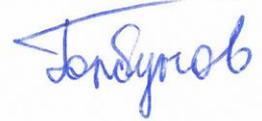


На правах рукописи



ГОРБУНОВ Роман Леонидович

**ИМПУЛЬСНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ПЕРЕМЕННОГО
НАПРЯЖЕНИЯ С УЛУЧШЕННЫМИ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИМИ
ПОКАЗАТЕЛЯМИ**

05.09.12 – Силовая электроника

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Томск – 2016

Работа выполнена в федеральном государственном автономном образовательном учреждении высшего образования «Национальный исследовательский Томский политехнический университет», на кафедре промышленной и медицинской электроники Института неразрушающего контроля.

Научный руководитель – Евтушенко Геннадий Сергеевич,
доктор технических наук, профессор

Официальные оппоненты: Чивенков Александр Иванович,
доктор технических наук, доцент
ФГБОУ ВО «Нижегородский
государственный технический
университет им. Р.Е. Алексеева»,
профессор кафедры электроэнергетики,
электроснабжения и силовой электроники

Семёнов Валерий Дмитриевич,
кандидат технических наук, доцент,
ФГБОУ ВО «Томский государственный
университет систем управления и
радиоэлектроники», профессор кафедры
промышленной электроники

Ведущая организация – ФГБОУ ВО «Национальный
исследовательский университет «МЭИ»,
г. Москва

Защита состоится 22 декабря 2016 г. в 10 часов 00 минут на заседании диссертационного совета Д 212.268.03 в Томском государственном университете систем управления и радиоэлектроники по адресу: 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, ауд. 201.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке ТУСУРа по адресу: 634034, г. Томск, ул. Красноармейская, 146 и на сайте ТУСУРа <https://storage.tusur.ru/files/51440/dissertation.pdf>

Автореферат разослан « » ноября 2016 г.

Учёный секретарь
диссертационного совета



Зыков Дмитрий Дмитриевич

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

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.

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 способом регулирования (ФСР) напряжения. Высокая жизнеспособность этих устройств обусловлена удачным сочетанием целого ряда достоинств: простота схемотехнических решений, технологичность конструкции, малые масса и габариты, а также невысокая стоимость. Однако характерное для устройств с ФСР низкое качество электромагнитных процессов является неприемлемым для многих электротехнических систем.

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 вентилях 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 регулируемой 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. Все публикации приведены в тексте диссертации. Основные публикации перечислены в конце автореферата.

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.

ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении обоснована актуальность и кратко изложена степень разработанности темы диссертации, обобщены основные научные результаты и выносимые на защиту положения, отмечена теоретическая и практическая значимость работы, приведены сведения о реализации выводов и рекомендаций, представлен краткий обзор структуры диссертации.

В первой главе определены общие и специальные требования, предъявляемые к устройствам преобразования переменного напряжения при функционировании в составе рассматриваемых в данной работе электротехнических систем – асинхронного электропривода (ЭП) и системы

генерирования электрической энергии (СГЭЭ) на базе синхронного генератора с постоянными магнитами. 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 сравнительного анализа установлено, что наиболее полно предъявляемым требованиям соответствуют ППН с импульсным регулированием и непосредственной связью. Перспективной признана подгруппа импульсных понижающих ППН. Определена степень разработанности преобразователей этой подгруппы и представлены приоритетные направления для дальнейшей разработки.

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

В параграфе 2.1 представлена общая структура системы (рисунок 1) и её модификации для ЭП и СГЭЭ с указанием отличия в функциональном назначении ППН.

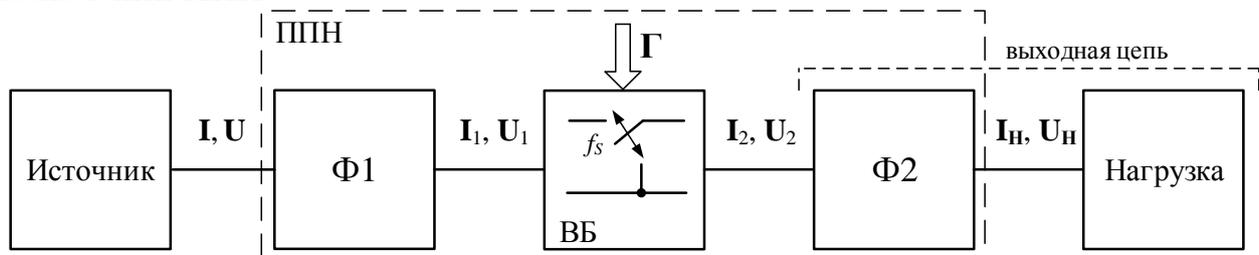


Рисунок 1. Блок-схема системы с импульсным понижающим ППН

Силовая схема преобразователя в общем случае состоит из трёх структурных элементов: ВБ и два пассивных фильтра нижних частот $\Phi 1$, $\Phi 2$. Основным структурным элементом является ВБ, который реализуется во множестве схемотехнических вариантов. В каждом варианте ВБ состоит из группы последовательных ($S1$) и группы параллельных ($S2$) ключей (рисунок 2), изменяющих своё состояние по тому же принципу, что и ключи синхронного понижающего преобразователя постоянного напряжения.

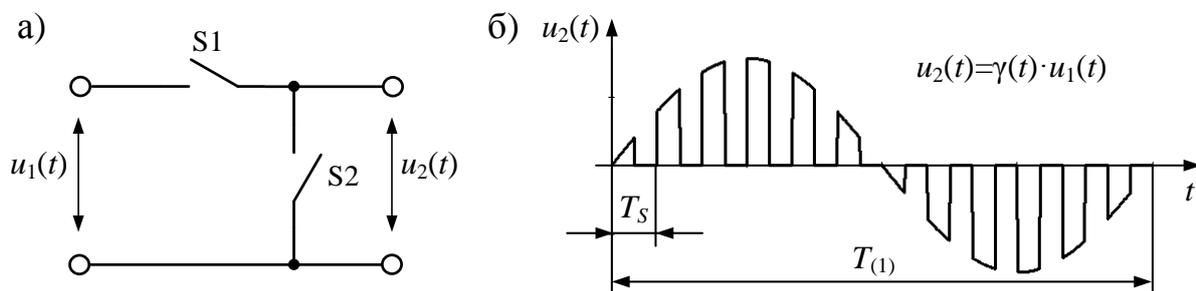


Рисунок 2. а) Обобщённая схема ВБ; б) диаграмма выходного напряжения при ШИР

В соответствии со структурой и принципом действия обобщённой схемы ВБ выделены пять базовых схем, каждая из которых строится на основе однофазных и/или трёхфазных схем КПТ. Для всех базовых схем ВБ и схем КПТ разработаны математические макромодели, описывающие связь между входными и выходными токами и напряжениями в зависимости от параметров функции управления, а также определены и систематизированы показатели

схем по току, напряжению и статическим потерям мощности. Результаты структурного анализа и систематизации схем ВБ обобщены в параграфе 2.2.

В результате сопоставления структурных особенностей и показателей рассмотренных трёхфазных схем ВБ установлено, что уменьшение количества управляемых вентиляей и амплитуды напряжения на приборах параллельных ключей возможно при построении силовой схемы на основе трёхфазного мостового КПП и использовании отдельных параллельных ключей для замыкания тока в каждой фазе. Учитывая это предложена новая схема ВБ (рисунок 3), разработанная для использования в составе устройства плавного пуска АД (патент [7]) и положенная в основу созданного экспериментального макета. Схема реализована на мостовых КПП, переключающихся по одношаговой стратегии, заключающейся во введении межкоммутационных пауз в сигналы управления транзисторами разных групп (стратегия «break-before-make»). На межкоммутационных интервалах токовые контуры нагрузки замыкаются через снабберную цепь (СЦ), при этом для нормального функционирования схемы достаточно одной СЦ без дополнительных элементов выпрямления тока и напряжения.

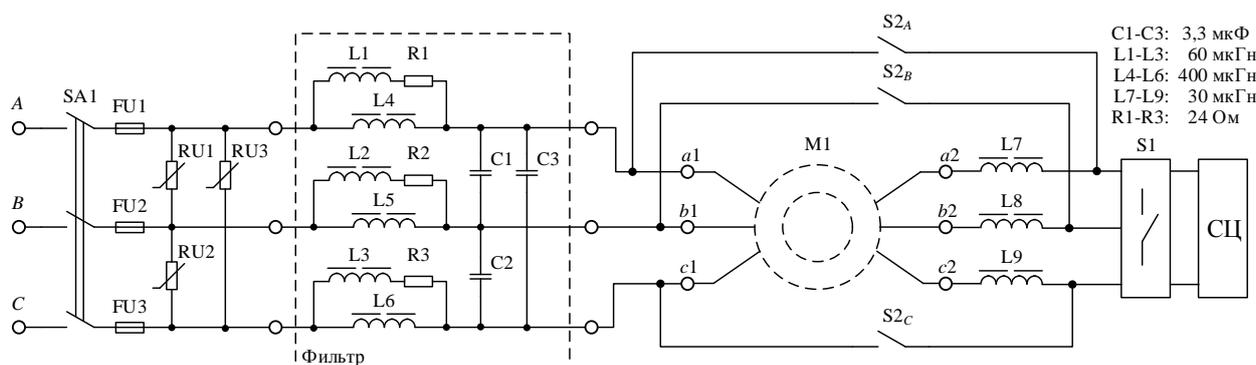


Рисунок 3. Силовая схема экспериментального макета ППН с подключением двигателя

В предложенной силовой схеме максимальное напряжение на приборах параллельных ключей определяется амплитудой фазного напряжения, в то время как в других схемах без нулевого провода – амплитудой линейного напряжения. Для нормального функционирования схемы достаточно четырёх управляемых вентиляей, что с учётом сниженных требований по напряжению к вентилям параллельных ключей (амплитуда напряжения меньше почти в 1,7 раз) позволяет упростить и удешевить устройство.

В параграфе 2.3 приведены математические модели импульсного понижающего ППН: исходная векторная модель ППН в виде системы дифференциальных уравнений с переменными (разрывными) коэффициентами, модель в осреднённых переменных, модель для анализа гармонических искажений и компьютерная имитационная модель. Разработанные модели использованы для исследования электромагнитных процессов в преобразователе при функционировании как с обобщённой нагрузкой, так и в составе ЭП и СГЭЭ.

Разработанная математическая модель для анализа гармонических искажений позволяет рассчитывать амплитуды гармоник и стандартные

показатели (коэффициенты) искажений токов и напряжений преобразователя. Модель ориентирована на решение следующих задач: анализ энергетических показателей по высшим гармоникам, определение экстремальных режимом работы элементов ППН и нагрузки, выбор и обоснование оптимальной структуры фильтров, разработка методик расчёта элементов, выбор и обоснование значения частоты коммутации и др. Модель разработана исходя из основной системы уравнений ВБ

$$\begin{cases} u_2(t) = k_U(t) \cdot u_1(t), \\ i_1(t) = k_I(t) \cdot i_2(t), \end{cases}$$

где k_U – коэффициент прямой передачи ВБ по напряжению;

k_I – коэффициент обратной передачи ВБ по току.

В результате разложения переменных системы на низкочастотную и высокочастотную составляющие и применения принципа суперпозиции установлено, что ВБ преобразователя допустимо представить эквивалентной схемой замещения, состоящей из двух условно независимых управляемых источников – источника несинусоидального тока и источника несинусоидального напряжения (рисунок 4), параметры и интегральные показатели которых определены в результате гармонического анализа при следующих условиях и допущениях:

- система питающих напряжений симметричная синусоидальная;
- фазы преобразователя симметричные;
- одноимённые ключи каждой фазы переключаются синхронно (коммутационная функция одинакова для всех фаз преобразователя);
- силовые ключи идеальные, переключение происходит мгновенно;
- напряжение регулируется широтно-импульсным способом с постоянной частотой f_s ;
- отношение частоты коммутации f_s к частоте основной гармоники $f_{(1)}$ питающего напряжения удовлетворяет соотношению $N_s = f_s / f_{(1)} \gg 10$;
- преобразователь вносит только высокочастотные искажения, т.е. гармоники с частотами, значительно превышающими частоту первой гармоники;
- преобразователь функционирует в статическом (квазиустановившемся) режиме, контур автоматического регулирования разомкнут.

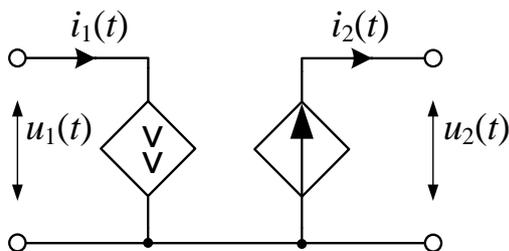


Рисунок 4. Эквивалентная схема замещения ВБ для анализа гармонических искажений

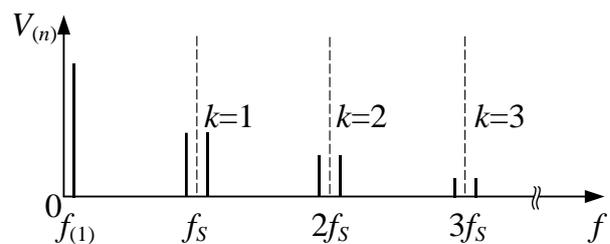


Рисунок 5. Спектр обобщённой переменной $v(t)$ при ШИР

При этих допущениях управляемые источники характеризуются одинаковыми показателями (коэффициентами) искажений

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

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

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

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

где K_{Γ} – суммарный коэффициент гармоник;

$\overline{K}_{\Gamma, \text{пр}}^{(q)}$ – приведённый интегральный суммарный коэффициент гармоник;

$K_{(n)}$ – коэффициент n -й гармонической составляющей;

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

n – номер гармоники, $n = k \cdot N_S$;

k – номер группы (пары) гармоник, $k = 1, 2, \dots$ (рисунок 5);

q – порядок интегрального коэффициента, $q = 1, 2, \dots$;

γ_0 – коэффициент регулирования напряжения;

H_{Λ} – коэффициент пульсаций выходного тока или входного напряжения ВБ;

d_{Λ} – коэффициент увеличения искажений из-за пульсаций тока и напряжения, $d_{\Lambda} = \sqrt{1 + H_{\Lambda} \cdot \cos(\varphi_{(1)})}$;

$\varphi_{(1)}$ – сдвиг по фазе между первыми гармониками тока и напряжения ВБ.

Приведены результаты аналитической оценки погрешности, связанной с принятым допущением о возможности независимого анализа искажений во входной и выходной цепях преобразователя. В соответствии с этими результатами при коэффициенте пульсаций до 20 % точность расчёта стандартных показателей гармонических искажений снижается не более чем на 4-9 % в зависимости от фазового угла $\varphi_{(1)}$. Результаты экспериментальной оценки адекватности модели представлены в третьей главе диссертации.

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. Установлено, что показатели первой группы в определяющей степени зависят от параметров входного фильтра. При этом наибольшее влияние на баланс мощностей

оказывает реактивное сопротивление конденсатора фильтра на частоте первой гармоники (x_{C1}), реактивная мощность которого в случае однозвенного LC-фильтра на порядки больше мощности реактора (на примере показано соотношение $s_{C1}/s_{L1}=60-80$).

В рамках первого аналитического приближения принято, что потребляемая от источника полная мощность s и соотношения между её составляющими зависят от трёх параметров: коэффициента регулирования напряжения γ_0 , коэффициента отношения реактивных сопротивлений k_x и фазового угла выходной цепи ППН φ_2 . Моделирование энергетических показателей выполнено в функциональной связи с этими тремя параметрами, что позволило в общем виде характеризовать свойства и показатели ППН при различной конфигурации выходного фильтра и функционирующего с разными видами нагрузок, включая АД. Установленные зависимости мощностей и энергетических коэффициентов ППН, в том числе коэффициентов гармонических искажений, выражены математически и для графоаналитического исследования показателей преобразователя представлены в упрощённом виде

$$s \approx 1/x_{C1} \cdot \sqrt{1 + k_{qs.2}^2 \cdot k_x \cdot \gamma_0^2 \cdot (k_x \cdot \gamma_0^2 - 2)}, \quad p \approx k_C \cdot s, \quad (3)$$

$$k_C \approx 1/\sqrt{1 + k_{qp.2}^2 \cdot k_q^2}, \quad k_q \approx 1 - 1/(k_{qs.2}^2 \cdot k_x \cdot \gamma_0^2),$$

$$K_{\Gamma.uH} \approx K_{\Gamma}, \quad K_{\Gamma.iH} \approx \bar{K}_{\Gamma.np} \frac{z_H}{x_{H.S}} \sqrt{1 + (r_H/x_{H.S})^2}, \quad (4)$$

$$K_{\Gamma.uH} \approx \bar{K}_{\Gamma.np} \cdot N_{\Phi 2.S}^2 \frac{z_{пер}}{z_H}, \quad K_{\Gamma.iH} \approx K_{\Gamma.uH} \frac{z_H}{x_{H.S}} \sqrt{1 + (r_H/x_{H.S})^2}, \quad (5)$$

$$K_{\Gamma.i} \approx \bar{K}_{\Gamma.np} \cdot N_{\Phi 1.S}^2 \frac{1}{\sqrt{1/(k_{qp.2} \cdot k_x \cdot \gamma_0^2)^2 + (1 - 1/(k_x \cdot \gamma_0^2))^2}}, \quad (6)$$

где k_x – коэффициент отношения реактивных сопротивлений, $k_x = x_{C1}/x_2$;

x_2 – реактивное сопротивление эквивалентной последовательной схемы замещения выходной цепи ППН на частоте первой гармоники;

k_q – коэффициент отношения реактивных мощностей, $k_q = q/q_2$;

r_H – активное и полное сопротивление эквивалентной последовательной

схемы замещения нагрузки на частоте первой гармоники;

$x_{H.S}$ – реактивное сопротивление последовательной схемы замещения

нагрузки на частоте коммутации f_S ;

$z_{пер}$ – передаточное сопротивление выходного фильтра по первой

гармонике, $z_{пер} = U_2/I_H$;

$N_{\Phi.S}$ – коэффициент отношения частоты резонанса фильтра к частоте коммутации ($\Phi 1$ и $\Phi 2$ соответственно).

Коэффициенты отношения составляющих полной мощности s_2 выходной цепи ППН

$$k_{ps.2} = p_2/s_2 = \cos(\varphi_2), \quad k_{qs.2} = q_2/s_2 = \sin(\varphi_2), \quad k_{qp.2} = q_2/p_2 = \operatorname{tg}(\varphi_2).$$

Выражения (4-6) преобразованы к форме, позволяющей рассматривать показатели гармонических искажений абстрагировано от частот коммутации и частот среза фильтра за счёт масштабирования результатов расчёта на соответствующие коэффициенты отношения частот N_S , $N_{\Phi.S}$. Выражения (4) соответствуют случаю непосредственного подключения нагрузки к ВБ, а выражения (5) – случаю функционирования преобразователя с фильтром Ф2. Приведённые интегральные коэффициенты рассчитываются по формулам (1-2).

В соответствии с выражением (3) при условии $k_x \geq 1$ ($x_{C1} \geq x_2$) зависимость полной мощности s от коэффициента регулирования напряжения γ_0 является немонотонной с минимумом при $\gamma_0^* = 1/\sqrt{k_x}$. Зависимость коэффициента сдвига k_C также имеет экстремум, но при

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

соответствующей режиму работы ППН с полной компенсацией реактивной мощности ($k_q=0$). При отрицательном фазовом угле выходной цепи ППН φ_2 ($k_{qs.2} < 0$) коэффициент сдвига входного тока преобразователя k_C монотонно зависит от коэффициента регулирования напряжения γ_0 , меньше единицы во всём диапазоне регулирования напряжения и максимален при $\gamma_0 \rightarrow 1$. Поэтому, проектируя фильтр Ф2, следует закладывать резистивно-индуктивный характер эквивалентного полного сопротивления ($\varphi_2 > 0$).

Нижняя граница $\gamma_{0.2}$ диапазона регулирования напряжения, в котором коэффициент мощности ППН превышает аналогичный показатель нагрузки, составляет 70 % от критического значения γ_0^{**} . Ширина пика коэффициента k_C уменьшается при смещении γ_0^{**} в нижний диапазон регулирования; ширина левого полука приблизительно равна 30 % от γ_0^{**} (или 40 % от $\gamma_{0.2}$).

ВБ преобразователя вносит минимальные гармонические искажения в токи и напряжения работая в верхнем диапазоне регулирования ($\gamma_0 \rightarrow 1$). При соотношении частот $N_{\Phi.1.S} = 1/4$ суммарный коэффициент гармоник входного тока $i(t)$ на интервале регулирования $\gamma_0 > 0,6$ не превышает 5 % (при $k_x = 10$, $\varphi_2 = 30^\circ$), что соответствует коэффициенту искажения $k_{и.i} > 0,9987$. 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 $k=1$.

Установленные зависимости и результаты их анализа проиллюстрированы для случая функционирования ППН с АД на примере модели двигателя марки 4АС80В4У3 (с учётом нелинейности магнитной системы), параметры которой определены экспериментально. В рабочем диапазоне регулирования напряжения ($\gamma_0 > \gamma_{0.2}$) коэффициент мощности ППН всегда больше коэффициента мощности двигателя (рисунок б), что является принципиальным преимуществом разработанного преобразователя перед тиристорным устройством-аналогом. Граничное $\gamma_{0.2}$ и критическое γ_0^{**} значение коэффициента регулирования зависят от скольжения ротора s_r (рисунок ба), причём максимальное значение для обоих коэффициентов имеет место при $s_r \rightarrow 0$ (режим холостого хода двигателя). Установленная зависимость

этих коэффициентов от реактивного сопротивления конденсатора фильтра x_{C1} (рисунок 6б) положена в основу методики проектирования входного фильтра, позволяющей выбрать значение ёмкости исходя из требуемого значения коэффициента мощности ППН в заданном диапазоне регулирования напряжения и изменения скольжения ротора.

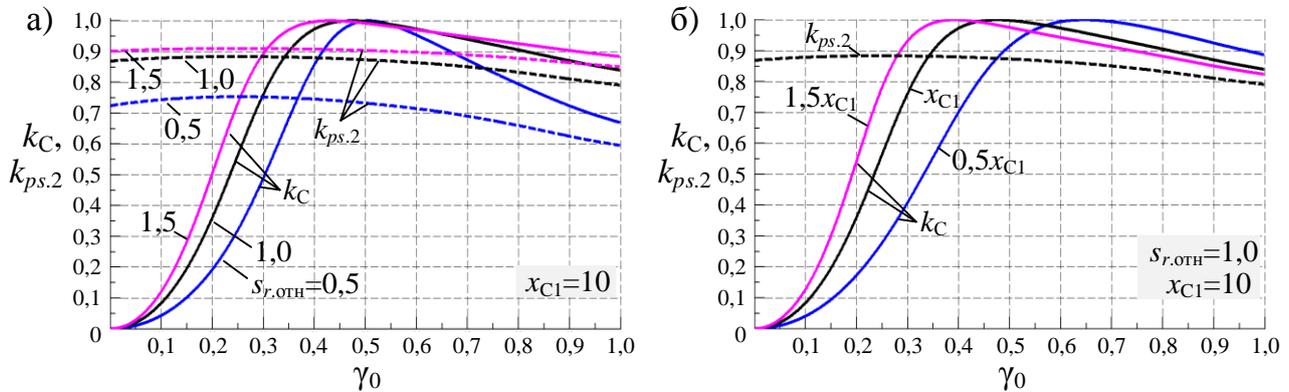


Рисунок 6. Совмещённые графики зависимости коэффициентов сдвига входного и выходного тока ППН от коэффициента регулирования напряжения при разных значениях а) скольжения ротора и б) сопротивления конденсатора входного фильтра

Суммарный коэффициент гармоник тока статора двигателя при номинальном скольжении не превышает 10 % уже при кратности частоты коммутации $N_S = 100$ (без использования фильтра Ф2), а при $\gamma_0 > 0,8$ составляет менее 3 % (рисунок 7б).

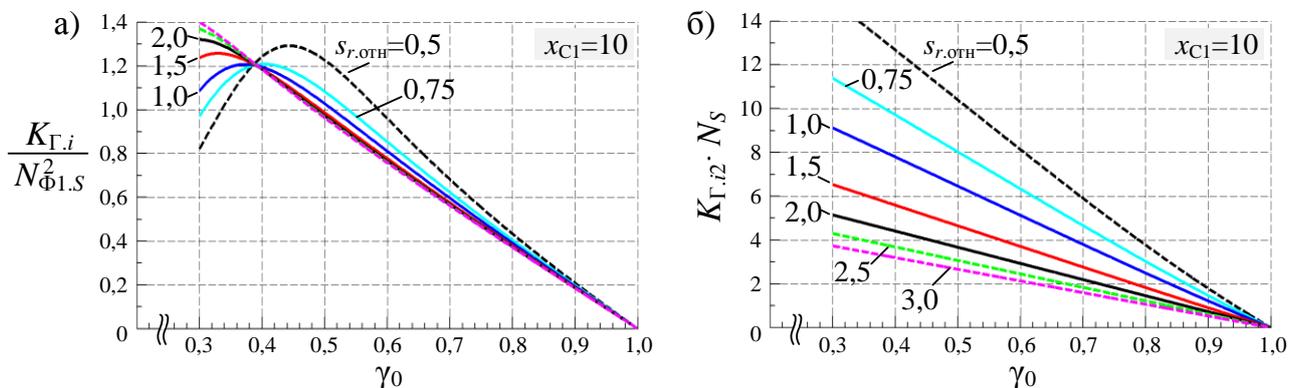


Рисунок 7. Графики зависимости суммарного коэффициента гармоник от коэффициента регулирования напряжения: а) входной и б) выходной ток ППН

В параграфе 2.7 изложен разработанный алгоритм управления преобразователем в режиме циклоконвертирования для квазичастотного управления АД. В основу алгоритма положен векторный принцип формирования системы выходных напряжений, реализуемый при периодическом импульсном подключении одновременно всех фаз выходной цепи преобразователя к источнику питающего напряжения U_1 . Частота подключений в относительных единицах

$$f_B = 1 - f_3,$$

где f_3 – относительное значение задающей частоты.

В результате формируется симметричная система напряжений U_2 с непрерывно регулируемой частотой и амплитудой, а также изменяемым направлением

вращения вектора первой гармоники. Формируемый вектор максимально приближен по частоте ω_3 и амплитуде U_3 к задающему вектору U_3 .

Алгоритм позволяет формировать вектор U_2 с любой частотой $|f_2| < 1$, причём задающая частота f_3 (следовательно и f_2) может принимать как положительные (прямая последовательность), так и отрицательные (обратная последовательность) значения. При $f_3 < 0$ частота подключения $f_B > 1$, т.е. превышает частоту вращения опорного вектора U_1 . Создаваемый за счёт этого эффект вращения вектора U_2 в обратном направлении аналогичен стробоскопическому эффекту и его свойства описаны в частотной области.

В результате спектрального анализа установлено, что 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 $\gamma_{B0^*} = 0,371 - 0,405$.

Для непрерывного регулирования амплитуды первой гармоники напряжения в диапазоне 0-100 % с сохранением условия максимума этой гармоники среди значимых предложено использовать комбинированную модуляцию выходного напряжения, т.е. реализовывать многократное периодическое высокочастотное подключение выходной цепи ВБ к вектору U_1 на каждом интервале единичного состояния базовой коммутационной функции $\gamma_B(t)$ пониженной частоты.

В третьей главе приведено описание экспериментальной установки, параметры и показатели созданного ППН (рисунок 8, таблица 1) и результаты его экспериментального исследования при управлении АД с короткозамкнутым ротором марки 4АС80В4У3 ($P_{ном} = 1,7$ кВт). Результаты экспериментов представлены в виде временных диаграмм токов и напряжений (рисунок 9), а также графиков и таблиц со значениями энергетических показателей преобразователя.



Рисунок 8. Внешний вид силового блока импульсного ППН

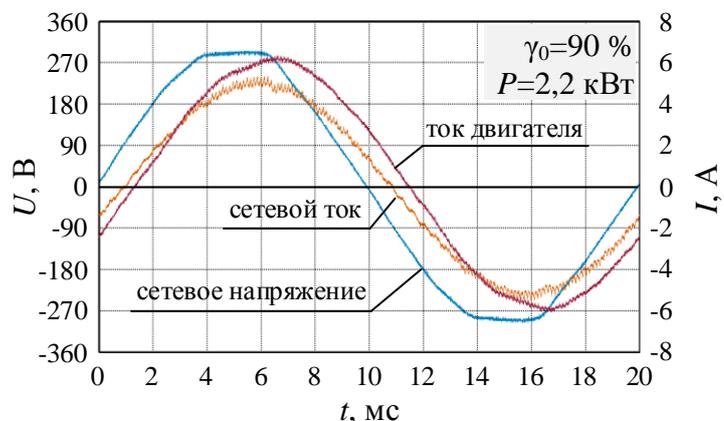


Рисунок 9. Пример временных диаграмм токов и напряжения ППН

Оценка точности установленных зависимостей и разработанных моделей выполнена путём сравнения результатов аналитического моделирования с результатами эксперимента и сопоставлена с точностью результатов

компьютерного имитационного моделирования. 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.

Таблица 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, %	60-95
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⁾
<p>1) за пределами верхней границы диапазона преобразователь функционирует в режиме постоянного подключения нагрузки к источнику напряжения;</p> <p>2) $P_H=2,3$ кВт, $\cos(\varphi_H)=0,88$, $\gamma_0=94$ %;</p> <p>3) $P_H=2,3$ кВт, $\cos(\varphi_H)=0,88$, $\gamma_0=100$ % (режим без коммутации);</p> <p>4) $P_H=2,0$ кВт, $\cos(\varphi_H)=0,87$, $\gamma_0=90$ %, коэффициент гармоник питающего напряжения 2,6 %;</p> <p>5) вычислено в соответствии со стандартом IEEE Std 519TM-2014;</p> <p>6) вычислено через действующее значение по результатам измерений с шириной окна 200 мс и с частотой дискретизации 50 кГц;</p> <p>7) вычислено для номинального режима работы двигателя 4AC80B4Y3.</p>	

Средняя арифметическая ошибка расчёта энергетических показателей ППН, характеризующих баланс мощностей, лежит в диапазоне 0,8-15,4 %. Определённые экспериментально значения $\gamma_{0.2}$ 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.

Оценка точности математической модели для анализа гармонических искажений выполнена по коэффициенту n -й гармонической составляющей, при этом за отклик системы принято среднеквадратическое значение амплитуд обеих гармоник каждой k -й группы по отношению к амплитуде первой гармоники. Точность модели непосредственно характеризуется точностью расчёта коэффициентов входного тока ВВ $i_1(t)$, для которых по результатам

эксперимента средняя арифметическая ошибка лежит в пределах 4,4 % ($k=1$) и 9,1 % ($k=2$), а при номинальном скольжении – 3,5 % ($k=1$) и 8,1 % ($k=2$). На основании этих результатов сделан вывод, что разработанная аналитическая модель позволяет с приемлемой для инженерных задач точностью выполнять расчёт основных показателей гармонических искажений токов и напряжений ППН. При номинальном скольжении ротора отклонения расчётных значений показателей сетевого тока $i(t)$ от результатов эксперимента находятся в пределах 3,6-9,4 % (рисунок 10).

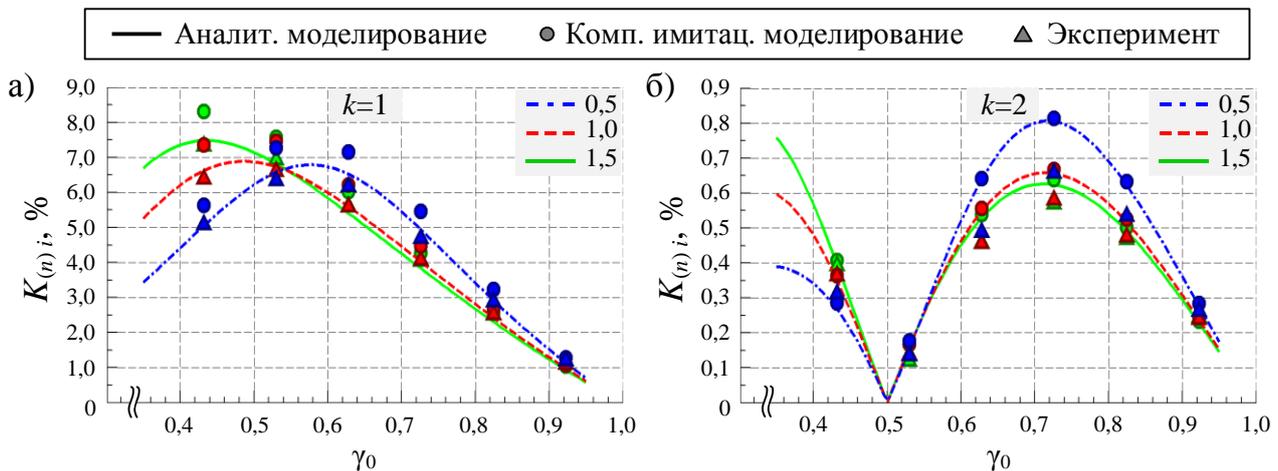


Рисунок 10. Графики коэффициентов n -й гармонической составляющей измеренного сетевого тока $i(t)$ при трёх значениях относительного скольжения $s_{r,отн}$

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

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

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.

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. Устройство характеризуется высоким коэффициентом полезного действия, близким к единице коэффициентом мощности в рабочем диапазоне регулирования напряжения, практически синусоидальными входным и выходным токами.

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) В результате анализа энергетических показателей ППН определены условия, при которых достигается высокое качество электромагнитных процессов и высокое качество использования преобразовательного устройства. Установлены и исследованы **зависимости** полной мощности и коэффициента мощности 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. Разработана методика проектирования СЦ.

4) Разработано **программное приложение** для моделирования тепловых режимов элементов и расчёта энергетической эффективности силовых схем импульсных понижающих преобразователей. Результаты моделирования потерь мощности отличаются от экспериментально измеренных в созданном ППН менее чем на 12 %.

5) Разработан **алгоритм** управления преобразователем, в котором вектор выходного напряжения формируется посредством периодического импульсного подключения одновременно всех фаз выходной цепи преобразователя к источнику питающего напряжения. Алгоритм обеспечивает устойчивую работу АД на пониженных частотах с независимым регулированием частоты и амплитуды напряжения, бесконтактный реверс двигателя, а также позволяет выполнять комбинированный пуск двигателя, необходимый в приводах с тяжёлыми условиями пуска.

СПИСОК ОСНОВНЫХ РАБОТ, ОПУБЛИКОВАННЫХ АВТОРОМ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

Статьи в научных изданиях, включённых в Перечень рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, на соискание ученой степени доктора наук:

1) 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.

2) 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.

3) 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.

4) 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.

5) 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.

6) 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.

Патенты и свидетельства о регистрации программ для ЭВМ:

7) 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.

8) 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.

Статьи в сборниках конференций, индексируемых в базе SCOPUS:

9) 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.

10) 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.

11) 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.

12) 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.