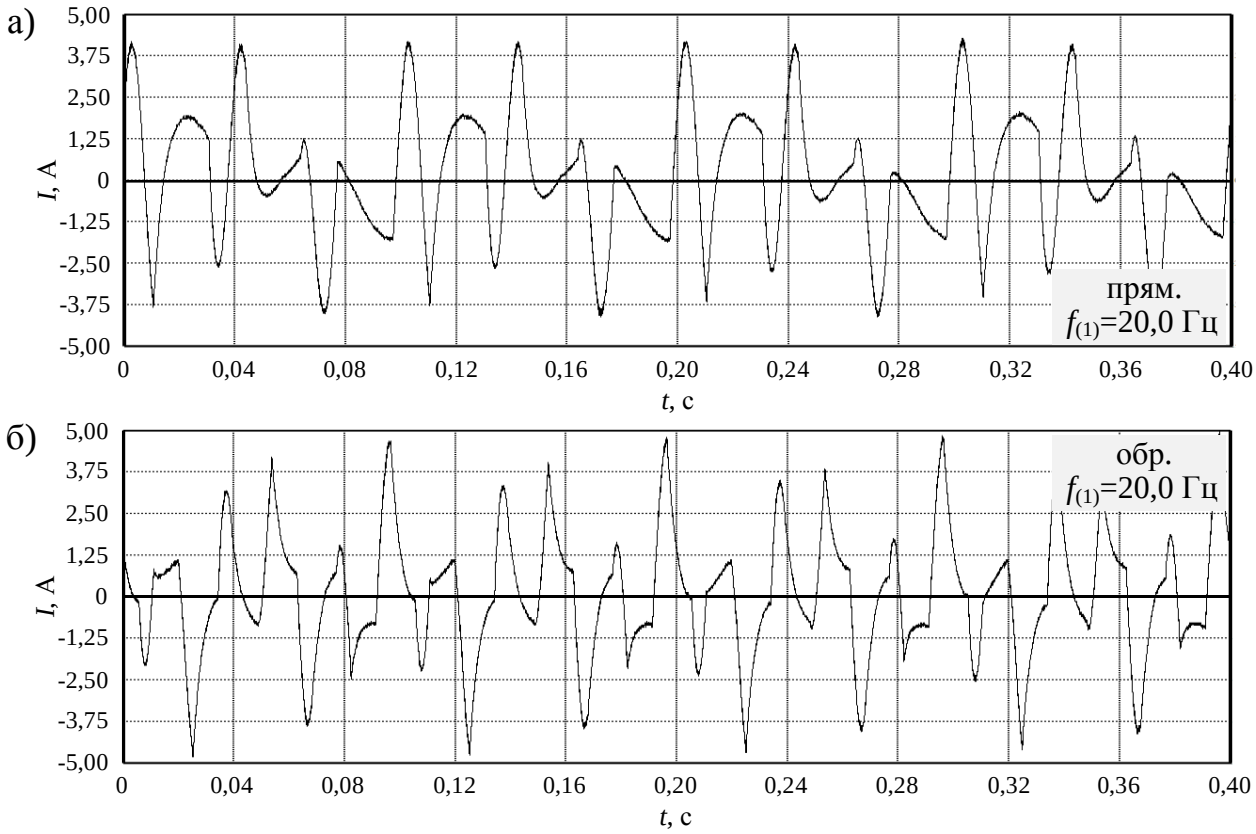


Рисунок 3.26. Диаграммы тока двигателя $i_2(t)$ при работе на частотах порядка $0{,}5f_1$

Экспериментально установлено, что в нижнем диапазоне частот ($f<0{,}5f_1$) при оптимальном коэффициенте u/f ротор двигателя вращается равномерно без ощутимых биений, однако функционирование на частотах в окрестности половины частоты сетевого напряжения и выше сопровождается вибрациями.

3.4 Выводы главы 3

1) Разработанная силовая схема импульсного понижающего ППН способна выполнять заложенные функции с заданными при проектировании показателями качества электромагнитных процессов.

2) Измеренные временные диаграммы токов и напряжений, а также энергетические показатели ППН, включая показатели качества использования элементов преобразовательного устройства, хорошо коррелируются с результатами аналитического моделирования, однако существенно зависят от качества питающего напряжения и степени несимметрии трёхфазной системы. В частности, из-за ненулевого напряжения на общей точке нагрузки увеличивается амплитуда напряжения на приборах силовой схемы, особенно на приборах параллельных ключей, что должно быть учтено при проектировании и эксплуатации устройства. Рекомендуется для приборов ключей вводить дополнительный запас по напряжению не менее 30 %.

3) Демпфирование входного фильтра позволяет существенно повысить качество потребляемого из сети тока (особенно при малых нагрузках) за счёт уменьшения амплитуды резонансных гармоник. Однако, с увеличением степени демпфирования ухудшаются фильтрующие свойства по отношению к высшим гармоникам, генерируемым непосредственно ВБ.

4) Средняя арифметическая ошибка расчёта энергетических показателей ППН, характеризующих баланс мощностей, лежит в диапазоне 0,8-15,4 % в сравнении с результатами аналитического моделирования и компьютерного имитационного моделирования. Определённые экспериментально значения координат точек $\gamma_{0.2}$ и γ_0^{**} для номинального скольжения ротора отклоняются от рассчитанных значений менее чем на 2 %. Это подтверждает высокую точность математических выражений, положенных в основу разработанной программы и методики проектирования силовых фильтров преобразователя.

5) Расхождения результатов расчёта коэффициентов искажений входного тока ВБ преобразователя с результатами проведённого эксперимента не превышают 4,4 % (группа гармоник k=1) и 9,1 % (группа гармоник k=2). Обосновано, что дальнейшее усложнение предложенной аналитической модели ВБ с целью повышения её точности (или разработка более комплексных моделей) является излишним.

6) В режиме плавного пуска преобразователь способен ограничивать амплитуду пускового тока на заданном уровне и в тоже время управлять темпом разгона двигателя.

7) Экспериментально установлено, что предложенный алгоритм управления позволяет переводить преобразователь в режим циклоконвертирования и осуществлять непрерывное регулирование частоты вращения ротора в обоих направлениях с независимым регулированием амплитуды напряжения на статоре двигателя в полном диапазоне. Тем не менее, токи двигателя и сетевые токи несинусоидальны и содержат низкочастотные гармоники со значительными амплитудами. Поэтому рекомендуется ограничить использование режима циклоконвертирования только до непродолжительных режимов работы преобразователя, в частности для комбинированного пуска и торможения двигателя, а также для малых механических перемещений в приводном механизме в соответствии с задачами технологического процесса.

Изложенные в главе результаты исследования опубликованы в работах автора [38, 41, 42, 44, 49-51, 55].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведённого исследования решена актуальная научно-практическая задача по разработке импульсного ППН с улучшенными энергетическими показателями, являющаяся приоритетной в области силовой электроники и имеющая важное значение для развития электротехнических комплексов и систем страны.

В ходе анализа главных достоинств и недостатков широко применяемых тиристорных устройств-аналогов с фазовым регулированием напряжения и причин инертности в промышленном внедрении более сложных устройств преобразования переменного напряжения с активным формированием токов и напряжений была поставлена цель разработать устройство со сравнительно простой силовой схемой, но лишённое основных недостатков тиристорных преобразователей. Спроектированный и созданный в результате проведённого исследования преобразователь переменного напряжения основан на силовой схеме, включающей четыре управляемых прибора, в тоже время характеризуется высоким качеством электромагнитных процессов и по функциональным возможностям не уступает тиристорным аналогам. За счёт импульсного способа регулирования гармонические искажения токов и напряжений вынесены в высокочастотную область спектра и при кратности частоты резонанса фильтров $N_{Ф.S}<1/4$ показатели искажений не превышают 5 %. Преобразователь за счёт регулирования напряжения не только позволяет повысить коэффициент мощности управляемого двигателя, но и вносит дополнительную компенсирующую составляющую реактивной мощности, за счёт которой коэффициент сдвига входного тока всегда больше коэффициента мощности нагрузки, что является принципиально важным отличием в сравнении с устройствами с фазовым регулированием. При этом коэффициент искажения входного тока превышает 0,99, т.е. доля составляющей искажений в полной мощности незначительная.

Результаты проведённого исследования позволяют вывести на новый уровень развития само направление повышения энергетической эффективности

асинхронных ЭП, функционирующих с переменной нагрузкой и не нуждающихся в регулировании скорости.

Область применения разработанного устройства и представленных научных результатов не ограничивается электроприводом и включает множество приложений, требующих регулирование переменного напряжения с улучшенными показателями качества электромагнитных процессов. Разработанные модели, методики, программы и компьютерное приложение позволяют проектировать преобразователь под заданные требования для различных систем. Помимо рассмотренных в данной работе к таким системам, в частности, относится нагревательное оборудование и лабораторные регулируемые источники переменного напряжения. Эффективность перечисленных инструментов анализа и проектирования подтверждена экспериментально.

Все поставленные задачи исследования решены, но за рамками данной работы осталось множество других перспективных задач, решение которых позволит улучшить показатели преобразователя и расширить его область применения:

1) Повышение коэффициента полезного действия преобразователя (основные направления определены в параграфе 2.4).

2) Исследование динамических свойств преобразователя и синтез цифровых систем автоматического регулирования токов, напряжений и других управляемых координат системы.

3) Создание автоматизированных систем проектирования силовых узлов преобразователя, позволяющих находить оптимальные параметры при минимальном участии пользователя.

4) Изучение свойств системы «Преобразователь напряжения – асинхронный двигатель» с целью синтеза законов управления с автоматическим поддержанием функционирования привода в оптимальном режиме и создание технических средств для их реализации.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АД – асинхронный двигатель.

АИН – автономный инвертор напряжения.

АИСР – амплитудно-импульсный способ регулирования.

АМ – асинхронная машина.

АСР – амплитудный способ регулирования.

АФСР – амплитудно-фазовый способ регулирования.

ВБ – вентильный блок.

ГПТ – генератор постоянного тока.

ИСР – импульсный способ регулирования.

КПТ – ключ переменного тока.

КЧУ – квазичастотное управление.

МЭГ – магнитоэлектрический генератор.

НВ – неуправляемый выпрямитель.

ППН – преобразователь переменного напряжения.

ПЧ – преобразователь частоты.

СГЭЭ – система генерирования электрической энергии.

СЦ – снабберная цепь.

ТПН – тиристорный преобразователь напряжения.

УПП – устройство плавного пуска.

ФСР – фазовый способ регулирования.

ШИМ – широтно-импульсная модуляция.

ШИР – широтно-импульсное регулирование.

ЭП – электропривод.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1) Федеральный закон Российской Федерации от 23 ноября 2009 г. N 261-ФЗ [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.rg.ru/2009/11/27/energo-dok.html, свободный (дата обращения: 17.09.2015).

2) Башмаков И. Повышение энергоэффективности в российской промышленности [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.cenef.ru/art_11323_222.html, свободный (дата обращения: 17.09.2015).

3) Горлова Т.В. Электропривод, его состояние и перспективы / Т.В. Горлова, В.П. Обрусник // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – Томск: Изд. ТУСУР, 2015. – № 1 (35). – С. 161–164.

4) Федоров А.А. Электроснабжение промышленных предприятий: учеб. для вузов / А.А. Федоров, Э.М. Ристхейн. – М.: Энергия, 1981. – 360 с.

5) Ляхомский А.В. Управление энергетическими ресурсами горных предприятий / А.В. Ляхомский, Г.И. Бабокин. – М.: Горная книга, 2011. – 232 с.

6) Обрусник В.П. Электроприводы переменного тока, их проблемы // Сборник материалов V международной (XVI всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу (АЭП). – СПб, 2007. – С. 133–135.

7) Efficiency optimization techniques via constant optimal slip control of induction motor drives / M. Cacciato, A. Consoli, G. Scarcella, G. Scelba, A. Testa // International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM). – Taormina, 2006. – P. 33–38. – doi: 10.1109/SPEEDAM.2006.1649740.

8) Mohan N. Improvement in energy efficiency of induction motors by means of voltage control // IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems. – 1980. – Vol. PAS-99, issue 4. – P. 1466–1471. – doi: 10.1109/TPAS.1980.319570.

9) Гаинцев Ю.В. Повышение КПД асинхронных двигателей // Электротехническая промышленность: Сер. Электрические машины. – 1981. – Вып. 8 (126). – С. 25–27.

10) Радина Е.В. Алгоритмы регулирования напряжения асинхронных двигателей // Электротехника. – 1983. – № 5. – С. 32–34.

11) Браславский И.Я. О возможностях энергосбережения при использовании регулируемых асинхронных электроприводов // Электротехника. – 1998. – № 8. – С. 2–6.

12) Браславский И.Я. О снижении энергопотребления асинхронных электроприводов с тиристорными преобразователями напряжения // Электричество. – 1988. – № 11. – С. 58–60.

13) Браславский И.Я. Энергосбережение средствами электропривода // Материалы межрегионального семинара «Автоматизация и прогрессивные технологии». – Новоуральск, 1996. – С. 96–97.

14) Браславский И.Я. Баланс реактивной мощности в системе тиристорный преобразователь напряжения – асинхронный двигатель / И.Я. Браславский, А.М. Зюзев, А.В. Костылев // Электротехника. – 2000. – № 1. – С. 30–33.

15) Браславский И.Я. Асинхронный полупроводниковый электропривод с параметрическим управлением. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 224 с.

16) Клепиков В.Б. Энергосберегающее fuzzy управление электроприводом эскалатора метрополитена системы ТПН-АД / В.Б. Клепиков, Е.Ф. Банев, С.А. Мехович // Сборник научных трудов «Вестник НТУ «ХПИ»: Проблемы автоматизированного электропривода. Теорія і практика. – 2010. – № 28. – С. 579–582.

17) Kirschen D.S. Optimal efficiency control of an induction motor drive / D.S. Kirschen, D.W. Novotny, T.A. Lipo // Wisconsin Electric Machines and Power Electronics Consortium: Research report 85-12. – University of Wisconsin-Madison, 1985. – 7 p.

18) Saracoglu B. A novel technique for optimal efficiency control of induction motor fed by PWM IGBT AC chopper / B. Saracoglu, M. Kale, E. Ozdemir // IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC). – 2004. – Vol. 5. – P. 3353–3358. – doi: 10.1109/PESC.2004.1355068.

19) Rowan T.M. A quantitative analysis of induction motor performance improvement by SCR voltage control / T.M. Rowan, T.A. Lipo // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1983. – Vol. IA-19, issue 4. – P. 545–553. – doi: 10.1109/TIA.1983.4504254.

20) Sundareswaran K. Design of high gain controller for part-load performance optimization of variable voltage induction motor drive / K. Sundareswaran, S. Palani // International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS). – 1999. – Vol. 1. – P. 273–275. – doi: 10.1109/PEDS.1999.794573.

21) Sastry V.V. High performance induction motor controller using thyristor voltage feedback / V.V. Sastry, P.S. Ganesh, V. Madhavi // International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth. – 1996. – Vol. 1. – P. 44–47. – doi: 10.1109/PEDES.1996.537280.

22) Sastry V.V. Optimal soft starting of voltage-controller-fed IM drive based on voltage across thyristor / V.V. Sastry, M.R. Prasad, T.V. Sivakumar // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2002. – Vol. 12, issue 6. – P. 1041–1051. – doi: 10.1109/63.641502.

23) Андрющенко О.А. Требования к асинхронному электродвигателю и тиристорному преобразователю в электроприводе ТПН-АД // Електромашинобудування та електрообладнання: Респ. міжвід. наук.-техн. зб. – 1998. – Вип. 50. – С. 30–33.

24) Загорский А. Низковольтные асинхронные двигатели / А. Загорский, З. Захарова, И. Пар // Новости ЭлектроТехники. – 2006. – № 1 (37). – С. 54–56.

25) Браславский И.Я. Энергосберегающий асинхронный электропривод / И.Я. Браславский, З.Ш. Ишматов, В.Н. Поляков; под ред. И.Я. Браславского. – М.: Изд. центр «Академия», 2004. – 256 с.

26) Энергосберегающая технология электроснабжения народного хозяйства: в 5 кн.: Практ. пособие / под ред. В.А. Веникова. Кн. 2. Энергосбережение в электроприводе / Н.Ф. Ильинский, Ю.В. Рожанковский, А.О. Горнов. – М.: Высшая школа, 1989. – 127 с.

27) Can soft-starters help save energy? / F. Blaabjerg, J.K. Pedersen, S. Rise, H.H. Hansen, A.M. Trzynadlowski // IEEE Industry Applications Magazine. – 1997. – Vol. 3, issue 5. – P. 56–66. – doi: 10.1109/2943.612238.

28) Асинхронный электропривод с тиристорными коммутаторами / Л.П. Петров, В.А. Ладензон, М.П. Обуховский, Р.Г. Подзолов. – М.: Энергия, 1970. – 128 с.

29) Williams B.W. Principles and elements of Power Electronics: devices, drivers, applications, and passive components. – 2006. – 1432 p.

30) Руденко В.С. Преобразовательная техника / В.С. Руденко, В.И. Сенько, И.М. Чиженко, – 2-е изд., перераб. и доп. – Киев: Вища школа, 1983. – 431 с.

31) Lipo T.A. Recent progress in the development in solid-state AC motor drives / IEEE Transactions on Power Electronics. – 1988. – Vol. 3, issue 2. – P. 105–117. – doi: 10.1109/63.4340.

32) Харитонов С.А. Электромагнитные процессы в системах генерирования электрической энергии для автономных объектов. – Новосибирск: Изд. НГТУ, 2011. – 536 с.

33) Abu-Rub H. Power electronics for renewable energy systems, transportation and industrial applications / H. Abu-Rub, M. Malinowski, K. AlHaddad. – IEEE Press–Wiley, 2014. – 795 p.

34) Faulstich A. Medium voltage converter for permanent magnet wind power generators up to 5 MW / A. Faulstich, J.K. Stinke, F. Wittwer // European Conference on Power Electronics and Applications. – 2005. – P. 1–9. – doi: 10.1109/EPE.2005.219277.

35) A three-phase high-frequency semicontrolled rectifier for PM WECS / D.S. Oliveira, M.M. Reis, C.E.A. Silva, L.C. Barreto, F.L.M. Antunes, B.L. Soares // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2009. – Vol. 25, issue 3. – P. 677–685. – doi: 10.1109/TPEL.2009.2034263.

36) Muljadi E. Fixed-speed and variable-slip wind turbines providing spinning reserves to the grid / E. Muljadi, M. Singh, V. Gevorgian // IEEE Power and Energy

Society General Meeting (PES). – 2013. – P. 1–5. – doi: 10.1109/PESMG.2013.6672228.

37) ГОСТ Р 54073: Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. – М.: Стандартинформ, 2011. – 35 с.

38) Горбунов Р.Л. Исследование трёхфазного широтно-импульсного преобразователя переменного напряжения для повышения энергоэффективности асинхронных двигателей / Р.Л. Горбунов, Г.И. Посконный // Известия Томского политехнического университета. – 2014. – Т. 324, № 4. – С. 76–86.

39) Горбунов Р.Л. Сравнительный анализ качества выходного напряжения понижающего преобразователя переменного напряжения и трёхфазного автономного инвертора напряжения / Р.Л. Горбунов, Г.И. Посконный // Практическая силовая электроника. – 2015. – № 2 (58). – С. 30–35.

40) Горбунов Р.Л. Методика расчёта входного фильтра импульсного преобразователя переменного напряжения / Р.Л. Горбунов, Д.В. Макаров // Научный вестник НГТУ. – 2015. – Т. 60, № 3. – С. 94–112.

41) Горбунов Р.Л. Упрощённая модель для анализа гармонических искажений в понижающем преобразователе переменного напряжения / Р.Л. Горбунов, Г.И. Посконный // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 3 (37). – С. 159–169.

42) Горбунов Р.Л. Влияние параметров входного фильтра на коэффициент мощности понижающего преобразователя переменного напряжения / Р.Л. Горбунов, Г.И. Посконный // Электротехника. – 2016. – № 1. – С. 19–25.

43) Горбунов Р.Л. Энергетические показатели импульсного регулятора переменного напряжения в системе генерирования электрической энергии / Р.Л. Горбунов, Г.И. Посконный // Известия вузов. Электромеханика. – 2016. – № 3 (545). – С. 35–42. – doi: 10.17213/0136-3360-2016-3.

44) Пат. 2 530 532 С1 РФ, МПК Н 02 Р 1/26, Н 02 Р 1/28. Устройство плавного пуска асинхронного двигателя / Р.Л. Горбунов (РФ), Г.И. Посконный (РФ). – № 2 013 113 597 / 07; заявл. 26.03.13; опубл. 10.10.14, Бюл. № 28. – 9 с.

45) Свид. 2015660393. Моделирование тепловых режимов элементов и расчёт энергетической эффективности силовых схем импульсных понижающих преобразователей переменного напряжения / Р.Л. Горбунов (РФ), Г.И. Посконный (РФ). Заявл. 04.08.2015; зарегистр. 30.09.2015.

46) Gorbunov R.L. Symmetrical discrete frequency control for AC-chopper with mutual switching function / R.L. Gorbunov, G.I. Poskonnyy // International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). – 2014. – P. 353–358. – doi: 10.1109/EDM.2014.6882546.

47) Gorbunov R.L. Three-phase transformerless AC-voltage converters with reduced number of switches / R.L. Gorbunov, G.S. Zinoviev // International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). – 2014. – P. 375–379. – doi: 10.1109/EDM.2014.6882551.

48) Gorbunov R.L. Power losses and thermal modeling of AC Buck converters / R.L. Gorbunov, I.A. Kalinowski, G.I. Poskonnyy // 16th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). – 2015. – P. 407–414. – doi: 10.1109/EDM.2015.7184573.

49) Gorbunov R.L. Experimental verification of the simplified mathematical model for harmonic distortion analysis in AC buck converter / R.L. Gorbunov, G.I. Poskonnyy // 17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). – 2016. – P. 433–440. – doi: 10.1109/EDM.2016.7538772.

50) Горбунов Р.Л. Экспериментальное исследование асинхронного электропривода переменного тока с широтно-импульсным регулированием фазных напряжений / Р.Л. Горбунов, Г.И. Посконный // VI международная научно-техническая конференция: «Автоматизация и прогрессивные технологии в атомной отрасли». – Новоуральск, 2012. – С. 74–77.

51) Горбунов Р.Л. Микропроцессорная система управления широтно-импульсным регулированием фазных напряжений асинхронного электропривода / Р.Л. Горбунов, Г.И. Посконный // VI международная научно-техническая

конференция: «Автоматизация и прогрессивные технологии в атомной отрасли». – Новоуральск, 2012. – С. 78–79.

52) Горбунов Р.Л. Преобразователь напряжения для трёхфазного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором // Сборник докладов XX Международной юбилейной научно-практической конференции студентов и молодых учёных «Современные техника и технологии». – Томск: Изд. Томского политехнического университета, 2014. – Т 1. – С. 223–225.

53) Gorbunov R.L. Supply voltage distortion effect on output voltage and input current of the AC chopper feeding an induction motor // Сборник докладов XX Международной юбилейной научно-практической конференции студентов и молодых учёных «Современные техника и технологии». – Томск: Изд. Томского политехнического университета, 2014. – Т 1. – С. 285–286.

54) Горбунов Р.Л. Семейство устройств плавного пуска асинхронных двигателей с улучшенной электромагнитной совместимостью с питающей сетью и нагрузкой и с уменьшенным числом ключей / Р.Л. Горбунов, Г.И. Посконный // VIII Международная конференция по автоматизированному электроприводу (АЭП). – 2014. – Т. 2. – С. 33–38.

55) Горбунов Р.Л. Энергетические характеристики преобразователя переменного напряжения с ШИР при питании асинхронного электродвигателя // XXI Международная научно-техническая конференция студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика». – М., 2015. – Т. 2. – С. 203.

56) Системы безударного пуска высоковольтных электродвигателей переменного тока [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://vniir.ru/, свободный (дата обращения: 17.09.2015).

57) Тиристорный преобразователь для плавного пуска высоковольтных асинхронных двигателей / А. Ткачук, В. Кривовяз, В. Копырин, А. Силуков // Силовая электроника. – 2007. – № 1. – С. 1–4.

58) Цытович Л.И. Тиристорный преобразователь с интегрирующим фазосдвигающим устройством для мягкого пуска асинхронных электродвигателей

/ Л.И. Цытович, С.И. Шкаликов, М.М. Дудкин // Проблемы энергетики. – 2005. – № 7-8. – С. 57–65.

59) Радин В.И. Электрические машины: Асинхронные машины: учеб. для электромех. спец. вузов / В.И. Радин, Д.Э. Брускин, А.Е. Зорохович; под ред. И.П. Копылова. – М.: Высшая школа, 1988. – 328 с.

60) Сандлер А.С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями / А.С. Сандлер, Р.С. Сарбатов. – М.: Энергия, 1974. – 328 с.

61) Тиристорные преобразователи частоты в электроприводе / А.Я. Бернштейн, Ю.М. Гусяцкий, А.В. Кудрявцев, Р.С. Сарбатов. – М.: Энергия, 1980. – 328 с.

62) Герасимяк Р.П. Асинхронный электропривод с тиристорным управлением / Р.П. Герасимяк, В.А. Лещев, Н.С. Путилин. – Киев: Техника, 1892. – 151 с.

63) Hoevenaars T. Interpreting IEEE STD 519 and meeting its harmonic limits in VFD applications / T. Hoevenaars, K. LeDoux, M. Colosino // IEEE Industry Applications Society Petroleum and Chemical Industry Conference. – 2003. – P. 145–150. – doi: 10.1109/PCICON.2003.1242609.

64) Harmonic Distortion of the AC Power Line / Danfoss [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.danfoss.com/NR/rdonlyres/37FCE24B-29AD-4842-8112-3C4B6DD0C183/0/HarmonicDistortionoftheACPowerLine.pdf, свободный (дата обращения: 21.09.2015).

65) Барутсков И.Б. Гармонические искажения при работе преобразователей частоты / И.Б. Барутсков, С.А. Вдовенко, Е.В. Цыганков // Главный энергетик. – 2011. – № 6. – С. 5–15.

66) Guidance notes on control of harmonics in electrical power systems / American Bureau of Shipping (ABS). – 2006. – 222 p.

67) Recommended practices for harmonic control in electric power systems / EATON. – 2007. – 5 p.

68) Lundquist J. On harmonic distortion in power systems: thesis for the degree of Licentiate of Engineering / Chalmers University of Technology. – Goteborg, 2001. – 139 p.

69) Жежеленко И.В. Гармоники сетевого тока преобразователя частоты со звеном постоянного тока / И.В. Жежеленко, Ю.Л. Саенко, А.В. Горпинич / Электрика. – 2008. – № 12. – С. 8–11.

70) Пат. 2 274 890 РФ, МПК G 05 F 1/30. Стабилизатор переменного напряжения / Ю.П. Кузнецов (РФ), А.Г. Придатков (РФ). – № 2 004 128 735 / 09; заявл. 29.09.2004; опубл. 20.04.2006, Бюл. № 11. – 15 с.

71) Миловзоров В.П. Электромагнитные устройства автоматики: учеб. для вузов. – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 1983. – 408 с.

72) Gonzalez J.M. AC/AC series converter in transient stability studies / J.M. Gonzalez, J.M. Ramirez // North American Power Symposium (NAPS). – 2007. – P. 205–211. – doi: 10.1109/NAPS.2007.4402311.

73) El-Sabbe A. A novel AC voltage regulator / A. El-Sabbe, A.Z. El-Din // Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON). – 1998. – Vol. 2. – P. 607–611. – doi: 10.1109/IECON.1998.724162.

74) Вечёркин М.В. Моделирование пуска высоковольтного асинхронного двигателя с помощью трансформаторно-тиристорного пускового устройства / М.В. Вечёркин, А.С. Сарваров, Е.Е. Елисеева // Электротехнические системы и комплексы. – 2010. – № 1. – С. 49–54.

75) Браславский И.Я. Исследование свойств систем «тиристорный преобразователь напряжения – асинхронный двигатель» с различными типами синхронизации / И.Я. Браславский, А.М. Зюзев, А.В. Костылев // Электротехника. – 2000. – № 9. – С. 1–5.

76) Шубенко В.А. Асинхронный электропривод с тиристорным управлением / В.А. Шубенко, И.Я. Браславский, Р.Т. Шрейнер. – М.: Энергия, 1967. – 96 с.

77) Шубенко В.А. Тиристорный асинхронный электропривод с фазовым управлением / В.А. Шубенко, И.Я. Браславский. – М.: Энергия, 1972. – 200 с.

78) Унифицированная серия тиристорных бесконтактных пускателей типа ПБР, ПБН, ПБМ / Е.Л. Брагилевский, В.В. Колин, А.Е. Лесниковский, С.А. Швец, А.А. Шныренков // Электротехника. – 2001. – № 1. – С. 66–69.

79) Глазенко Т.А. Полупроводниковые системы импульсного асинхронного электронного привода малой мощности / Т.А. Глазенко, В.И. Хрисанов. – Л.: Энергоатомиздат, 1983. – 176 с.

80) Rashid M.H. Power electronics handbook. – Second edition. – Elsevier, 2007. – 1153 p.

81) When to use a soft starter or an AC variable frequency drive: white paper // Rockwell automation. – 2014. – 22 p.

82) Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин: учеб. для вузов. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 2001. – 327 с.

83) Браславский И.Я. Оценка энергетических показателей различных способов параметрического управления асинхронными электроприводами / И.Я. Браславский, В.М. Валек // Автоматизированный вентильный электропривод: Межвузовский сборник научных трудов. – Пермь, 1976. – № 191. – С. 132–135.

84) Зюзёв А.М. Электромагнитная совместимость с сетью устройств плавного пуска асинхронных двигателей / А.М. Зюзёв, Д.П. Степанюк, М.В. Бубнов // Известия вузов. Электромеханика. – 2016. – № 2 (544). – С. 53–57. – doi: 10.17213/0136-3360-2016-2-53-57.

85) Забродин Ю.С. Промышленная электроника: учеб. для вузов. – М.: Высшая школа, 1982. – 496 с.

86) Зиновьев Г.С. Силовая электроника: 5-е изд., испр. и доп. / Г.С. Зиновьев. – М.: Юрайт, 2014. – 667 с.

87) Импульсный регулируемый электропривод с фазными электродвигателями / Э.В. Шикуть, М.И. Крайцберг, П.А. Фукс, А.Э. Газганов. – М.: Энергия, 1972. – 104 с.

88) Kazmierkowski M.P. Control in power electronics: selected problems / M.P. Kazmierkowski, R. Krishnan, F. Blaabjerg. – Academic Press, 2002. – 518 p.

89) Bland T.G. Steady-state analysis of single-phase AC controller with resistance load // IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation. – 1975. – P. 441–447. – doi: 10.1109/TIECI.1975.351303.

90) Bland T.G. Steady-state analysis of the series resistance-inductance circuit with controlled switches // IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation. – 1976. – Vol. IECI-23, issue 2. – P. 171–178. – doi: 10.1109/TIECI.1976.351371.

91) Revankar G.N. Symmetrically pulse width modulated AC chopper / G.N. Revankar, D.S. Trasi // IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation. – 1977. – Vol. IECI-24, issue 1. – P. 39–45. – doi: 10.1109/TIECI.1977.351439.

92) Eltamaly A.M. Performance evaluation of three-phase induction motor under different ac voltage control strategies: Part I / A.M. Eltamaly, A.I. Alolah, R.M. Hamouda // International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP). – 2007. – P. 770–774. – doi: 10.1109/ACEMP.2007.4510604.

93) Eltamaly A.M. Performance evaluation of three-phase induction motor under different ac voltage control strategies: Part II / A.M. Eltamaly, A.I. Alolah, R.M. Hamouda // International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP). – 2007. – P. 775–779. – doi: 10.1109/ACEMP.2007.4510605.

94) Eltamaly A.M. Improved control strategy for three-phase AC choppers under induction motor load // Mansoura Engineering Journal, (MEJ). – 2007. – № 6. – P. 86–92.

95) Altintas A. A new method for power quality improvement in classical AC/AC voltage controllers using PWM technique // Scientific Research and Essays. – 2010. – Vol. 5 (10). – P. 1075–1083.

96) Чиженко И.М. Основы преобразовательной техники / И.М. Чиженко, В.С. Руденко, В.И. Сенько. – М.: Высшая школа, 1980. – 431 с.

97) Розанов Ю.К. Основы силовой электроники. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 296 с.

98) Зиновьев Г.С. Энергосберегающие устройства плавного пуска двигателей переменного напряжения / Г.С. Зиновьев, А.В. Удовиченко // Электротехника. – 2009. – № 12. – С. 52–55.

99) Udovichtnko A.V. New energy saving multizone alternating-voltage soft starters of induction machines // International Conference and Seminar of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). – 2011. – P. 415–419. – doi: 10.1109/EDM.2011.6006985.

100) Удовиченко А.В. Исследование многозонного регулятора переменного напряжения // Сборник научных трудов Новосибирского государственного технического университета. – 2010. – № 2. – С. 129–138.

101) Hunyar M. Pulse width modulated IGBT AC chopper / M. Hunyar, K. Veszpremi // Periodical Polytechnica Ser. Electrical Engineering. – 2001. – Vol. 45, No. 3–4. – P. 159–178.

102) Short through avoidance in AC-AC choppers / M.M. Khan, Y. Han, M.A. Rizvi, Q.R. Butt // Electric Power Components and Systems. – 2013. – Vol. 41, issue 11. – P. 1023–1040. – doi: 10.1080/15325008.2013.809826.

103) Takei M. Application technologies of reverse-blocking IGBT / M. Takei, A. Odaka, H. Fujimoto // Fuji Electric Journal. – 2002. – Vol. 75, No. 8. – P. 1–4.

104) Vasuki P. Power factor improvement in three phase AC-AC converter through modified SPWM / P. Vasuki, R. Mahalakshmi // International Journal of Engineering Science and Technology. – 2011. – Vol. 3, issue 2. – P. 1438–1445.

105) Jang D. Asymmetrical PWM technique with harmonic elimination and power factor control in AC choppers / D. Jang, G. Choe, M. Ehsani // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1995. – Vol. 10, issue 2. – P. 175–184. – doi: 10.1109/63.372602.

106) Jang D. Improvement of input power factor in AC choppers using asymmetrical PWM technique / D. Jang, G. Choe // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 1995. – Vol. 42, issue 2. – P. 179–185. – doi: 10.1109/41.370384.

107) Georgakas K. Modified sinusoidal pulse-width modulation operation technique of an AC-AC single-phase converter to optimise the power factor /

K. Georgakas, A. Safacas // IET Power Electronics. – 2010. – Vol. 3, issue 3. – P. 454–464.

108) Piyarungsan P. Harmonic reduction technique in PWM AC voltage controller using particle swarm optimization and artificial neural network / P. Piyarungsan, S. Kaitwanidvilai // The Journal of Industrial Technology. – 2013. – Vol. 9, issue 1. – P. 1–10.

109) Jitta P. Switching angle design for pulse width modulation AC voltage controller using genetic algorithm and distributed artificial neural network / P. Jitta, S. Kaitwanidvilai, A. Ngaopitakkul // International MultiConference of Engineers and Computer Scientists (IMECS). – 2011. – Vol. 2. – P. 1–5.

110) Sundareswaran K. Voltage harmonic elimination in PWM AC chopper using genetic algorithm / K. Sundareswaran, A.P. Kumar // Electric Power Applications. – 2004. – Vol. 151, issue 1. – P. 26–31. – doi: 10.1049/ip-epa:20040061.

111) Dahidah M.S.A. A hybrid genetic algorithm for selective harmonic elimination PWM AC/AC converter control / M.S.A. Dahidah, M.V.C. Rao // Electrical Engineering. – Springer-Verlag, 2007. – Vol. 89, issue 4. – P. 285–291. – doi: 10.1007/s00202-006-0003-9.

112) Deib D.A. Optimal harmonic reduction in AC/AC chopper converters / D.A. Deib, H.W. Hill // Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC). – 1993. – P. 1055–1060. – doi: 10.1109/PESC.1993.472049.

113) Udovichenko A.V. New family of AC regulators with the switched quasi-impedance of power supply or load / A.V. Udovichenko, G.S. Zinoviev // International conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM). – 2013. – P. 377–381. – doi: 10.1109/EDM.2013.6642018.

114) Kwon B.H. Novel topologies of AC choppers / B.H. Kwon, B.D. Min, J.H. Kim // Electric Power Applications. – 1996. – Vol. 143, issue 4. – P. 323–330. – doi: 10.1049/ip-epa:19960374.

115) Hietpas S.M. Simulation of a three-phase AC-AC boost converter to compensate for voltage sags / S.M. Hietpas, R. Pecen // Rural Electric Power Conference. – 1998. – P. 1–7. – doi: 10.1109/REPCON.1998.666945.

116) Kim J. PWM buck-boost ac choppers for safe commutation / J. Kim, J. Youm, B. Kwon // International Journal of Electronics. – 1999. – Vol. 86, issue 7. – P. 891–906. – doi: 10.1080/002072199133102.

117) Analysis of a three-phase buck-boost AC chopper controlled in two phases / S. Fujikura, A. Ueda, A. Torii, N. Kobayashi // Power Conversion Conference (PCC). – 2007. – P. 824–830. – doi: 10.1109/PCCON.2007.373062.

118) Analysis and control of buck-boost chopper type AC voltage regulator / N. Jin, H. Tang, W. Liu, P. Ye // International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC). – 2009. – P. 1019–1023. – doi: 10.1109/IPEMC.2009.5157570.

119) Peng F.Z. Simple topologies of PWM AC-AC converters / F.Z. Peng, L. Chen, F. Zhang // Power Electronics Letters. – 2003. – Vol. 1, issue 1. – P. 10–13. – doi: 10.1109/LPEL.2003.814961.

120) Fedyczak Z. Single-phase PWM AC/AC semiconductor transformer topologies and applications / Z. Fedyczak, R. Strzelecki, G. Benysek // IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC). – 2002. – Vol. 2. – P. 1048–1053. – doi: 10.1109/PSEC.2002.1022594.

121) Коршунов А.И. Методика получения и анализ непрерывных моделей установившегося режима импульсных преобразователей напряжения переменного тока / Электричество. – 2006. – № 6. – С. 63–72.

122) Dantas F.D. A novel high frequency ac voltage regulator with active power factor correction / F.D. Dantas, C.A. Canesin // IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). – 2003. – Vol. 1. – P. 275–279. – doi: 10.1109/ISIE.2003.1267258.

123) Voltage regulator system based on a PWM AC chopper converter / J.M. Flores-Arias, A. Moreno-Munoz, F. Domingo-Perez, V. Pallares-Lopez, D. Gutierrez // IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). – 2011. – P. 468–473. – doi: 10.1109/ISIE.2011.5984070.

124) Luo F.L. Research on DC-modulated power factor correction AC/AC converters / F.L. Lue, H. Ye // Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON). – 2007. – P. 1478–1483. – doi: 10.1109/IECON.2007.4460078.

125) Srinivasan S. Design of a versatile three-phase AC line conditioner / S. Srinivasan, G. Venkataramanan // IEEE Industry Applications Conference, (IAS). – 1995. – Vol. 3. – P. 2492–2499. – doi: 10.1109/IAS.1995.530620.

126) Cuk S. Modelling, analysis, and design of switching converters: thesis in partial fulfillment of the requirements for the degree of PhD / California Institute of Technology. – California, 1977. – 317 p.

127) Udovichenko A.V. Transformerless step up alternating voltage regulators with sinusoidal currents / A.V. Udovichenko, G.S. Zinoviev // IEEE International Conference and Seminar of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). – 2012. – P. 338–341. – doi: 10.1109/EDM.2012.6310252.

128) New class of buck-boost AC-AC frequency converters and voltage controllers / G. Zinoviev, M. Ganin, E. Levin, A. Obuhov, V. Popov // Korea-Russia International Symposium on Science and Technology (KORUS). – 2000. – Vol. 2. – P. 303–308. – doi: 10.1109/KORUS.2000.866047.

129) Obuhov A. Buck-boost AC-AC voltage controllers / A. Obuhov, V. Otchenash, G. Zinoviev // International Conference on Power Electronics and Motion Control (EPE-PEMC). – 2000. – Vol. 2. – P. 194–197.

130) Стабилизация напряжения синхронного генератора с постоянными магнитами при переменной нагрузке / С.А. Харитонов, Д.В. Коробков, Д.В. Макаров, А.Г. Гарганеев // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – Томск: Изд. ТУСУР, 2012. – № 1 (25), часть 1. – С. 139–146.

131) Variable frequency generation system for aircraft / D. Makarov, S. Kharitonov, G. Zinoviev, D. Korobkov, A. Sidorov // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). – 2014. – P. 917–922. – doi: 10.1109/ECCE.2014.6953496.

132) Pyrhonen J. Design of rotating electrical machines. – Second edition / J. Pyrhonen, T. Jokinen, V. Hrabovcova. – Wiley, 2013. – 612 p.

133) Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины: учеб. для вузов. В двух томах. Том 2. – 3-е изд. – М.: Издательский дом МЭИ, 2006. – 532 с.

134) Вольдек А.И. Электрические машины. Машины переменного тока: учеб. для вузов / А.И. Вольдек, В.В. Попов. – СПб.: Питер, 2008. – 350 с.

135) Кобзев А.В. Многозонная импульсная модуляция. Теория и применение в системах преобразования параметров электрической энергии. – Новосибирск: Наука, 1979. – 300 с.

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

137) Кобзев А.В. Стабилизаторы переменного напряжения с высокочастотным широтно-импульсным регулированием / А.В. Кобзев, Ю.М. Лебедев, Г.Я. Михальченко [и др.]. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 152 с.

138) Min B.D. Novel PWM line conditioner with fast output voltage control / B.D. Min, B.H. Kwon // Electric Power Applications. – 1998. – Vol 145, issue 2. – P. 85–91. – doi: 10.1049/ip-epa:19981532.

139) Dual-tap chopping stabilizer with subcyclic AC soft switching / J.C.C. Rodriguez, J.V. Lopez, C.C. Olay, S.M. Fernandez, R.V. Garcia, S.M. Garcia // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2010. – Vol. 57, issue 9. – P. 3060–3074.

140) Sankarganesh R. Hybrid AC voltage regulator using tap changing transformer / R. Sankarganesh, C. Manoharan, V. Agalya // International Journal of Research in Engineering and Applied Sciences. – 2012. – Vol. 2, issue 8. – P. 28–37.

141) Park C.Y. Automatic voltage regulator based on series voltage compensation with ac chopper / C.Y. Park, J.M. Kwon, B. Kwon // Power Electronics. – 2012. – Vol. 5, issue 6. – doi: 10.1049/iet-pel.2011.0337.

142) Карасёв А.В. Трёхфазные трансформаторно-тиристорные регуляторы переменного напряжения с импульсной и амплитудно-импульсной модуляцией: дис. … канд. техн. наук / Мордовский ордена дружбы народов государственный университет им. Н.П. Огарёва. – Саранск, 1984. – 278 с.

143) Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.

144) Маевский О.А. Энергетические показатели вентильных преобразователей. – М.: Энергия. – 1978. – 320 с.

145) Ziogas P.D. A practical PWM AC controller topology / P.D. Ziogas, D. Vincenti, G. Joos // Industry Applications Society Annual Meeting. – 1992. – P. 880–887. – doi: 10.1109/IAS.1992.244304.

146) Ziogas P.D. Design and implementation of a 25-kVA three-phase PWM AC line conditioner / P.D. Ziogas, D. Vincenti, H. Jin // Transactions on Power Electronics. – 1994. – Vol. 9, issue 4. – P. 384–389. – doi: 10.1109/63.318896.

147) Basic topologies of direct PWM AC choppers / D. Floricau, M. Dumitrescu, I. Popa, S. Ivanov // Annals of the University of Craiova: Electrical Engineering series. – 2006. – No. 30. – P. 141–146.

148) Review of three-phase PWM AC–AC converter topologies / J.W. Kolar, T. Friedli, J. Rodriguez, P.W. Wheeler // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2011. – Vol. 58, issue 11. – P. 4988–5006. – doi: 10.1109/TIE.2011.2159353.

149) Arvindan A.N. Investigation for power quality in a PWM AC controller feeding a three-phase three-wire WYE connected load / A.N. Arvindan, S. Prashanthi // International Power Electronics Conference (IPEC). – 2010. – P. 648–653. – doi: 10.1109/IPECON.2010.5697073.

150) A novel circuit topology of three-phase direct AC-AC PWM voltage regulator / N.A. Ahmed, M. Miyatake, H.W. Lee, M. Nakaoka // Industry Applications Conference (IAC). – 2006. – Vol. 4. – P. 2076–2081. – doi: 10.1109/IAS.2006.256821.

151) Salazar L. On the characteristics of a PWM AC controller using four switches / L. Salazar, F.C. Vasquez, E. Wiechmann // 24th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC). – 1993. – P. 307–313. – doi: 10.1109/PESC.1993.471912.

152) Cimanis V. The single-phase AC regulator on base of bidirectional IGBT switches / V. Cimanis, V. Hramcovs, I. Ranki // Scientific Journal of Riga Technical University: Power and Electrical Engineering. – 2010. – Vol. 27. – P. 141–144.

153) Ladoux P. Power-quality improvement in AC railway substations: the concept of chopper-controlled impedance / P. Ladoux, J. Fabre, H. Caron // IEEE

Electrification Magazine. – 2014. – Vol. 2, issue 3. P. 6–15. – doi: 10.1109/MELE.2014.2331792.

154) Mozdzer A. Three-phase AC power control using power transistors / A. Mozdzer, B.K. Bose // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1976. – Vol. IA-12, issue 5. – P. 499–505. – doi: 10.1109/TIA.1976.349460.

155) Браславский И.Я. Расчёт статических характеристик асинхронного электропривода с широтно-импульсными преобразователями в статорных цепях / И.Я. Браславский, В.М. Валек // Серия «Электропривод». – 1978. – вып. 4 (66). – С. 4–6.

156) Браславский И.Я. Расчёт статических характеристик асинхронных электроприводов с параметрическим управлением / И.Я. Браславский, В.М. Валек // Электричество. – 1982. – № 2. – С. 66–70.

157) Коршунов А.И. Импульсные преобразователи напряжения переменного тока // Силовая электроника. – 2006. – № 1. – С. 54–61.

158) Arvindan A.N. Performance analysis of three-phase PWM AC chopper feeding a delta connected load / A.N. Arvindan, A.S.A.R. Prabu // International Conference on Sustainable Energy and Intelligent Systems (SEISCON). – 2011. – P. 278–283. – doi: 10.1049/cp.2011.0374.

159) Direct AC-AC converters using commercial power modules applied to voltage restorers / T.B. Soeiro, C.A. Petry, J.C. Fagundes, I. Barbi // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2011. – Vol. 58, issue 1. – P. 278–288. – doi: 10.1109/TIE.2010.2045320.

160) Arvindan A.N. Investigation of harmonic distortion in line and load currents of the sinusoidal pulse-width modulated single-phase AC chopper / A.N. Arvindan, J.S. Alphonse // International Conference on Computation of Power, Energy, Information and Communication (ICCPEIC). – 2014. – P. 256–263. – doi: 10.1109/ICCPEIC.2014.6915375.

161) Shinyama T. AC chopper using four switches / T. Shinyama, A. Ueda, A. Torii // Power Conversion Conference (PCC). – 2002. – Vol. 3. – P. 1056–1060. – doi: 10.1109/PCC.2002.998118.

162) Ahmed N.A. A new configuration of single-phase symmetrical PWM AC chopper voltage controller / N.A. Ahmed, K. Amei, M. Sakui // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 1999. – Vol. 46, issue 5. – P. 942–952. – doi: 10.1109/41.793343.

163) Addoweesh K.E. An exact analysis of an ideal AC chopper // International Journal of Electronics. – 1993. – Vol. 75, № 5. – P. 999–1013. – doi: 10.1080/00207219308907178

164) Hamed S.A. Modelling and design of transistor-controlled AC voltage regulators // International Journal of Electronics. – 1990. – Vol. 69, № 3. – P. 421–434. – doi: 10.1080/00207219008920328.

165) Hamed S.A. Steady-state modeling, analysis, and performance of transistor-controlled AC power conditioning systems // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1990. – Vol. 5, issue 3. – P. 305–313. – doi: 10.1109/63.56521.

166) Arvindan A.N. Harmonic analysis of microprocessor based three-phase improved power quality AC/AC voltage controller using power MOSFETs / A.N. Arvindan, V.K. Sharma, M. Subbiah // IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). – 2006. – Vol. 2. – P. 763–768. – doi: 10.1109/ISIE.2006.295730.

167) Kim J.H. Three-phase ideal phase shifter using AC choppers / J.H. Kim, B.H. Kwon // Electric Power Applications. – 2000. – Vol. 147, issue 4. – P. 329–335. – doi: 10.1049/ip-epa:20000510.

168) Виноградов С.С. Транзисторные пускорегулирующие устройства в асинхронном электроприводе / С.С. Виноградов, А.В. Гордеев, И.Ю. Муллин // Вестник УлГТУ. – 2012. – № 3. – С. 39–41.

169) Ahmed N.A. Improved circuit of AC choppers for single-phase systems / N.A. Ahmed, K. Amei, M. Sakui // Proceedings of the Power Conversion Conference (PPCC). – 1997. – Vol. 2. – P. 907–912. – doi: 10.1109/PCCON.1997.638373.

170) Стригов А.Д. Электропривод машины центробежного литься валков по системе ТПН-АД с квазичастотным управлением: дис. … канд. техн. наук /

Магнитогорский государственный технический университет им. Г.И. Носова. – Магнитогорск, 2009. – 149 с.

171) Степания Н.Р. Разработка асинхронного электропривода с квазичастотным управлением на базе тиристорного преобразователя переменного напряжения: дис. … канд. техн. наук / Московский энергетический институт. – М., 1984. – 237 с.

172) Маренич К.Н. Асинхронный электропривод горных машин с тиристорными коммутацторами. – Донецк: ДонГТУ, 1997. – 64 с.

173) Ma H. A discrete frequency control method based on equivalent sinusoidal modulation for thyristorized soft starters / H. Ma, Y. Li, Z. Zheng // International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). – 2010. – P. 937–941.

174) Performance improvement in AC-AC SCR controller / A. Ginart, R. Esteller, A. Maduro, R. Pinero, R. Moncada // Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). – 1998. – Vol. 1. – P. 308–314. – doi: 10.1109/APEC.1998.647708.

175) Kaiqi Z. New strategy to improve electromagnetic torque at starting in thyristor controlled induction motors / Z. Kaiqi, X. Dianguo, W. Yi // Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON). – 2003. – Vol. 3. – P. 2555–2560. – doi: 10.1109/IECON.2003.1280648.

176) Comparison among electronic start up methods for induction motors / L. Ghodhbani, B. Rebhi, F. Kourda, M. Elleuch, M. Abidi // International Multi-Conference on Systems Signals and Devices (SSD). – 2010. – P. 1–7. – doi: 10.1109/SSD.2010.5585566.

177) Braking of induction motor with the technique of discrete frequency control / M. Laabidi, B. Rebhi, F. Kourda, M. Elleuch, L. Ghodhbani // International Multi-Conference on Systems Signals and Devices (SSD). – 2010. – P. 1–6. – doi: 10.1109/SSD.2010.5585563.

178) Масандилов Л.Б. Особенности квазичастотного управления асинхронного двигателя / Л.Б. Масандилов, Ю.И. Гетман, В.Л. Мелихов // Электротехника. – 1994. – № 5–6. – С. 16–20.

179) When to use a soft starter or an AC variable frequency drive: white paper // Rockwell automation. – 2014. – 22 p.

180) Vasilyev D. Soft starter with pulse voltage regulation and quasi-frequency control of induction motor / D. Vasilyev, B. Firago // Institute of Electrical Machines, Drives and Measurements Wroclaw University of Technology. – 2009. – № 63. – P. 294–302.

181) Луговой А.В. К теории энергосбережения средствами промышленного электропривода // Электротехника. – 1999. – № 5. – С. 62–67.

182) Квазичастотный пуск синхронной машины / А.И. Гладырь, И.И Киба, О.С. Воробейчик, Н.Н. Юрченко, В.И. Сенько // Вестник КДПУ им. Михаила Остроградского. – 2008. – Выпуск 4 (51). – Часть 1. – С. 8–13.

183) Москаленко В.В. Электрический привод: учеб. для студ. высш. учеб. заведений. – М.: Изд. центр «Академия», 2007. – 368 с.

184) Переверзев С.С. Устройство управления пуском нерегулируемых асинхронных электроприводов / С.С. Переверзев, А.В. Нестеровский // Вестник Кузбасского государственного технического университета. – 2010. – № 5. – С. 97–100.

185) Мелихов В.Л. Разработка электроприводов грузоподъёмных машин небольшой мощности по системе тиристорный преобразователь напряжения – асинхронный двигатель: автореферат дис. … канд. техн. наук / Московский энергетический институт. – М., 1994. – 20 с.

186) Output filters design guide / Danfoss [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.danfoss.com/nr/rdonlyres/27f81e71-3779-4406-8ea0-849044873f59/0/output_filters_design_guide.pdf, свободный (дата обращения: 21.09.2015).

187) Bose B.K. Modern power electronics and AC drives. – Prentice Hall PTR, 2002. – 711 p.

188) Зиновьев Г.С. Прямые методы расчёта энергетических показателей вентильных преобразователей. – Новосибирск: Изд-во Новосибирского ун-та, 1990. – 220 с.

189) Пат. 2 544 379 C2 РФ, МПК H 02 M 5/275. Регулятор переменного напряжения / Г.С. Зиновьев (РФ), А.В. Удовиченко (РФ). – № 2 013 112 037 / 07; заявл. 18.03.13; опубл. 20.03.15, Бюл. № 28. – 9 с.

190) Пат. 2 564 992 C1 РФ, МПК H 02 M 5/293. Регулятор переменного напряжения / Г.С. Зиновьев (РФ), Р.Л. Горбунов (РФ). – № 2 014 118 181 / 07; заявл. 05.05.14; опубл. 10.10.15, Бюл. № 28. – 5 с.

191) Application manual: Power semiconductors / W. Arendt, N. Ulrich, T. Werner, R. Tobias // SEMIKRON International GmbH. – Germany: ISLE Verlag, 2011. – 455 p.

192) Graovac D., Purschel M. IGBT power losses calculation using the data-sheet parameters // Infineon Application Note. – Germany: Infineon Technologies AG, 2006. – 17 p.

193) Давыдкин М.Н. Векторно-импульсный способ пуска высоковольтных синхронных двигателей компрессорных установок / М.Н. Давыдкин, С.Н. Басков // Известия вузов. Электромеханика. – 2009. – № 1. – С. 99–101.

194) ГОСТ 32144: Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. – М.: Стандартинформ, 2014. – 16 с.

195) Зотов Л.Г. Метод построения многоуровневых инверторов на основе повышающих конденсаторных преобразователей с изменяющейся структурой // Электротехника. – 2007. – № 10. – С. 34–40.

196) Ruderman A. About voltage total harmonic distortion for single- and three-phase multilevel inverters // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2015. – Vol. 62, issue 3. – P. 1448–1551. – doi: 10.1109/TIE.2014.2341557.

197) Виноградов А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина». – Иваново, 2008. – 298 с.

198) Addoweesh K.E. Time-ratio control of chopper-type AC voltage regulators / K.E. Addoweesh, A.L. Mohamadein, H.A. Al-Ghalaban // Journal of King Saud University. – 1991. – Vol. 3, issue 1. – P. 19–43.

199) Sargos F. IGBT power electronics teaching system principle for sizing power converters: application note AN-8005. – SEMIKRON International GmbH. – 2008. – 17 p.

200) Kawabata J. 7th-Generation «X Series» IGBT module / J. Kawabata, F. Momose, Y. Onozawa // Fuji Electric Review: Power Semiconductors Contributing in Energy Management. – 2015. – Vol. 61, No. 4. – P. 237–241.

201) A 600V super low loss IGBT with advanced micro-P structure for the next generation IPM / M. Momose, K. Kumada, H. Wakimoto, Y. Onozawa, A. Nakamori, K. Sekigawa // 22nd International Symposium on Power Semiconductor Devices & IC's (ISPSD). – 2010. – P. 379–382.

202) Воронин И.П., Воронин П.А. Снижение энергии потерь в ключевых элементах преобразователей // Современная электроника. – 2010. – № 9. – С. 46–49.

203) Mukherjee N., De D. Analysis and improvement of performance in LCL filter-based PWM rectifier/inverter application using hybrid damping approach // IET Power Electronics. – 2013. – Vol. 6, issue 2. – P. 309–325. – doi: 10.1049/iet-pel.2012.0032.

204) Баховцев И. А. Сравнительный анализ выходного напряжения АИН с синусоидальной ШИМ // Техническая электродинамика, тематический выпуск: «Силовая электроника и энергоэффективность». – Киев: Институт электродинамики НАН Украины, 2008. – Часть 3. – С. 63–66.

205) Sclocchi M. Input filter design for switching power supplies / National Semiconductor Corp.: SNVA538. – 2010. – 21 p.

206) Maxim Integrated. Tutorial 848: Snubber circuits suppress voltage transient spikes in multiple output DC-DC flyback converter power supplies. – 2001. – 9 p.

207) Моисеев Е.А. Построение демпфирующих цепей для мощных импульсных преобразователей // Сборник научных трудов НГТУ. – 2006. – № 1 (43). – С. 147–152.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Программа расчёта параметров фильтров

Базовые значения:

$P_b := 10 \cdot 10^3$ $cosf_b := 0.9$ $S_b := \frac{P_b}{cosf_b} = 1.111 \cdot 10^4$ $m_f := 3$

$U_b := \sqrt{2} \cdot 220$ $I_b := \frac{2}{m_f} \frac{S_b}{U_b} = 23.808$ $Z_b := \frac{U_b}{I_b} = 13.068$ $\omega_b := 2 \cdot \pi \cdot 50 = 314.159$

Параметры нагрузки:

$P_N := P_b$ $cosf_N := cosf_b$ $S_N := \frac{P_N}{cosf_N}$

$p_N := \frac{P_N}{S_b}$ $s_N := \frac{S_N}{S_b} = 1$ $U_N := 1$ $I_N := 1$

$z_N := \frac{U_N^2}{s_N} = 1$ $x_{N.2} := z_N \cdot \sqrt{1 - cosf_N^2} = 0.436$ $r_{N.2} := z_N \cdot cosf_N = 0.9$

Исходные данные:

$K_{g.i} := 0.10$ $K_{g.u} := 0.02$ $k_Q := 0.08$ $\gamma_{0.2} := 0.3$ $N_S := 200$

$x_{C1} := \frac{1}{s_N \cdot k_Q} = 12.5$

Guess Values

$$x_{L1} := 0.1 \qquad x_{L2} := 0.1 \qquad x_{C2} := 10$$

$$r_{ekv.2}(x_{C2}) := \frac{r_{N.2} \cdot x_{C2}^{\,2}}{r_{N.2}^{\,2} + (x_{C2} - x_{N.2})^2} \qquad x_{ekv.2}(x_{L2}, x_{C2}) := x_{L2} + x_{C2} \frac{x_{N.2} \cdot x_{C2} - z_N^{\,2}}{r_{N.2}^{\,2} + (x_{C2} - x_{N.2})^2}$$

$$N_{f1.S}(x_{L1}, x_{C1}) := \frac{1}{N_S} \sqrt{\frac{x_{C1}}{x_{L1}}} \qquad N_{f2.S}(x_{L2}, x_{C2}) := \frac{1}{N_S} \sqrt{\frac{x_{C2}}{x_{L2}}}$$

Constraints

$$x_{C1} - \frac{1}{2} \cdot \left[\left(\frac{r_{ekv.2}(x_{C2})}{x_{ekv.2}(x_{L2}, x_{C2})} \right)^2 + 1 \right] \cdot \frac{x_{ekv.2}(x_{L2}, x_{C2})}{\gamma_{0.2}^{\,2}} = 0$$

$$k_{I.I1}(x_{C1}, x_{L2}, x_{C2}) := \sqrt{\left(\frac{r_{ekv.2}(x_{C2})}{\gamma_{0.2}^{\,2}} \cdot \frac{1}{x_{C1}} \right)^2 + \left(1 - \frac{x_{ekv.2}(x_{L2}, x_{C2})}{\gamma_{0.2}^{\,2}} \cdot \frac{1}{x_{C1}} \right)^2}$$

$$z_{per.3}(x_{L2}, x_{C2}) := \frac{z_N^{\,2} \cdot (x_{L2} - x_{C2})^2 - \left(x_{N.2} \cdot x_{C2} + x_{L2}^{\,2} \right)^2 + x_{L2}^{\,4} + x_{C2}^{\,2} \cdot (x_{L2} + x_{N.2})^2}{x_{C2} \cdot \sqrt{(r_{N.2} \cdot (x_{L2} - x_{C2}))^2 + (x_{N.2} \cdot (x_{L2} - x_{C2}) - x_{L2} \cdot x_{C2})^2}}$$

$$K_{g.i} = \frac{4 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot (1 - \gamma_{0.2}) \cdot N_{f1.S}(x_{L1}, x_{C1})^2 \cdot \frac{1}{k_{I.I1}(x_{C1}, x_{L2}, x_{C2})} \qquad x_{L1} > 0 \qquad x_{L2} > 0$$

$$K_{g.u} = \frac{4 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot (1 - \gamma_{0.2}) \cdot N_{f2.S}(x_{L2}, x_{C2})^2 \cdot \frac{z_{per.3}(x_{L2}, x_{C2})}{z_N} \qquad x_{C1} > 0 \qquad x_{C2} > 0$$

Solver

$$\begin{bmatrix} x_{L1} \\ x_{L2} \\ x_{C2} \end{bmatrix} := \mathbf{find}(x_{L1}, x_{L2}, x_{C2}) = \begin{bmatrix} 0.004 \\ 0.06 \\ 37.261 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} X_{L1} \\ X_{C1} \\ X_{L2} \\ X_{C2} \end{bmatrix} := \begin{bmatrix} x_{L1} \\ x_{C1} \\ x_{L2} \\ x_{C2} \end{bmatrix} \cdot Z_b \qquad N_{f1.S} := \frac{1}{N_S} \sqrt{\frac{x_{C1}}{x_{L1}}} = 0.282 \qquad N_{f2.S} := \frac{1}{N_S} \sqrt{\frac{x_{C2}}{x_{L2}}} = 0.124$$

$$L_1 := \frac{X_{L1}}{\omega_b} = 1.638 \cdot 10^{-4} \qquad C_1 := \frac{1}{X_{C1} \cdot \omega_b} = 1.949 \cdot 10^{-5}$$

$$L_2 := \frac{X_{L2}}{\omega_b} = 0.0025 \qquad C_2 := \frac{1}{X_{C2} \cdot \omega_b} = 6.537 \cdot 10^{-6}$$

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

Акты внедрения результатов работы

УРАЛЬСКИЙ ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКИЙ КОМБИНАТ
ПРЕДПРИЯТИЕ ГОСКОРПОРАЦИИ «РОСАТОМ»
Акционерное общество
«Уральский электрохимический комбинат»
(АО «УЭХК»)
E-mail: condor@ueip.ru, www. ueip.ru

УТВЕРЖДАЮ
Заместитель Генерального директора по техническому обеспечению и качеству – технический директор
_____ Е.М. Лобов
«__» 07 2016

АКТ
21.07.2016 № 12-49/54854-ВК
о предполагаемом использовании
результатов диссертационной работы

Комиссия в составе
Председатель:

Главный энергетик	Лекомцев В.Р.
должность	фамилия, инициалы

Члены комиссии:

Заместитель главного энергетика по электротехнической части	Клюшин А.А.
должность	фамилия, инициалы
Ведущий инженер КТУ ООО "УЗГЦ"	Сергеев В.П.
должность	фамилия, инициалы
Начальник участка эксплуатации оборудования 87	Посконный А.Г.
должность	фамилия, инициалы
Начальник участка эксплуатации оборудования 54	Кошелев А.В.
должность	фамилия, инициалы
Доцент кафедры "Промышленная электроника" Новоуральского технологического института (НТИ) НИЯУ МИФИ	Посконный Г.И.
должность	фамилия, инициалы

составила настоящий акт о проведении испытаний макета импульсного преобразователя переменного напряжения, разработанного аспирантом Национального исследовательского Томского политехнического университета (НИ ТПУ) Горбуновым Р.Л. В качестве нагрузки для импульсного преобразователя был использован асинхронный двигатель 4AC80B4Y3, входящий в состав стенда электромашинного агрегата "Асинхронный двигатель – генератор постоянного тока". Испытания проводились в лаборатории электрических машин НТИ НИЯУ МИФИ.

Целью испытаний являлась проверка функциональных возможностей преобразователя, измерение его основных энергетических показателей, тестирование аварийных защит, оценка возможности и целесообразности промышленного использования.

Программа испытаний включала в себя:

- измерение максимальных значений пусковых токов асинхронного двигателя;
- измерение коэффициента мощности, коэффициента полезного действия при различных нагрузках на валу двигателя;
- определение диапазона регулирования фазных напряжений на обмотках двигателя;
- оценка коэффициентов гармоник входного сетевого тока, тока двигателя;
- тестирование программно-аппаратных средств защиты преобразователя и двигателя.

Электрические параметры преобразователя и результаты испытаний приведены в таблице.

Таблица

Входное напряжение, В	220/380
Частота входного напряжения, Гц	50
Максимальная мощность нагрузки, кВА	4
Пусковой ток асинхронного двигателя, А	10
Частота коммутации, Гц	7812,5
Полный диапазон регулирования напряжения, %	6 – 95[1)]
Рабочий диапазон регулирования напряжения, %	60 – 95
КПД, %	94,4[2)]
Коэффициент гармоник входного тока, %	1,8[3,4)]
	5,3[3,5)]
Коэффициент гармоник тока нагрузки, %	3,6[3,5)]
Коэффициент мощности	0,9[2)]
Установленная мощность конденсаторов сетевых фильтров, %	35[6)]

1) за пределами верхней границы диапазона преобразователь функционирует в режиме постоянного подключения нагрузки к источнику напряжения;
2) $P_н$=2,3 кВт, $\cos\varphi_н$ =0,88, γ_0=94%;
3) $P_н$=2,0 кВт, $\cos\varphi_н$ =0,87, γ_0=90%, коэффициент гармоник питающего напряжения 2,6%;
4) вычислен в соответствии с стандартом IEEE Std 519™-2014;
5) вычислен через действующее значение по результатам измерений с шириной окна 200 мс и с частотой дискретизации 50 кГц;
6) за базу принята максимальная мощность нагрузки.

Устройство оборудовано программно-аппаратными блоками защиты от следующих событий:

- перегрузка двигателя по току:
- короткое замыкание в силовом блоке;
- перенапряжение на приборах силового блока:
- перегрев силового блока.

Управление устройством и параметрирование осуществляется посредством цифровой панели управления и индикации. Устройство оснащено портами ввода/вывода для интеграции его в систему.

Преобразователь позволяет осуществлять квазичастотное регулирование скорости вращения вала двигателя (включая его пуск и бесконтактный реверс) в диапазоне изменения частоты от долей Гц до $0{,}5f_{сети}$.

Испытанный макет импульсного преобразователя переменного напряжения имеет необходимые для применения в промышленных электроустановках энергетические показатели.

На основании проведенных испытаний и учитывая полученные технические параметры, комиссия считает, что преобразователь переменного напряжения может быть применен в схемах электроснабжения вакуумных насосов установок В-15, В-17, В-18, установке барабанного вакуумного фильтра БОП5 -1,8 – 1К и рекомендует проработать вопрос о его производстве на одном из предприятий Новоуральской промышленной площадки.

Окончательное решение о постановке на производство преобразователя напряжения с улучшенными энергетическими показателями для нужд АО «УЭХК» и других предприятий будет принято после проведения маркетинговых исследований рынка сбыта, полномасштабных испытаний преобразователя на большую мощность и расчетов технико-экономических показателей.

подпись	В.Р. Лекомцев инициалы, фамилия
подпись	А.А. Клюшин инициалы, фамилия
подпись	В.П. Сергеев инициалы, фамилия
подпись	А.Г. Посконный инициалы, фамилия
подпись	А.В. Кошелев инициалы, фамилия
подпись	Г.И. Посконный инициалы, фамилия

УТВЕРЖДАЮ

Генеральный директор

ЗАО «ЭРАСИБ»

_____ Клан В.А.

«16» 06 2016 г.

УТВЕРЖДАЮ

Директор ИНК НИ ТПУ,

д.т.н., проф.

_____ Бориков В.Н.

«10» 06 2016 г.

АКТ

об использовании результатов диссертационной работы Горбунова Р.Л.

Мы, нижеподписавшиеся, заместитель главного конструктора по спец. технике ЗАО «ЭРАСИБ», к.т.н. В.В. Вдовин и представители НИ ТПУ научный руководитель, д.т.н, проф. Г.С. Евтушенко, заведующий кафедрой промышленной и медицинской электроники, к.ф.-м.н., доц. Ф.А. Губарев подтверждаем, что результаты диссертационной работы Горбунова Р.Л. «Импульсный преобразователь переменного напряжения с улучшенными энергетическими показателями» использовались при проведении работ по проектированию высоковольтных преобразователей напряжения.

Предложенные в диссертационной работе Горбунова Р.Л. методики расчёта входного фильтра импульсного преобразователя переменного напряжения и расчёта энергетической эффективности силовых схем были использованы при выборе и обосновании схемы высоковольтного преобразователя переменного напряжения.

Зам. главного конструктора

по спец. техн.

ЗАО «ЭРАСИБ», к.т.н.

_____

/В.В. Вдовин/

Зав. кафедрой ПМЭ НИ ТПУ,

к.ф.-м.н. доц.

_____

/Ф.А. Губарев/

Научный руководитель, д.т.н., проф.

_____

/Г.С. Евтушенко/

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по научной работе НГТУ,
заслуженный деятель науки РФ,
д.т.н., проф.

_____ Вострецов А.Г.

«14» 06 2016 г.

УТВЕРЖДАЮ

Директор ИНК НИ ТПУ,
д.т.н., проф.

_____ Бориков В.Н.

«17» 06 2016 г.

АКТ

об использовании результатов диссертационной работы Горбунова Р.Л.

Мы, заведующий кафедрой электроники и электротехники НГТУ, д.т.н., проф. С.А. Харитонов и представители НИ ТПУ научный руководитель, д.т.н, проф. Г.С. Евтушенко, заведующий кафедрой промышленной и медицинской электроники, к.ф.-м.н., доц. Ф.А. Губарев подтверждаем, что результаты диссертационной работы Горбунова Р.Л. на тему «Импульсный преобразователь переменного напряжения с улучшенными энергетическими показателями» используются в учебном процессе на факультете радиотехники и электроники при проведении лекционных и практических занятий по дисциплинам электромагнитная совместимость устройств силовой электроники, энергетическая электроника и системы вторичного электропитания.

Результаты разработки маловентильных РПН с коммутацией нулевых точек источника или нагрузки изложены в учебно-методическом пособии: Электромагнитная совместимость устройств силовой электроники. Часть 6. Регуляторы переменного напряжения с улучшенной электромагнитной совместимостью-2 / Г.С. Зиновьев, Л.Г. Зотов, А.В. Сидоров, А.В. Роньшин, В.А. Сковота. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2014. – 56 с.

Зав. кафедрой ЭЭ НГТУ,
д.т.н., проф.

_____
/С.А. Харитонов/

Зав. кафедрой ПМЭ НИ ТПУ,
к.ф.-м.н. доц.

_____
/Ф.А. Губарев/

Научный руководитель, д.т.н., проф.

_____
/Г.С. Евтушенко/

«УТВЕРЖДАЮ»
Проректор по образовательной
деятельности НИ ТПУ, д.т.н.
_____ Ю.С. Боровиков
«01» ____06____ 2016 г.

АКТ О ВНЕДРЕНИИ

результатов диссертационной работы Горбунова Р.Л.

Настоящим подтверждается, что результаты диссертационной работы Горбунова Р.Л. «Импульсный преобразователь переменного напряжения с улучшенными энергетическими показателями» на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.09.12 – «Силовая электроника» используются в учебном процессе на кафедре промышленной и медицинской электроники ИНК НИ ТПУ при проведении лекционных и практических занятий по дисциплине «Энергетическая электроника» для бакалавров, обучающихся по направлению 11.03.04 – «Электроника и наноэлектроника».

Директор ИНК
НИ ТПУ, д.т.н.
_____ В.Н. Бориков
«30» ____06____ 2016 г.

Зав. каф. ПМЭ ИНК
НИ ТПУ, к.т.н.
_____ Ф.А. Губарев
«29» ____06____ 2016 г.

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»
Новоуральский технологический институт –
филиал федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования
«Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»
(НТИ НИЯУ МИФИ)
ул. Ленина, д. 85, г. Новоуральск, Свердловская область, 624130
Тел. (34370) 9-49-51, факс (34370) 9-50-25 E-mail: nsti@mephi.ru

И.о. руководителя
Зиновьев Г.С.
15 » 06 2016 г.

АКТ
внедрения результатов диссертационной работы Горбунова Романа Леонидовича в учебный процесс

В рамках выполнения диссертационной работы на соискание ученой степени кандидата технических наук на тему «Импульсный преобразователь переменного напряжения с улучшенными энергетическими показателями» Горбуновым Р.Л. был разработан и изготовлен макет преобразователя переменного напряжения (ППН). Нагрузкой ППН служит асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором модели 4AC80B4Y3, являющийся составной частью электромашинного агрегата «Асинхронный двигатель - генератор постоянного тока».

Макет преобразователя позволяет:

- регулировать напряжение в продолжительном режиме работы двигателя;
- регулировать частоту вращения вала двигателя;
- осуществлять плавный пуск и останов двигателя;
- осуществлять комбинированный пуск двигателя;
- осуществлять квазичастотный реверс направления вращения вала двигателя;
- безопасно отключать двигатель в аварийных режимах.

Макет преобразователя используется в НТИ НИЯУ МИФИ в учебном процессе на кафедре «Промышленная электроника» при проведении демонстрационных лабораторных работ по курсам «Основы преобразовательной техники», «Энергетическая электроника», «Электрические машины», а также УИР студентов.

Зав. кафедрой ПЭ Г.С. Зиновьев
Зав. лабораторией Д. В. Надыкто