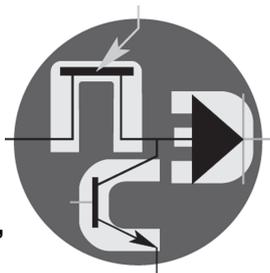


Периодический научно-технический журнал

Орган Секции “Научные проблемы
электропитания” Научного совета РАН
по комплексной проблеме “Электрофизика,
электроэнергетика и электротехника”



Практическая Силовая Электроника

ISSN 1996-7888

№ 2 (62)/2016

Главный редактор

А. В. Лукин, д. т. н., профессор, академик АЭН РФ, генеральный директор ЗАО “ММП-Ирбис”

Заместитель главного редактора

В. В. Крючков, к. т. н., доцент кафедры микроэлектронных электросистем МАИ

Редакционный совет

И. В. Грехов, академик РАН, д. ф.-м. н., профессор, руководитель отделения твердотельной электроники государственного учреждения “Физико-технический институт имени А. Ф. Иоффе РАН”

В. Ф. Дмитриков, Заслуженный деятель науки РФ, д. т. н., профессор, директор факультета фундаментальной подготовки СПб ГУТ

В. Г. Еременко, д. т. н., профессор кафедры электротехнических комплексов автономных объектов МЭИ

Ю. М. Иньков, д. т. н., профессор, главный ученый секретарь АЭН РФ

Ю. К. Розанов, д. т. н., академик АЭН РФ, профессор кафедры электрических и электронных аппаратов МЭИ

Ю. А. Губанов, д. т. н., профессор, начальник самостоятельного электротехнического отдела ОАО “Концерн “НПО “Аврора”

И. Н. Соловьев, к. т. н., доцент, кафедры микроэлектронных электросистем МАИ

С. В. Аверин, заведующий кафедрой микроэлектронных электросистем МАИ, к. т. н., доцент

Журнал зарегистрирован Министерством Российской Федерации по делам печати, телерадиовещания и средств массовых коммуникаций 30 августа 2002 г., свидетельство о регистрации ПИ № 77-13452

Издатель и учредитель — Закрытое Акционерное Общество “ММП-Ирбис”

Полное или частичное воспроизведение или размножение каким бы то ни было способом материалов, опубликованных в журнале, допускается только с письменного разрешения редакции.

Отпечатано в типографии ООО “Юнион Принт”, г. Нижний Новгород, Окский съезд, д. 2.

Подписано в печать 03.06.2016. Тираж 500 экз.

Адрес редакции:

111024, Москва, Андроновское шоссе, 26, ЗАО “ММП-Ирбис”; Тел/факс: (495) 987-10-16; e-mail: 9871016@mmp-irbis.ru

Подписной индекс в каталоге Роспечати: **33154**

(тематический указатель “Научно-популярные издания”, раздел “Журналы России”)

Журнал включен в перечень изданий, рекомендованных ВАК для апробации кандидатских и докторских диссертаций

Содержание

Совместная деятельность секции “Научные проблемы электропитания” РАН и Ассоциации “Электропитание”: традиции и результаты 4

А. Ф. Кадацкий, А. П. Русу

Анализ принципов построения и режимов работы импульсных преобразователей электрической энергии 11

Г. А. Белов

Расчет и анализ внешних характеристик и КПД преобразователя постоянного напряжения с последовательным резонансным инвертором при двухполярных импульсах тока на половине периода 26

П. А. Воронин, И. П. Воронин, Д. В. Рожков

Резонансные ключи с активным разделением фронтов тока и напряжения 33

М. П. Бадер, П. Ф. Бестемьянов, В. А. Гречишников, Данг Вьет Фук, М. В. Шевлюгин

Повышение качества электрической энергии в системе тягового электроснабжения метрополитена с использованием 12-пульсовых преобразовательных агрегатов 38

С. В. Аверин, В. Е. Щетинин

Алгоритм управления силовыми ключами многоячейкового инвертора в режиме ШИМ 44

Ю. Н. Либенко, А. А. Петровичев, А. Н. Четин

Источники электропитания для устройств на базе открытых стандартов 48

Н. В. Дякин

Прогнозирование выработки и потребления электроэнергии в многоагентной системе 53

Компьютерная верстка: **В. В. Крючков**

ОТЧЕТ

о работе секции “Научные проблемы электропитания” (“НПЭ”) Научного совета РАН по комплексной проблеме “Электрофизика, электроэнергетика и электротехника” в 2015 г.

В соответствии с “Планом работы” секции “НПЭ” на 2015г. выполнены следующие основные мероприятия:

1. Секцией “НПЭ” совместно с ассоциацией “Электропитание” и Академией электротехнических наук РФ в Санкт-Петербургском государственном университете телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича в период с 9 по 11 июня 2015 г. проведена очередная Всероссийская научно-техническая конференция по средствам электропитания “Электропитание-2015”. В ее работе приняли участие 107 представителей от 71 организации и предприятий промышленности, ВУЗов, институтов РАН, в том числе 1 действительный член (академик) РАН, 1 заслуженный деятель науки и техники, 15 докторов и 21 кандидат технических наук.

На конференции заслушано свыше 40 докладов и сообщений, в которых рассмотрен широкий круг проблем в области средств электропитания, специального испытательного оборудования и элементной базы для них. По результатам работы конференции 11 июня 2015 г. принято “Решение Всероссийской научно-технической конференции по средствам электропитания “Электропитание-2015”, опубликованное в научно-техническом журнале “Электропитание” № 3 за 2015 г. Труды конференции опубликованы в двух выпусках журнала “Электропитание” (№№ 3, 4) за 2015 г.

2. Представители секции “НПЭ” приняли участие в работе:

- XII Всероссийской научно-технической конференции “Научные чтения по авиации”, посвященные памяти Н. Е. Жуковского» (г. Москва, апрель);
- III Всероссийской научно-технической конференции “Защита радиоэлектронной аппаратуры от электромагнитных излучений. Испытания технических средств на электромагнитную совместимость” (г. Москва, май).

3. Представители Северо-Западного и Поволжского региональных отделений секции “НПЭ” в сентябре участвовали в проведении ежегодных Международных научно-технических конференций:

- “Проблемы техники и технологии телекоммуникаций» (“ПТ и ТТ-2015”);
- “Оптические технологии в телекоммуникациях” (“ОТТ-2015”);
- “Физика и технические приложения волновых процессов”.

4. Секция “НПЭ” совместно с ассоциацией “Электропитание” приняла участие в работе ежегодной 12-й Международной выставки и конференции “Силовая электроника”, проведенной в г. Москве. На выставке были представлены изделия ряда предприятий, разрабатывающих средства силовой электроники, по направлениям: средства электропитания, силовая электроника для солнечной энергетики, тестовая аппаратура для средств электропитания. В рамках выставки проведен семинар по средствам электропитания, на котором участниками секции “НПЭ” сделаны доклады.

5. Секция “НПЭ” совместно с ассоциацией “Электропитание” провела сбор и редакционную подготовку статей, а также выпуск четырех номеров научно-технического журнала “Электропитание”.

6. С предприятием ММП “Ирбис” (г. Москва) решен вопрос о предоставлении выпускаемому им научно-техническому журналу “Практическая силовая электроника” статуса “Орган секции “Научные проблемы электропитания” Научного совета РАН по комплексной проблеме “Электрофизика, электроэнергетика и электротехника”, начиная с № 4 (60) за 2015 г. Данный журнал, выпускаемый с 2000 г. и заслуживший признание ученых и специалистов РФ в области силовой электроники, включен в перечень изданий, рекомендованных ВАК для апробации кандидатских и докторских диссертаций.

7. В течение 2015 г. бюро секции “НПЭ” проводило методическое руководство работой четырех региональных отделений секции (Северо-Западного, Сибирского, Поволжского и Уральского). При составлении данного отчета учтена отчетная информация от всех региональных отделений об основных мероприятиях, проведенных в 2015 г.

Председатель секции “НПЭ”,
д. т. н., проф., академик АЭН РФ

А. В. Лукин

Ученый секретарь секции “НПЭ”,
д. э., член-корр. АЭН РФ

Ю. Н. Либенко

ПЛАН РАБОТЫ

секции “Научные проблемы электропитания” (“НПЭ”)

Научного совета РАН по комплексной проблеме

“Электрофизика, электроэнергетика и электротехника”

на 2016 г.

1. Организация и проведение совместно с ассоциацией “Электропитание”, Академией электротехнических наук РФ, Санкт - Петербургским государственным университетом телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича очередной Всероссийской научно-технической конференции по средствам электропитания “Электропитание-2016” в г. Санкт – Петербурге (июнь).

2. Участие в организации и работе:

- XIII Всероссийской научно-технической конференции “Научные чтения по авиации”, посвященные памяти Н. Е. Жуковского” (апрель);
- ежегодной международной научно-технической конференции “Физика и технические приложения волновых процессов” (сентябрь);
- ежегодной международной научно-технической конференции “Проблемы техники и технологий телекоммуникаций-2016” (сентябрь-ноябрь).

3. Участие в работе V Всероссийской научно-технической конференции “Электромагнитная совместимость” (май).

4. Подготовка и проведение совместно с ассоциацией “Электропитание” двух научно-технических заседаний (семинаров) по актуальным проблемам в области силовой электроники (в течение года).

5. Участие совместно с ассоциацией “Электропитание” в российских и международных выставках по силовой электронике и средствам электропитания с демонстрацией экспонатов, созданных при участии (научном руководстве) секции (в течение года).

6. Редакционная подготовка статей и выпуск совместно с ассоциацией “Электропитание” четырех номеров научно-технического журнала “Электропитание” (в течение года).

7. Редакционная подготовка статей и выпуск совместно с ЗАО “ММП-Ирбис” четырех номеров научно-технического журнала “Практическая силовая электроника” (в течение года).

8. Подготовка и проведение торжественных мероприятий, посвященных 10-летию образования и деятельности секции “НПЭ” (г. Москва, декабрь).

9. Методическое руководство работой региональных отделений секции (течение года).

Председатель секции “НПЭ”,
д. т. н., проф., академик АЭН РФ



А. В. Лукин

Ученый секретарь секции “НПЭ”,
д. э., член-корр. АЭН РФ



Ю. Н. Либенко

СОВМЕСТНАЯ ДЕЯТЕЛЬНОСТЬ СЕКЦИИ “НАУЧНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ” РАН И АССОЦИАЦИИ “ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ”: ТРАДИЦИИ И РЕЗУЛЬТАТЫ

1 марта 1991 г. в СССР инициативной группой юридических лиц была учреждена ассоциация разработчиков, изготовителей и потребителей средств электропитания (Ассоциация “Электропитание” – “АЭ”). Целью ее создания являлось продолжение деятельности межминистерского Координационного совета (МРП, МПСС, МЭП с участием МО СССР и других министерств) по данному направлению, который к 1990 г. прекратил выполнять свои функции.

Главной задачей АЭ при ее создании являлось участие в процессе планирования развития средств электропитания и их элементной базы, проводимом государственными структурами. Наиболее активной и эффективной деятельностью АЭ была в период, когда разработка и производство средств электропитания и элементной базы для них финансировались МО РФ. Работы в этом направлении проводились в соответствии с Решением Начальника вооружения МО РФ от 23 июня 2000 года “Об условиях проведения АЭ научно-исследовательских прикладных работ по заказам МО РФ”. В соответствии с указанным “Решением” АЭ в течение длительного периода времени выполняла функции координатора по подготовке обобщенных предложений к программам развития ВВТ в области межвидовой унификации и модульного принципа построения средств электропитания РЭА.

18 июня 1985 г. по инициативе академика АН СССР К. С. Демирчяна для формирования направлений и координации научных исследований в области средств электропитания РЭА, а также для более тесного взаимодействия с промышленностью в рамках возглавляемого им научного совета АН СССР по комплексной проблеме “Научные основы электрофизики и электроэнергетики” была создана подсекция “Научные проблемы источников вторичного электропитания”. Возглавил подсекцию и руководил ею более 20 лет д. т. н., профессор МАИ, академик Академии электротехнических наук (АЭН) РФ Ю. И. Конев. Под его руководством была проделана большая теоретико–практическая работа по всем основным направлениям развития преобразовательной техники, включая создание для нее элементной базы.

После ухода из жизни в 2006 г. Ю. И. Конева, учитывая острую необходимость в дальнейшем развитии в РФ разработки и производства изделий силовой преобразовательной техники, с целью научно-технической поддержки ее создания, а также координации усилий отечественных специалистов в различных от-

раслях техники, группой известных ученых в области силовой электроники (д. т. н., профессор В. А. Колосов, д. т. н., профессор Л. Е. Смольников, д. т. н., профессор В. Ф. Дмитриков и др.) была проявлена инициатива по воссозданию научной деятельности в данном направлении.

Их обращение в Научный совет по комплексной проблеме “Электрофизика, электроэнергетика и электротехника” РАН и дальнейшая активная позиция привели по решению бюро этого совета (протокол № НС – 06/06 от 11.12. 2006 г) к созданию в его составе секции “Научные проблемы электропитания” (СНПЭ).

В настоящее время в состав СНПЭ входят более 60 ведущих российских ученых и инженеров, в том числе 22 доктора и 18 кандидатов технических наук. Работой секции руководит бюро из 13 ее членов, возглавляемое председателем секции. Первым председателем СНПЭ был избран д. т. н., проф. В. А. Колосов, ученым секретарем – Ю. Н. Либенко.

Целью деятельности секции СНПЭ является развитие теоретических основ, выработка практических принципов и конкретных технических решений в области преобразования параметров электрической энергии низковольтных систем и источников электроэнергии (общего назначения и автономных) переменного и постоянного тока в электроэнергию с параметрами, требуемыми для электропитания различной РЭА военного и гражданского назначения.

СНПЭ ежегодно составляет план проведения работ и отчитывается о своей деятельности Научному совету РАН по комплексной проблеме “Электрофизика, электроэнергетика и электротехника”, возглавляемому академиком РАН И. В. Греховым (ранее – академиком РАН Я. Б. Данилевичем).

Для повышения эффективности деятельности СНПЭ и привлечения к ней более широкого круга ученых и специалистов в области силовой электроники в течение нескольких последующих лет в четырех регионах РФ (Северо-Западном, Сибирском, Поволжском и Уральском) на базе ведущих высших технических образовательных учреждений созданы региональные отделения СНПЭ.

После воссоздания в РФ в 2006 г. научно-прикладной базы в области силовой электроники было принято решение о проведении в дальнейшем совместной деятельности СНПЭ и АЭ и на основе объединения научного и практического потенциалов обеих структур. Это позволило реально увеличить эффективность решения задач каждой из них, что неоднократно ощущалось на протяжении десяти

лет совместной работы.

Основными совместными задачами СНПЭ и АЭ являются:

- научно-практическая координация НИОКР в области исследований и разработок систем и источников электропитания (в том числе, бесперебойного), выпрямительных, конверторных и инверторных устройств, сетевых защитных и управляющих устройств силовой электроники, а также элементной базы для силовой электроники, применяемых в РЭА военного и гражданского назначения;

- организация и проведение тематических совещаний, семинаров и научно-технических конференций;

- привлечение к совместной деятельности широкого круга периферийных специалистов из научных организаций и высших технических образовательных учреждений в регионах, обладающих развитым научно-техническим потенциалом в области силовой электроники;

- выработка технических рекомендаций по перспективным направлениям развития систем и устройств электропитания, элементной базы для них на основе решений, принятых на тематических совещаниях, семинарах и научно-технических конференциях;

- распространение достигнутых результатов путем публикации соответствующей информации о них (статьи, доклады, сообщения) в периодических научно-технических изданиях по силовой электронике и смежным с ней направлениям техники;

- оказание помощи учебным заведениям РФ в ознакомлении с научно-техническими достижениями в области силовой электроники и подготовке молодых специалистов по данному направлению;

- подготовка экспертных заключений по наиболее важным научным, техническим и организационным вопросам, связанным с текущими и перспективными задачами в области силовой электроники при обращении различных организаций с предложением участия в данном процессе.

Ниже, в порядке хронологической последовательности, приведены некоторые конкретные сведения о сотрудничестве СНПЭ и АЭ в период 2007–2016 г. г.

В апреле 2007 г. в ГУТ им. М. А. Бонч-Бруевича (г. Санкт – Петербург) СНПЭ и АЭ совместно с кафедрой теории электрических цепей университета при участии представителя 22 ЦНИИ МО РФ проведено совещание по вопросам электроснабжения, системам (СВЭП) и источникам (ИВЭ) вторичного электропитания аппаратуры морской техники. На совещании присутствовали около 20 представителей от различных предприятий, организаций и ВУЗов, проводящих работы по созданию РЭА морской техники.

Рассматривался широкий круг вопросов, вынесенных для обсуждения и решения разработчиками и изготовителями этой техники, а именно:

- основные направления развития и методы построения перспективных средств электропитания аппаратуры морской техники с целью их комплексной унификации и совместимости с системами электроснабжения;

- перспективы дальнейшего развития базовых несущих конструкций (БНК) радиоэлектронных средств аппаратуры морской техники;

- системы и источники бесперебойного электропитания;

- статические преобразователи частоты;

- создание для СВЭП номенклатуры низкопрофильных стандартных силовых модулей;

- устройства защиты ИВЭ и СВЭП от импульсно-коммутационных помех, возникающих в системах электроснабжения объектов;

- активные и пассивные корректоры коэффициента мощности;

- требования к сетевым фильтрам радиопомех и выходным фильтрам преобразователей электроэнергии, влияющих на их устойчивую работу в СВЭП;

- проблемы устойчивости функционирования преобразователей электроэнергии в СВЭП при их параллельном соединении;

- создание современной нормативной базы для перспективных средств электропитания;

- создание унифицированной компонентной базы для средств электропитания, обеспечивающих повышенную безотказность и минимальные эксплуатационные затраты.

На совещании были заслушаны и обсуждены выступления представителей предприятий, создающих средства электропитания для РЭА морской техники, по которым были зафиксированы существующие недостатки и намечены пути их устранения. Было признано целесообразным:

- применение в перспективных разработках РЭА морской техники СВЭП с комбинированной структурой и с определенным типовым составом основных компонентов;

- проведение разработки унифицированных конструктивов для компонентов СВЭП на основе БНК различных уровней, обеспечивающих необходимые тепловые режимы работы при использовании кондуктивного способа теплоотвода;

- СНПЭ и АЭ совместно с другими заинтересованными предприятиями и организациями решить вопросы по разработке проекта стандарта “Системы электропитания. Общие технические требования” и его последующему внедрению.

Совещание также одобрило инициативу его организаторов по проведению в дальнейшем тематических совещаний по другим направлениям техники и комплексному обсуждению организационных, технических, информационных и других проблем, решение которых способствует ускорению развития отечественных средств электропитания и

выведения их на конкурентоспособный уровень.

В 2007 г. Управление развития базовых военных технологий и специальных проектов (в последствии – УР ЭКБ) МО РФ провело конкурс исполнителей ОКР “Мелисса-Б”, “Массовик-Б”, “Мегалит-Б” и “Медуница-Б”, предусмотренных к реализации в 2007–2010 гг.

Основными отличительными особенностями этой группы ОКР были:

- общность назначения и областей применения технических средств (ТС), подлежащих созданию в данных ОКР;

- реализация ТС в виде электронных модулей практически всех уровней разукрупнения, предусмотренных соответствующими нормативными документами в области БНК;

- наличие у ТС данной группы ОКР конструкционной, функциональной и параметрической завершенностей, что позволяло всем участникам данной кооперации обеспечить взаимную адаптацию характеристик ТС;

- создание реальных предпосылок для постепенного замещения в РЭА специального назначения импортных покупных комплектующих изделий и функционально законченных компонентов, относящихся к изделиям силовой электроники, аналогичными отечественными разработками;

- возможность целенаправленной разработки унифицированных функциональных компонентов силовой электроники для реализации на их основе СВЭП с повышенными техническими характеристиками, более оптимально решающих сложные задачи по обеспечению специализированной РЭА качественным и надежным электропитанием;

- потенциальная возможность оказания различной методической и практической помощи выбранным исполнителям ОКР данной группы со стороны как СНПЭ, так и АЭ.

С целью практической реализации последней из вышеприведенных особенностей данной группы ОКР (впоследствии получившей всеми принятое без возражений неофициальное название – группа ОКР “4М”) специалистами СНПЭ и АЭ были проанализированы технические задания каждой из них и, с учетом особенностей (различий и общих характеристик) ОКР, подготовлены и опубликованы соответствующие выводы и предложения [1]:

1. Существует реальная возможность создания функционально, параметрически и конструктивно взаимосвязанных ТС вторичного электропитания, большинство из которых может быть как составной функциональной частью вышестоящего по функции и конструкции ТС в данной иерархии, так и иметь самостоятельное применение в РЭА различного назначения как ее составной части.

2. При реализации предложения, изложенного в п. 1, необходима организация эффективного взаимодействия и кооперации как между головными

исполнителями каждой из ОКР группы “4М”, так и между их соисполнителями.

3. Для получения наибольшего эффекта при проведении каждой из ОКР требуется комплексный подход, а, значит, общее координационно-методическое руководство и научно-методическое сопровождение. Это позволит выполнить работы на современном научно-техническом уровне, исключить их неоправданное дублирование, использовать всеми участниками работ общие технические решения, терминологию, унифицированное стендовое и испытательное оборудование, состав, структуру эксплуатационной документации и т. п.

Выполнение координационно-методического руководства предполагалось задачей АЭ, а научно-методического сопровождения – СНПЭ.

4. До начала проведения этих работ или, в крайнем случае, в начале выполнения их первого этапа, данный комплекс предложений следует согласовать с Заказчиком данных ОКР, или, по его решению – с организацией Заказчика, осуществляющей их военно-научное сопровождение, для выработки совместных решений по проведению группы ОКР “4М” и контроля за их исполнением.

На рис. 1 представлен предложенный СНПЭ и АЭ вариант возможного взаимодействия исполнителей группы ОКР “4М”.

Однако, эти предложения не были вовремя восприняты Заказчиком ОКР, о чем впоследствии им же были высказаны сожаление и самокритика (см. ниже). В результате была упущена редкая возможность создания иерархически преемственных ТС электропитания в единой БНК.

Одним из наиболее знаковых взаимодействий АЭ и СНПЭ, начавшегося в 2007 г. и традиционно продолжающегося по настоящее время, являются совместные подготовки и проведения ежегодных Всероссийских научно-технических конференций (ВНТК) по средствам электропитания “Электропитание – 20XX”.



Рис. 1. Возможное взаимодействие исполнителей группы ОКР “4М”
 ЭМ 0 – электронный модуль электропитания нулевого уровня разукрупнения; БНК – базовая несущая конструкция;
 СКМ – стандартный конструкционный модуль;
 УФМ – унифицированный функциональный модуль;
 СПБ – система бесперебойного электропитания;
 ИБП – источник бесперебойного электропитания;
 ПЭЭ – преобразователь электроэнергии

Совместно рассматриваются варианты и определяются предварительно время и место проведения ВНТК – город и организация, на базе которой предполагается работа, прорабатываются в деталях основные необходимые мероприятия. Определяется основной состав оргкомитета из членов СНПЭ и представителей членов АЭ, а также распределяются персональные обязанности членов оргкомитета. Затем с руководством выбранного предприятия (организации, ВУЗа) письменно согласуется весь перечень вопросов проведения ВНТК, в том числе, включения одного из его руководителей в оргкомитет в качестве сопредседателя, а назначенных им сотрудников – членами оргкомитета. Далее разрабатываются и рассылаются предполагаемым участникам ВНТК информационные письма-приглашения; информация помещается также на сайте АЭ в Интернете и в научно-техническом журнале (НТЖ) “Электропитание”.

Необходимо отметить, что статус СНПЭ, АЭ и самой конференции являются достаточно привлекательным для кандидатов на место ее проведения, в связи с чем ни одного отказа в проведении ВНТК за весь вышеупомянутый период не поступало. Руководители предприятий, независимо от их профиля и уровня, считают проведение на их базе ВНТК весьма престижным мероприятием, способствующим повышению их репутации.

За рассматриваемый период времени ВНТК проводилась в городах: Москве (МЭИ), Санкт-Петербурге (ОАО “Авангард”, ЛО ЦНИИС, ГУТ им. проф. М. А. Бонч-Бруевича), Самаре (ПГУТИ).

По результатам конференции АЭ при участии СНПЭ выпускается сборник докладов участников ВНТК, в котором помещаются и решения, принятые на ней.

Другим, не менее важным, взаимодействием АЭ и СНПЭ является проводимая с 2009 г. совместная подготовка к выпуску ежеквартального НТЖ “Электропитание”. К настоящему моменту времени выпущено 28 номеров журнала, распространяемого по подписке. Выпуск журнала руководит редакционный совет, постоянно возглавляемый главным редактором П. Н. Заикой – членом бюро СНПЭ, техническим директором АЭ. В состав редсовета входят и другие члены бюро секции, а заместителем председателя редсовета является председатель СНПЭ А. В. Лукин. В 2015 г. дал согласие войти в состав редсовета журнала академик РАН, руководитель Отделения твердотельной электроники Физико-технического института им. А. Ф. Иоффе (г. Санкт-Петербург), председатель Научного совета по комплексной проблеме “Электрофизика, электроэнергетика и электротехника” РАН, в состав которого входит СНПЭ, Игорь Всеволодович Грехов.

Члены СНПЭ и ее бюро публикуют собственные статьи в НТЖ “Электропитание”, рецензируют статьи других авторов, способствуют подготовке ста-

тей молодыми учеными и специалистами. В НТЖ существуют как традиционные, так и специальные рубрики, расширяющие кругозор его читателей.

СПНЭ и АЭ запланировали объединить усилия в части проведения необходимых мероприятий по включению НТЖ “Электропитание” в перечень изданий, рекомендованных ВАК для апробации кандидатских и докторских диссертаций.

В марте 2009г. СНПЭ совместно с АЭ при участии ОАО “НИИВК им. М. А. Карцева” (г. Москва) и ОАО “Авангард” (г. Санкт-Петербург) подготовлен и проведен в ОАО “Авангард” тематический семинар “Пути создания перспективных систем вторичного электропитания (СВЭП) РЭА с применением модулей из состава унифицированной компонентной базы, разрабатываемых в ОКР “Мегалит-Б-ВК”.

Цель проведения семинара: ознакомление разработчиков СВЭП для РЭА с создаваемыми в ОКР “Мегалит-Б-ВК” модулями, с вариантами архитектуры и структуры перспективных СВЭП на их основе, с возможностями серийного производства рассматриваемых модулей и СВЭП, с особенностями создания тестовой аппаратуры для наладки и испытаний модулей и СВЭП.

Приглашение для участия в работе семинара было направлено 15 предприятиям и организациям, разрабатывающим средства вторичного электропитания для РЭА различных групп исполнения, управлению МО РФ – заказчику ОКР “Мегалит-Б”, а также 22 ЦНИИИ МО РФ.

На семинаре сделаны 5 докладов и три сообщения, в том числе доклад о предполагаемых возможностях взаимного применения в ОКР “Мегалит-Б”, “Массовик-Б” и “Медуница-Б” (см. выше) разработок по этим темам, о реализации этих возможностей на данный момент времени, а также о перспективных СВЭП, которые могут быть созданы на основе модулей, разрабатываемых в ОКР “Мегалит-Б-ВК”.

Участники семинара положительно оценили представленные сведения и предложения и высказали пожелания о целесообразности проведения в дальнейшем аналогичных мероприятий.

Протокол проведения данного семинара был направлен Гензаказчику вышеупомянутых ОКР – Управлению развития электронной компонентной базы МО РФ, в результате чего им было подготовлено письмо руководителям ряда разрабатывающих предприятий, в котором отмечался существенный недостаток в проводимых ОКР из группы “4М” – отсутствие их координации, особенно в части подготовки обобщенных предложений в области средств вторичного электропитания к программам развития ВВТ.

Для устранения данного недостатка Гензаказчик посчитал целесообразным привлечение к этим работам в качестве координирующих структур СНПЭ и АЭ, основываясь на результатах проведения ими: – экспертизы работ, проводимых предприятиями-

ми по заказам МО РФ;

- разработки предложений к “Программе развития средств электропитания до 2020 г.”;
- рассмотрения наиболее важных научно-технических вопросов в области средств электропитания, а также определение путей их решения;
- тематических семинаров по различным аспектам в области средств электропитания.

В 2010 г. в ОАО “Авангард” (г. С.-Петербург) проведен научно-технический семинар “Электронные модули вторичного электропитания (ЭМ ВЭП)”, организованный СНПЭ, АЭ, УР ЭКБ МО РФ и ОАО “Авангард”.

Семинар был совмещен с техническим совещанием представителей Гензаказчика группы ОКР “4М” и исполнителей этих ОКР. Целью проведения совещания являлось рассмотрение результатов выполнения 3-го этапа вышеперечисленных ОКР, определение путей создания в ближайшей перспективе устройств силовой электроники (УСЭ) с применением в них разработанных в ОКР изделий, а также определение потенциальных потребителей данных УСЭ.

В результате обсуждения докладов участники семинара поддержали следующие основные предложения, содержащиеся в докладах:

- наиболее эффективным видом СВЭП для РЭА повышенной ответственности, позволяющим решать сложные задачи обеспечения электромагнитной совместимости с системами электроснабжения (СЭС), а также резервирования энергоснабжения РЭА при подключении к двум и более СЭС (в том числе, различных видов), является частично-децентрализованная (комбинированная) СВЭП с организацией в ней промежуточной шины (внутренней сети) с высококачественным и бесперебойным (при необходимости) напряжением постоянного тока, питающим преобразователи класса “DC-DC” в распределенной части комбинированной СВЭП;

- обеспечение высокой надежности работы централизованной части комбинированной СВЭП наиболее эффективно достигается при ее реализации на основе магистрально-модульной архитектуры, содержащей в своем составе информационные шины, а также унифицированные электронные модули (силовые и контрольно-управляющие), и обеспечивающую безотказное и необслуживаемое функционирование этой части СВЭП в течение заданного межремонтного периода работы РЭА;

- в зависимости от объема функциональной части РЭА, размещаемой в одном или нескольких конструктивных модулях (КМ) в виде стойки или шкафа, централизованная часть СВЭП может размещаться в том же КМ, или представлять собой отдельное УСЭ, обеспечивающее значение выходной мощности, достаточное для распределенной части СВЭП одного или нескольких КМ, в которых размещается функциональная часть РЭА;

- реализация перспективных СВЭП на основе

магистрально-модульной архитектуры требует реализации в электронных модулях – компонентах этих СВЭП ряда специфических особенностей, являющихся дополнительными или альтернативными по отношению к традиционным электронным модулям;

- является целесообразным создание унифицированных КМ на основе БНК в системе ГОСТ Р 50756, содержащих встроенную систему обеспечения теплового режима работы РЭА, включающую датчики температуры, узлы сбора и обработки информации, модули принудительного воздушного (жидкостного) охлаждения;

- совместно с потенциальными потребителями унифицированных КМ провести исследования вопроса целесообразности и возможности введения в них дополнительных сервисных функций, унификации шин электропитания и информационных шин, типов и распределения контактов разъемов, протоколов информационного обмена между различными составными частями РЭА, размещаемыми в КМ;

- при определении объема необходимых функциональных возможностей комплексно унифицированных КМ разработать нормативные документы, содержащие требования к различным аспектам этой унификации;

- провести дополнительные мероприятия, обеспечивающие достаточную адаптацию БНК в системе ГОСТ Р 50756 к конструктивно-функциональным особенностям силовых электронных модулей первого – третьего уровней разукрупнения, а также к традиционным конструктивным решениям, применяемым их потенциальными потребителями.

По итогам совещания обсуждено и принято соответствующее “Решение”.

В том же 2010 г. СНПЭ, АЭ, головные разработчики и соисполнители группы ОКР “4М” участвовали в совещании, проводимом Гензаказчиком ОКР и 22 ЦНИИ МО РФ по результатам выполнения ОКР. Совещание одобрило результаты, полученные при выполнении группы ОКР “4М” и отметило что эти результаты позволяют реализовать ряд задач, решаемых аппаратурными предприятиями (в частности, ОАО “Концерн НПО “Аврора”). Вместе с тем, были отмечены недостатки в постановке и контроле исполнения Гензаказчиком этих работ, не позволившие реализовать своевременные предложения СНПЭ и АЭ.

В целях обеспечения более высокой степени унификации разработок, технологического оборудования и более высоких потребительских качеств создаваемой продукции совещание приняло следующие решения:

1. Рекомендовать СНПЭ и АЭ разработать перечни направлений научно-технической деятельности этих структур на ближайшие 3–5 лет, считая главной задачей организацию производства в ОАО “Авангард” (г. Санкт-Петербург) унифицированных средств электропитания 1–3 уровней разукрупнения с применением БНК.

2. Выделить в отдельное направление разработку унифицированных функциональных модулей, таких как ИВЭ, сервисные узлы, устройства контроля и диагностики, модули обеспечения информационного обмена, что позволит обеспечить выполнение требований МО РФ с учетом возможного применения импортной элементной базы за счет проведения ее испытаний в составе устройств вышеперечисленной номенклатуры.

3. Обеспечить унификацию разрабатываемых изделий по разъемам, конструктивным размерам, протоколам информационного обмена, узлам креплений и фиксации, для чего принять за основу типовой перечень базовых несущих конструкций и разработать предложения по распространению требований унификации на ИВЭ, модули контроля и диагностики, модули защиты от сетевых помех и другие виды модулей. Разработать номенклатуру дополнительных модулей различного функционального назначения.

4. Разработать ведомственный нормативный документ по построению интегрированных БНК с унифицированными модулями электропитания, защиты, сервиса, контроля и диагностики.

5. На основании разработанного нормативного документа начать разработку специализированной САПР по построению интегрированных БНК в интересах аппаратурных предприятий.

6. Предусмотреть постановку и реализацию ОКР по созданию контрольно-измерительной и испытательной аппаратуры, обеспечивающей проведение различных видов испытаний в интересах Государственного заказчика.

7. Разработать методические рекомендации по повышению безотказности и живучести СВЭП за счет применения в них встроенного тестового и функционального контроля, а также автоматизированной реконфигурации систем.

В 2011 г. СНПТ совместно с АЭ, Академией электротехнических наук РФ, Московским авиационным институтом (Национальным исследовательским университетом), Московским энергетическим институтом (Техническим университетом) и ММП “Ирбис” (г. Москва) организована и проведена в МАИ (НИУ) научная конференция, посвященная 90-летию со дня рождения д.т.н., проф., академика АЭН РФ Ю. И. Конева. В работе конференции приняли участие около 60 представителей от 15 предприятий промышленности, 5 ВУЗов, 1 института Минобороны РФ, в их числе 8 докторов технических наук и 12 кандидатов технических наук.

На конференции были сделаны около 20 научных докладов по проблемам современной и перспективной силовой электроники. Выпущен сборник трудов конференции.

В 2012 г. СНПЭ и АЭ подготовили и провели научно-технический семинар по теме “Проблемы обеспечения эксплуатационной стабильности

функционирования источников вторичного электропитания импульсного типа и систем вторичного электропитания на их основе”.

Целью семинара являлась выработка согласованного решения по данной проблеме разработчиков и изготовителей ИВЭ и СВЭП, с одной стороны, а также разработчиков специализированных тестовой аппаратуры, САПР и инженерных методик их применения при разработке средств силовой электроники, с другой.

В работе семинара участвовали специалисты и ученые из 10 предприятий и ВУЗов, сделаны и обсуждены в прениях десять докладов.

По тематике семинара приняты решения, позволяющие оценить уровень и наметить пути реализации мероприятий по повышению устойчивости функционирования СВЭП.

В 2012 г. также совместно подготовлен и проведен научно-технический семинар по теме “Средства альтернативной электроэнергетики, перспективы развития” (“Электроальтернатива-2012”).

В работе семинара приняли участие представители пяти предприятий, ведущих разработки устройств и систем для альтернативной энергетики. На семинар представлены следующие доклады:

1. Современное состояние, перспективы развития и области применения альтернативной электроэнергетики.

2. Высокоэффективные двухсторонние фотоэлектрические модули для преобразования солнечной энергии в установках с оптическими концентраторами.

3. Технологии и конструкции для создания высокоэффективных солнечных энергетических установок СЭУ средней мощности.

4. Электронные модули контроллеров заряда / разряда для создания солнечных электростанций.

5. Особенности реализации инверторов для оптимального отбора мощности солнечной батареи.

В прениях участники семинара выступили по вопросам:

– сопряжение устройств и систем солнечной электроэнергетики с перспективными системами бесперебойного электропитания;

– силовые концентраторы для перспективных систем бесперебойного электропитания, подключаемые к различным видам источников электроэнергии;

– конструкции солнечных энергетических установок и применение в них композиционных материалов.

По тематике семинара приняты следующие решения:

1. Ввиду актуальности задач, связанных с организацией работ по созданию отечественных средств альтернативной электроэнергетики, АЭ и СНПЭ проанализировать готовность государственных и частных предприятий РФ провести необходимые разработки и наладить их серийный выпуск. Доложить состояние данного вопроса на научно-технической конференции “Электропитание-2013”.

2. АЭ и СНПЭ сконцентрировать усилия специалистов по формированию номенклатуры

материально-технической базы для построения солнечных электрических станций средней мощности, систем гарантированного и бесперебойного электропитания, востребованных организациями и предприятиями, работающими в условиях с ограниченным или отсутствующим доступом к сетям электроснабжения.

3. Считать целесообразным подготовку предложений по включению в ФЦП “Развитие электронной компонентной базы и радиоэлектроники” на 2013–2015 г.г. следующих работ:

– “Разработка базовой технологии создания электронного модуля мощного контроллера для солнечных электрических станций”;

– “Разработка базовой технологии создания ряда унифицированных электронных модулей силовых концентраторов для систем бесперебойного электропитания, подключаемых к различным видам источников”;

– “Разработка базовой технологии изготовления двухсторонних солнечных высокоэффективных элементов”;

– “Разработка базовой технологии изготовления двухсторонних солнечных высокоэффективных модулей, используемых в солнечных энергетических установках с оптическими концентраторами”;

– “Разработка базовой технологии создания высокоэффективных солнечных энергетических установок средней мощности”.

В 2013 г. СНПЭ и АЭ совместно с ОАО “НИИВК им. М.А. Карцева” (г. Москва) провели подготовку к постановке в 2014 г. ОКР “Тестер”, целью которой является создание отечественного автоматизированного тестового комплекса (АТК) для проведения испытаний радиоэлектронной аппаратуры, питаемой от систем электроснабжения (СЭС) постоянного тока с номинальным значением напряжения 27 В, на соответствие требованиям нормативных документов, регламентирующих нормы качества электроэнергии в этих СЭС.

Для принятия концептуальных решений в части идеологии создания АТК, его основных технических и функциональных характеристик, конструкционного исполнения, эксплуатационных особенностей и других вопросов, а также определения ориентировочной потребности в данном тестовом комплексе проведено совещание-семинар, на котором, кроме определения вышеупомянутых концепций, также обсужден ряд организационно-экономических вопросов, касающихся разработки и поставки АТК потребителям. По результатам работы семинара приняты решения, содержащие основные организационно-технические аспекты создания АТК, необходимые для проведения ОКР “Тестер”.

Для достижения наибольшей эффективности в работе семинара его предполагаемым участникам

заблаговременно, наряду с информационным письмом – приглашением были направлены исходные данные, необходимые для проектирования АТК. Они же были опубликованы в НТЖ “Электропитание”. В работе семинара участвовали представители от девяти предприятий.

Итог работы семинара опубликован в одном из номеров журнала НТЖ “Электропитание”.

В течение ряда лет СНПЭ и АЭ совместно организуют участие разработчиков средств электропитания в различных российских и международных выставках.

После проведения ряда совместно запланированных реорганизационных мероприятий в АЭ И СНПЭ запланировано создание на базе СНПЭ научно-технического совета АЭ.

В качестве наиболее важных в ближайших совместных работ в ближайшей перспективе предусмотрена корректировка действующих и разработка новых проектов нормативных документов в области силовой электроники и преобразовательной техники с одновременным членством в техническом комитете № 425 Росстандарта ряда предприятий – членов АЭ.

Другими актуальными направлениями совместной деятельности являются:

– определение актуальных тем, периодичности, форм и места, подбор специалистов – докладчиков и участников (слушателей) для проведения научно-технических семинаров в различных направлениях области силовой электроники. Рассмотрение целесообразности и возможности проведения таких семинаров на коммерческой основе;

– рассмотрение возможности создания и распространения периодических информационных материалов для разработчиков средств силовой электроники по различным направлениям на основе достижений отечественных и зарубежных специалистов;

– определение возможностей отечественных предприятий и НИИ в части создаваемых (производимых) ими средств силовой электроники и элементной базы для них, а также потребностей этих предприятий (НИИ) в привлечении сил, средств, технологий и заделов других предприятий для решения собственных задач. Определение “места” СНПЭ, АЭ и отдельных ее членов в этом взаимопольном процессе.

– поиск и реализация возможности представления СНПЭ в различных форматах (министерских, академических и проч.) по разработке ФЦП, импортозамещению, выдаче экспертных заключений и т. п.

*Председатель СНПЭ, д.т.н., профессор,
действительный член АЭН РФ*

А.В. Лукин

*Ученый секретарь СНПЭ, доктор электротехники,
член-корреспондент АЭН РФ*

Ю.Н. Либенко

А. Ф. Кадацкий, А. П. Русу

АНАЛИЗ ПРИНЦИПОВ ПОСТРОЕНИЯ И РЕЖИМОВ РАБОТЫ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

A. F. Kadatsky,
A. P. Rusu

Выполнен анализ принципов построения и режимов работы наиболее популярных схем импульсных преобразователей электрической энергии постоянного и переменного тока. Получена обобщенная математическая модель для определения регулировочных характеристик преобразователей и выполнен их анализ. Разработаны рекомендации по выбору схемы силовой части преобразователей.

Ключевые слова: импульсный преобразователь, понижающий/повышающий/инвертирующий преобразователь, преобразователь переменного/постоянного напряжения, регулировочная характеристика, рекуперация.

Analysis of design principles and operating modes of switched-mode converters of electric energy

Analysis of design principles and operating modes of the most popular switched-mode AC and DC electric power converters structures was performed. The authors obtained the generalized model for converters regulating characteristics derivation and analyzed them. Recommendations on converters' power stage structure selection are developed.

Keywords: switched-mode converter, buck/boost/buck-boost converter, AC-AC converter, DC-DC converter, regulating characteristic, recuperation.

При построении источников вторичного электропитания стремятся обеспечить высокое значение КПД, малые массу, габариты и стоимость. В настоящее время приоритетным направлением при построении источников вторичного электропитания является импульсный способ преобразования, обеспечивающий наилучшие технико-экономические показатели. На сегодняшний день импульсные преобразователи электрической энергии (ИПЭЭ) находят наиболее широкое использование, в основном, для преобразования постоянного тока [1, 2]. В то же время, при использовании в качестве силовых коммутирующих элементов ключей с двухсторонней проводимостью [3], импульсный метод позволяет преобразовывать электрическую энергию как постоянного, так и переменного тока [1, 4].

Несмотря на ряд решенных вопросов в области импульсного преобразования электрической энергии существует ряд факторов, сдерживающих использование ИПЭЭ, в частности ИПЭЭ переменного тока, на практике. Анализ известных отечественных и зарубежных публикаций [1, 2, 4–10] показывает, что в известных работах специфика конкретной схемы и режима ее работы отражается отдельной математической моделью. Отсутствует единый подход к преобразованию постоянного и переменного тока, недостаточно рассмотрены вопросы работы ИПЭЭ в режиме рекуперации. При анализе известных схем не учитывается возможность автотрансформаторного включения дросселя. Такой подход приводит к увеличению математических моделей пропорционально количеству схем и их режимов работы, что затрудняет сравнительную оценку различных схем ИПЭЭ. В работах [11–13] наиболее популярные схемы ИПЭЭ в режимах

безразрывного и разрывного тока дросселя рассмотрены в рамках одной обобщенной модели, однако, полученная модель не учитывает особенности преобразования переменного тока. В результате при проектировании ИПЭЭ возникают трудности с выбором как схемы силовой части ИПЭЭ, так и режима ее работы.

Целью статьи является анализ принципов построения и режимов работы наиболее популярных схем ИПЭЭ и определение границ их применения при преобразовании постоянного и переменного тока.

Рассмотрим базовую схему ИПЭЭ (рис. 1), которая для преобразователей постоянного напряжения известна как преобразователь с обратным включением диода (*Fly-Back Converter*, обратноходовой – с передачей энергии от накопительного дросселя L1 к конденсатору C2, когда ключ S1 разомкнут). Данная схема преобразует величину напряжения $u_n(t)$ источника электрической энергии (источника питания) G1 постоянного или переменного тока:

$$\begin{aligned} u_n(t) &= \sqrt{2}U_n \sin 2\pi f_c t && \text{– для переменного тока;} \\ u_n(t) &= U_n = U_{n\text{cp}} && \text{– для постоянного тока,} \end{aligned} \quad (1)$$

в напряжение $u_n(t)$ другой величины, необходимое для работы нагрузки Z_n :

$$\begin{aligned} u_n(t) &= \sqrt{2}U_n \sin 2\pi f_c t && \text{– для переменного тока;} \\ u_n(t) &= U_n = U_{n\text{cp}} && \text{– для постоянного тока,} \end{aligned} \quad (2)$$

где U_n , U_n – действующие, $U_{n\text{cp}}$, $U_{n\text{cp}}$ – средние значения напряжения, соответственно, источника

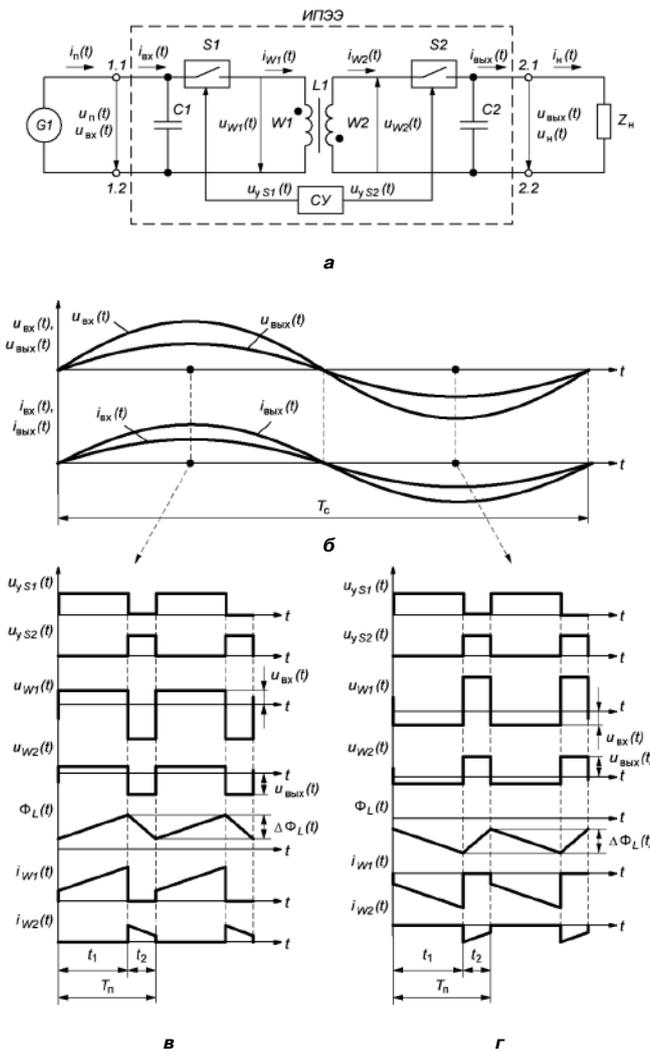


Рис. 1. Электрическая схема ИПЭЭ (а), диаграммы входных и выходных напряжений и токов при преобразовании переменного тока и активном характере нагрузки Z_H (б), диаграммы работы ИПЭЭ при положительной ($\{t/T_c\} = 0,25$) (в) и отрицательной ($\{t/T_c\} = 0,75$) (г) полярностях входного напряжения

питания и нагрузки, f_c – частота напряжения $u_n(t)$ источника питания переменного тока, t – текущее время.

В формулах (1) и (2) подразумевается, что для постоянного тока уровень пульсаций напряжения питания $u_n(t)$ и нагрузки $u_H(t)$ много меньше их средних $U_{п\text{ ср}}$, $U_{H\text{ ср}}$ значений.

Основным элементом преобразователя является накопительный дроссель L1 содержащий две обмотки w1 и w2 с числом витков, соответственно, w_1 и w_2 . Обмотка w1 с помощью ключа S1 периодически подключается к конденсатору C1. Обмотка w2 с помощью ключа S2 периодически подключается к конденсатору C2.

Конденсаторы C1 и C2 подключены, соответственно, к входным (1.1 и 1.2) и выходным (2.1 и 2.2) клеммам ИПЭЭ и предназначены для уменьшения высокочастотных пульсаций входных $u_{вх}(t)$, $i_{вх}(t)$, и выходных $u_{вых}(t)$, $i_{вых}(t)$ напряжений и токов. Они

выполняют функцию небольших аккумуляторов и способны к быстрому обмену электрической энергией с дросселем L1 в процессе преобразования.

Ключи S1 и S2, в зависимости от сигналов управления, соответственно, $u_{yS1}(t)$ и $u_{yS2}(t)$ (рис. 1в, г), в общем случае, способны находиться или в замкнутом (проводящем), или и в разомкнутом (непроводящем) состоянии и обеспечивать протекание или блокировку протекания тока в любом направлении.

В общем случае напряжение между входными клеммами ИПЭЭ 1.1 и 1.2 (напряжение на входе ИПЭЭ) $u_{вх}(t)$ описывается выражением:

$$u_{вх}(t) = \sqrt{2}U_{вх} \sin 2\pi f_c t \quad \text{— для переменного тока;}$$

$$u_{вх}(t) = U_{вх} \quad \text{— для постоянного тока,}$$

Аналогично, напряжение между выходными клеммами ИПЭЭ 2.1 и 2.2 (напряжение на выходе ИПЭЭ) $u_{вых}(t)$ описывается выражениями:

$$u_{вых}(t) = \sqrt{2}U_{вых} \sin 2\pi f_c t \quad \text{— для переменного тока;}$$

$$u_{вых}(t) = U_{вых} \quad \text{— для постоянного тока,}$$

В формулах (3) и (4) $U_{вх}$, $U_{вых}$ – действующее значение, соответственно, входного и выходного напряжения.

Одним из основных параметров ИПЭЭ является коэффициент передачи напряжения, являющийся отношением напряжений на входе и выходе ИПЭЭ (относительным выходным напряжением, относительным напряжением нагрузки), $\bar{u}_{вых}(t)$. В квазиустановившемся режиме коэффициент передачи для базового ИПЭЭ (рис. 1) при принятых допущениях определим как:

– для переменного тока

$$\bar{u}_{вых}(t) = \frac{u_{вых}(t)}{u_{вх}(t)} = \frac{\sqrt{2}U_{вых} \sin 2\pi f_c t}{\sqrt{2}U_{вх} \sin 2\pi f_c t} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \bar{U}_{вых};$$

– для постоянного тока

$$\bar{u}_{вых}(t) = \frac{u_{вых}(t)}{u_{вх}(t)} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \bar{U}_{вых}.$$

Как видно из (5) коэффициенты передачи $\bar{u}_{вых}(t)$ ИПЭЭ и постоянного и переменного тока не зависят от времени t и частоты сети f_c и равны отношению действующих значений напряжений на входе и выходе ИПЭЭ $\bar{u}_{вых}(t) = U_{вых} / U_{вх} = \bar{U}_{вых}$.

В схеме (рис. 1а) входные клеммы ИПЭЭ 1.1 и 1.2 подключены непосредственно к источнику электрической энергии G1, а выходные 2.1 и 2.2 – к нагрузке Z_H , следовательно:

$$\begin{aligned} u_{вх}(t) &= u_n(t); \quad u_{вых}(t) = u_H(t); \\ i_{вх}(t) &= i_n(t); \quad i_{вых}(t) = i_H(t). \end{aligned} \quad (6)$$

Однако, в общем случае, как будет показано ниже в данной статье, напряжение на входе ИПЭЭ $u_{вх}(t)$ может отличаться от напряжения источника электрической энергии $u_{п}(t)$, входной ток $i_{вх}(t)$ – от тока источника питания $i_{п}(t)$, напряжение на выходе $u_{вых}(t)$ – от напряжения на нагрузке $u_{н}(t)$, а выходной ток $i_{вых}(t)$ – от тока нагрузки $i_{н}(t)$.

Схема управления СУ формирует периодические сигналы управления $u_{yS1}(t)$ и $u_{yS2}(t)$, соответственно, ключами S1 и S2 так, что в любой момент времени в проводящем состоянии всегда находится только один ключ (S1 или S2). Таким образом, период преобразования длительностью $T_{п}$ можно разделить на 2 фазы (рис. 1в, з): первая фаза преобразования – интервал времени длительностью $t_1 = t_{кон1} - t_{нач1}$, $t_{кон1}$ – моменты времени, соответственно, начала и конца первой фазы), на протяжении которого в проводящем состоянии находится ключ S1; вторая фаза преобразования – интервал времени длительностью $t_2 = t_{кон2} - t_{нач2}$, $t_{кон2}$ – моменты времени, соответственно, начала и конца второй фазы), на протяжении которого в проводящем состоянии находится ключ S2.

На интервале первой фазы преобразования к обмотке дросселя w1 через открытый ключ S1 приложено напряжение $u_{w1}(t) = -e_{w1}(t)$, где $e_{w1}(t) = -w_1 d\Phi_{L1}/dt$ – э. д. с., индуцируемая в обмотке w1, под действием которой, согласно закону Фарадея, магнитный поток в дросселе $\Phi_{L1}(t)$ изменяется на величину $\Delta\Phi_{L1}(t)$:

$$\Delta\Phi_{L1}(t) = \frac{1}{w_1} \int_{t_{нач1}}^{t_{кон1}} u_{w1}(t) dt. \quad (7)$$

На интервале второй фазы преобразования к обмотке дросселя w2 через открытый ключ S2 приложено напряжение $u_{w2}(t) = -e_{w2}(t)$, где $e_{w2}(t) = -w_2 d\Phi_{L1}/dt$ – э. д. с., индуцируемая в обмотке w2, под действием которой магнитный поток в дросселе изменяется на величину $\Delta\Phi_{L2}(t)$:

$$\Delta\Phi_{L2}(t) = \frac{1}{w_2} \int_{t_{нач2}}^{t_{кон2}} u_{w2}(t) dt. \quad (8)$$

Для ИПЭЭ постоянного тока напряжения на входе и выходе постоянны ($u_{вх}(t) = U_{вх}$, $u_{вых}(t) = U_{вых}$), для ИПЭЭ переменного тока напряжение $u_{вх}(t)$ и $u_{вых}(t)$ в соответствии с (1) и (2) изменяется по гармоническому закону с частотой f_c . Однако, поскольку частота преобразования $f_{п} = 1/T_{п}$ много больше частоты f_c источника электрической энергии (на практике $f_{п}/f_c \geq 400$), то относительные изменения входного и выходного напряжений на протяжении интервала $T_{п}$, для большей части периода T_c , не превышают 2% [14, С. 29]. Это позволяет пренебречь изменениями напряжения на выводах дросселя на интервалах первой и второй фаз, приняв, что на протяжении периода преобразования $T_{п}$

– $u_{w1}(t) \approx \text{const}$, $u_{w2}(t) \approx \text{const}$, и записать выражения (7), (8) в виде:

$$\Delta\Phi_{L1}(t) = \frac{u_{w1}(t)}{w_1} t_1; \quad \Delta\Phi_{L2}(t) = \frac{u_{w2}(t)}{w_2} t_2. \quad (9)$$

В квазиустановившемся режиме для ИПЭЭ постоянного тока суммарное изменение магнитного потока в дросселе за период преобразования $\Delta\Phi_L(t) = \Delta\Phi_{L1}(t) + \Delta\Phi_{L2}(t)$ должно быть равным нулю ($\Delta\Phi_L(t) = 0$). В противном случае после каждого цикла преобразования модуль абсолютного значения магнитного потока в дросселе будет увеличиваться, что может привести к насыщению сердечника дросселя и выходу из строя силовой части преобразователя. Для ИПЭЭ переменного тока в квазиустановившемся режиме к началу следующего цикла преобразования магнитный поток в дросселе изменяется на некоторую величину из-за изменения напряжений $u_{вх}(t)$, $u_{вых}(t)$ и тока нагрузки $i_{вых}(t)$. Тем не менее, на практике, за период преобразования $T_{п}$ изменения магнитного потока $\Delta\Phi_L(t)$, обусловленные суммарными изменениями $u_{вх}(t)$, $u_{вых}(t)$ и $i_{вых}(t)$ много меньше величин $\Delta\Phi_{L1}(t)$, $\Delta\Phi_{L2}(t)$. Это позволяет записать для ИПЭЭ (рис. 1а) как постоянного, так и переменного тока:

$$\Delta\Phi_L(t) = \Delta\Phi_{L1}(t) + \Delta\Phi_{L2}(t) \approx 0. \quad (10)$$

Подставляя в (10) выражения (9), получим:

$$u_{w2}(t) = -u_{w1}(t) \frac{t_1}{t_2} n_{21}, \quad (11)$$

где $n_{21} = w_2/w_1$ – коэффициент трансформации дросселя.

Для рассматриваемой схемы (рис. 1) напряжение $u_{w1}(t)$, прикладываемое к дросселю на интервале времени первой фазы преобразования длительностью t_1 , без учета падения напряжения на ключе S1, равно напряжению $u_{вх}(t)$ на входе преобразователя:

$$u_{w1}(t) = u_{вх}(t). \quad (12)$$

Аналогично, на интервале времени второй фазы преобразования длительностью t_2 , напряжение $u_{w2}(t)$, прикладываемое к дросселю, равно напряжению на выходе преобразователя, $u_{вых}(t)$:

$$u_{w2}(t) = -u_{вых}(t). \quad (13)$$

Подставляя в (11) выражения (3), (4), (12), (13), выразим коэффициент передачи ИПЭЭ $\bar{U}_{вых}$ через длительности интервалов времени t_1 и t_2 фаз преобразования:

$$\bar{U}_{вых} = n_{21} \frac{t_1}{t_2}. \quad (14)$$

Анализируя (14) можно сделать вывод, что в любой момент времени t коэффициенты передачи ИПЭЭ $\bar{U}_{вых}$ и постоянного и переменного тока

являются функциями, зависящими от соотношения t_1/t_2 длительностей интервалов времени фаз преобразования и коэффициента трансформации дросселя n_{21} .

Соотношение (14) является регулировочной характеристикой (в относительных единицах) ИПЭЭ и постоянного и переменного токов, показывающей зависимость относительного (по отношению к действующему значению входного напряжения $U_{вх}$) действующего значения выходного напряжения $U_{вых}$ ИПЭЭ от относительной длительности t_1/t_2 фаз преобразования и коэффициента трансформации дросселя n_{21} .

В общем случае, ИПЭЭ может работать в трех режимах: передачи, рекуперации и холостого хода.

В режиме передачи, когда электрическая энергия передается с входа ИПЭЭ на выход, модуль магнитного потока $|\Phi_{нач1}(t)|$ в начале первой фазы преобразования, $t_{нач1}$ имеет минимальное значение, а в момент окончания первой фазы, $t_{нач2}$ — максимальное (рис. 2).

В режиме рекуперации, когда электрическая энергия передается в обратном направлении: с

выхода ИПЭЭ на его вход (данный режим периодически возникает в ИПЭЭ переменного тока, работающих на нагрузку реактивного характера) модуль магнитного потока $|\Phi_{нач1}(t)|$ в момент времени $t_{нач1}$ имеет максимальное значение, а в момент времени $t_{нач2}$ — минимальное (рис. 2).

В режиме холостого хода, когда нагрузка Z_n отключена ($|Z_n| \rightarrow \infty$) абсолютные значения магнитного потока в начале и конце первой и второй фаз одинаковы, но имеют противоположные знаки ($\Phi_{нач1}(t) = -\Phi_{кон1}(t)$, $\Phi_{нач2}(t) = -\Phi_{кон2}(t)$).

В режиме холостого хода при положительной полярности входного напряжения $u_{вх}(t)$ в начале первой фазы преобразования магнитный поток в дросселе $\Phi_L(t)$ имеет максимальное отрицательное значения (точка 1, рис. 2з) ($\Phi_{нач1}(t) < 0$). После замыкания ключа S1, энергия, накопленная в дросселе в предыдущем периоде преобразования, начинает передаваться в конденсатор С1. К середине первой фазы преобразования вся энергия, накопленная в дросселе L1, передана в конденсатор С1, и магнитный поток в дросселе $\Phi_L(t)$ достигает нулевого значения (точка 2). После этого, под действием

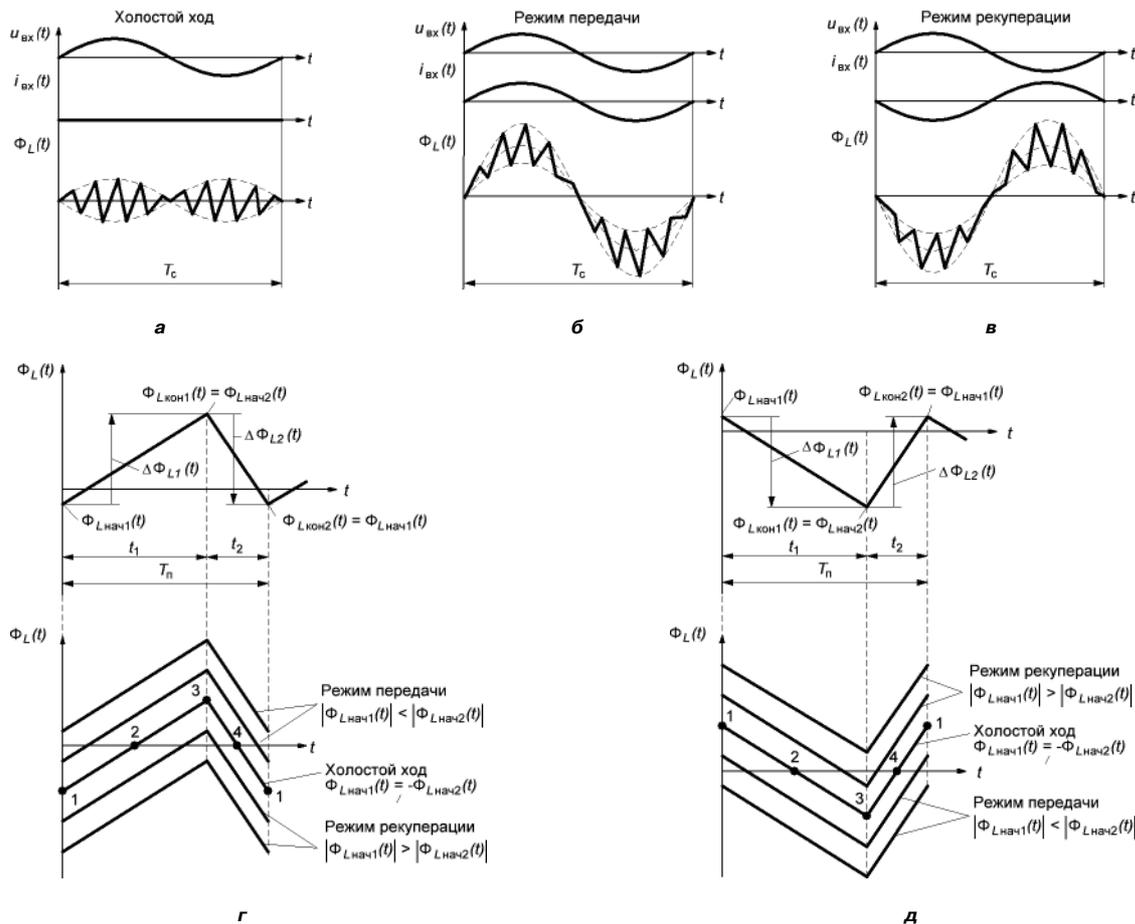


Рис. 2. Диаграммы магнитного потока в дросселе на интервале периода T_c в режимах холостого хода (а), передачи (б) и рекуперации (в) и на интервале периода преобразования T_n при положительной ($\{t/T_c\} = 0,25$) (г) и отрицательной ($\{t/T_c\} = 0,75$) (д) полярностях входного напряжения

напряжения на конденсаторе С1 магнитный поток в дросселе меняет свое направление, и электрическая энергия из конденсатора С1 передается в дроссель L1. В начале второй фазы преобразования магнитный поток в дросселе имеет максимальное положительное значение (точка 3) ($\Phi_{нач2}(t) > 0$, причем $\Phi_{нач2}(t) = -\Phi_{нач1}(t)$) и энергия, накопленная в дросселе, после замыкания ключа S2 начинает передаваться в конденсатор С2. К середине второй фазы преобразования (точка 4) вся энергия, накопленная в дросселе передана в конденсатор С2, и магнитный поток достигает нулевого значения. После этого, под действием напряжения на конденсаторе С2 магнитный поток меняет свое направление и электрическая энергия начинает передаваться из конденсатора С2 в дроссель L1. К концу второй фазы преобразования магнитный поток в дросселе достигает максимального отрицательного значения, причем $\Phi_{кон2}(t) = -\Phi_{нач2}(t)$.

Таким образом, в режиме холостого хода на интервале каждой фазы преобразования дроссель L1 обменивается некоторым количеством электрической энергии с конденсатором С1 (на интервале первой фазы) или С2 (на интервале второй фазы). При этом, за период преобразования $T_{п}$, общее количество энергии в элементах С1, С2, L1 при отсутствии потерь не изменяется и ток, потребляемый ИПЭЭ $i_{вх}(t)$ равен нулю.

При отрицательной полярности входного напряжения процесс преобразования в режиме холостого хода идентичен (рис. 2д), только знаки напряжений, токов и магнитного потока в дросселе L1 противоположны.

Независимо от режима работы (передача, рекуперация или холостой ход), и, соответственно, начального значения магнитного потока $\Phi_{нач1}(t)$ изменения магнитного потока на интервалах фаз преобразования $\Delta\Phi_{L1}(t)$ и $\Delta\Phi_{L2}(t)$ определяются только напряжениями $u_{w1}(t) = u_{вх}(t)$ и $u_{w2}(t) = u_{вых}(t)$ (см. соотношения (9)), следовательно, выражение (14) справедливо для любого режима работы ИПЭЭ.

В известной литературе регулировочные характеристики часто приводят как функции от коэффициента относительной длительности открытого состояния одного из ключей S1 ($\kappa_1 = t_1/T_{п}$) или S2 ($\kappa_2 = t_2/T_{п}$). Обычно в качестве базового параметра принимается относительное время открытого состояния ключа S1. Это связано с тем, что в наиболее распространенных ИПЭЭ постоянного тока, ключ S2 выполнен на основе неуправляемых полупроводниковых диодов, и схема управления СУ формирует только сигналы управления ключом S1. В известной литературе параметр κ_1 известен как коэффициент заполнения (κ_3), коэффициент накопления ($\kappa_н$) или Duty Cycle (D).

Поскольку длительность периода преобразования $T_{п}$ равна сумме длительностей первой t_1 и второй t_2 фаз преобразования:

$$\begin{aligned} T_{п} &= t_1 + t_2; \\ 1 &= \kappa_1 + \kappa_2, \end{aligned} \tag{15}$$

то зависимости коэффициента передачи ИПЭЭ для базовой схемы ИПЭЭ $\bar{U}_{вых}$ от относительной длительности открытого состояния ключей S1 и S2 будет иметь вид:

$$\begin{aligned} \bar{U}_{вых} &= n_{21} \frac{t_1}{t_2} = n_{21} \frac{\kappa_1}{\kappa_2}; \\ \bar{U}_{вых} &= n_{21} \frac{\kappa_1}{1 - \kappa_1}. \end{aligned} \tag{16}$$

Поскольку для базового ИПЭЭ (рис. 1) $u_{вх}(t) = u_{п}(t)$ и $u_{вых}(t) = u_{н}(t)$, (см. соотношение (6)), получим выражение для регулировочной характеристики ИПЭЭ с обратным включением диода и его аналога для переменного тока:

$$\bar{U}_{вых} = \frac{u_{н}(t)}{u_{п}(t)} = \frac{U_{н}}{U_{п}} = n_{21} \frac{\kappa_1}{1 - \kappa_1}. \tag{17}$$

Регулировочные характеристики ИПЭЭ, построенные по выражениям (15) показаны на рисунке (рис. 3).

Из анализа регулировочных характеристик (рис. 3) следует, что получению лучших технико-экономических характеристик способствует функционирование ИПЭЭ с $\kappa_1 = 0,2 \dots 0,8$ и, соответственно, $\kappa_2 = 0,8 \dots 0,2$. Это обусловлено тем, что выход κ_1 и κ_2 за пределы данных диапазонов приводит к увеличению:

- пульсаций напряжений и токов в силовых элементах и цепях ИПЭЭ;

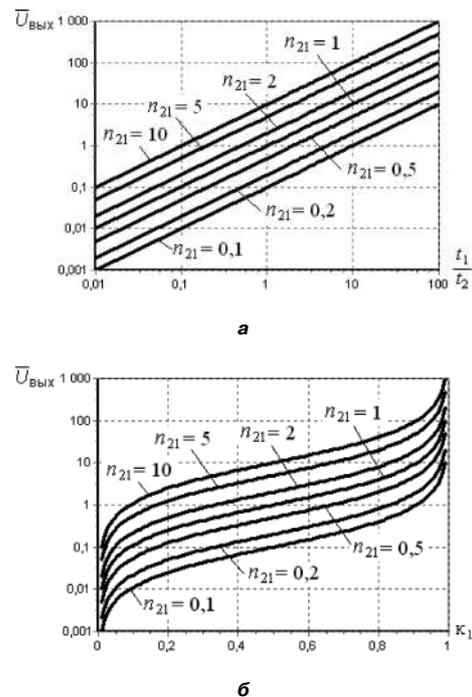


Рис. 3. Зависимости $\bar{U}_{вых}$ для базовой схемы ИПЭЭ от t_1/t_2 (а) и κ_1 (б) при различных коэффициентах трансформации дросселя n_{21}

- установочной мощности силовых элементов ИПЭЭ;
- массогабаритных и стоимостных показателей ИПЭЭ;
- частоты функционирования используемой элементной базы.

Например, при малых величинах k_1 или k_2 ($k_1 < 0,1$, $k_2 < 0,1$) время открытого состояния ключей S1 и S2 (особенно на частотах преобразования $f_n > 50$ кГц) может быть соизмеримо со временем их переключения, и обеспечение эффективной работы силовой части в таком режиме может быть затруднено.

Из графиков (рис. 3) видно, что оптимальный режим работы силовой части ИПЭЭ можно обеспечить выбором требуемого коэффициента трансформации дросселя n_{21} . При коэффициенте передачи, находящемся в диапазоне $0,1 < \bar{U}_{\text{ВЫХ}} < 10$ оптимальным является использование дросселя с коэффициентом трансформации $n_{21} = 1$, поскольку в этом случае значения относительных длительностей открытого состояния ключей S1 и S2 (k_1 и k_2) находятся в диапазоне $0,2 \dots 0,8$.

На практике, при преобразовании постоянного тока, как правило, нет необходимости обеспечивать режим рекуперации. Это позволяет использовать в качестве ключей S1 и S2 силовые элементы с односторонней проводимостью и, что способствует повышению технико-экономических показателей ИПЭЭ. Обычно, при преобразовании постоянного тока в качестве ключа S1 используют управляемые полупроводниковые приборы (биполярные транзисторы, MOSFET, IGBT), а в качестве S2 – неуправляемые полупроводниковые диоды (рис. 4а). Такие преобразователи в известной литературе известны как статические преобразователи (направленные преобразователи, *Direct Converters*). При преобразовании и переменного и постоянного тока при необходимости обеспечивать двунаправленную передачу электрической энергии, оба ключа S1 и S2 должны иметь двухстороннюю проводимость (рис. 4б).

При преобразовании постоянного тока (чаще всего при $U_n, U_n < 30$ В), также широкое применение находят преобразователи, у которых в качестве ключей S1 и S2 используются MOSFET, имеющие лучшие характеристики по сравнению с диодами (синхронные преобразователи – рис. 4в). Данные ИПЭЭ могут работать в режиме рекуперации, однако использовать их для преобразования переменного тока без принятия дополнительных мер нельзя. Это связано с тем, что ключи S1, S2 теряют управляемость и переходят в проводящее состояние при определенной (на рис. 4в – отрицательной) полярности входного напряжения, обеспечивая короткое замыкание источника питания и нагрузки.

Для статического ИПЭЭ (рис. 4а) ток в обмотках дросселя $w1$ и $w2$, а, следовательно, и магнитный поток не может быть знакопеременным. В этом

случае на интервале второй фазы преобразования возможна ситуация, когда магнитный поток в дросселе (а, следовательно, и ток в обмотке $w2$) равен нулю (режим разрывного потока или разрывный режим). В этом режиме за период преобразования количество электрической энергии, потребляемое нагрузкой $W_{\text{ВЫХ}}$, составляет:

$$W_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}^2}{R_H} T_{\text{п}}, \quad (18)$$

где R_H – активное сопротивление нагрузки.

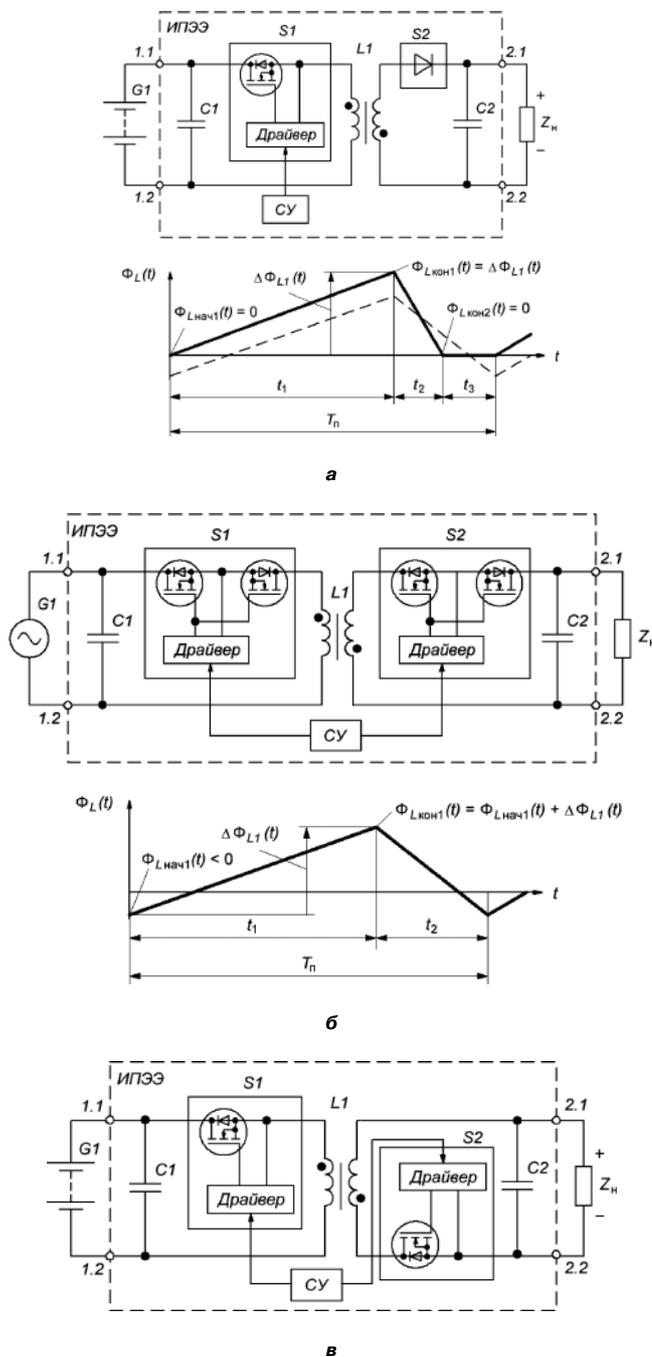


Рис. 4. ИПЭЭ для преобразования постоянного (а), переменного (б) тока, синхронный ИПЭЭ постоянного тока (в)

Это количество энергии равно количеству энергии, накопленной дросселем, к концу первой (началу второй) фазы преобразования:

$$W_{\text{вых}} = w_2^2 \frac{\Phi_{L_{\text{нач}2}}^2}{2L_2} = w_1^2 \frac{\Phi_{L_{\text{кон}1}}^2}{2L_1}, \quad (19)$$

где L_1, L_2 – индуктивности обмоток w_1 и w_2 .

Поскольку величина магнитного потока в начале и конце периода преобразования равна нулю ($\Phi_{\text{нач}1}(t) = 0, \Phi_{\text{кон}2}(t) = 0$) (рис. 4а) то величина магнитного потока в конце первой фазы преобразования, численно равна его изменению за период первой фазы:

$$\Phi_{L_{\text{кон}1}} = \Phi_{L_{\text{нач}2}} = \Delta\Phi_L, \quad (20)$$

Приравняв (18) и (19), с учетом (9), (12), (13) и (20), получим:

$$t_2 = \sqrt{\frac{2T_{\text{п}}L_2}{R_{\text{н}}}} = n_{21} \sqrt{\frac{2T_{\text{п}}L_1}{R_{\text{н}}}}, \quad (21)$$

$$\kappa_2 = \sqrt{\frac{2L_2}{T_{\text{п}}R_{\text{н}}}} = n_{21} \sqrt{\frac{2L_1}{T_{\text{п}}R_{\text{н}}}}.$$

Из (21) видно, что в разрывном режиме максимальная длительность проводящего состояния неуправляемого ключа S_2 – t_2 определяется не схемой управления, а зависит от параметров дросселя L_1 (L_1, L_2), частоты преобразования $f_{\text{п}}$ и величины сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$ (рис. 5а). В результате,

при одном и том же значении t_1 , которое формируется схемой управления СУ, отношение t_1/t_2 в формуле (14), зависит от сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$. Поэтому для статических ИПЭЭ постоянного тока, при использовании в качестве базового параметра относительной длительности открытого состояния ключа S_1 , приводят семейство регулировочных характеристик (рис. 5б) для различных сопротивлений (токов) нагрузки. Соотношение (14) при этом остается справедливым, а выражение для построения регулировочной характеристики, где в качестве базовых параметров принята относительная длительность открытого состояния ключа S_1 примет вид:

$$\bar{U}_{\text{вых}} = \begin{cases} n_{21} \frac{\kappa_1}{\sqrt{g}}, & \sqrt{g} < 1 - \kappa_1; \\ n_{21} \frac{\kappa_1}{1 - \kappa_1}, & \sqrt{g} \geq 1 - \kappa_1; \end{cases} \quad (22)$$

или, в форме удобной для расчетов на ЭВМ:

$$\bar{U}_{\text{вых}} = n_{21} \frac{\kappa_1}{\min(1 - \kappa_1, \sqrt{g})}, \quad (23)$$

где $g = 2L_2/T_{\text{п}}R_{\text{н}}$ – коэффициент реактивности нагрузки.

Базовая схема ИПЭЭ (рис. 1а) обеспечивает гальваническую развязку входа и выхода, любую полярность выходного напряжения, а также, теоретически, любой коэффициент передачи ИПЭЭ $\bar{U}_{\text{вых}}$ (14).

В случаях, если гальваническая развязка не требуется и полярность выходного напряжения должна быть противоположна входному напряжению, ИПЭЭ может быть построен по схеме, известной как инвертирующий преобразователь или ИПЭЭ III-го рода (рис. 6). Это позволяет уменьшить массу, габариты и стоимость ИПЭЭ за счет использования дросселя с менее сложной конструкцией.

Технико-экономические показатели ИПЭЭ напрямую связаны с его преобразуемой мощностью. Уменьшение мощности преобразования приводит к уменьшению массы и габаритов ИПЭЭ, а также к уменьшению энергетических потерь при преобразовании. Для снижения преобразуемой мощности ИПЭЭ, в случаях, когда не требуется гальваническая развязка между входом и выходом, широкое применение находят ИПЭЭ работающие по принципу вольтодобавки.

Для повышения напряжения источника питания вход базового ИПЭЭ можно подключить параллельно источнику питания, а выход – последовательно с источником питания и нагрузкой (рис. 7а).

В этом случае для ИПЭЭ можно записать:

$$u_{\text{вх}}(t) = u_{\text{п}}(t); \quad u_{\text{вых}}(t) = u_{\text{н}}(t) - u_{\text{п}}(t); \quad (24)$$

$$i_{\text{вх}}(t) = i_{\text{п}}(t) - i_{\text{н}}(t);$$

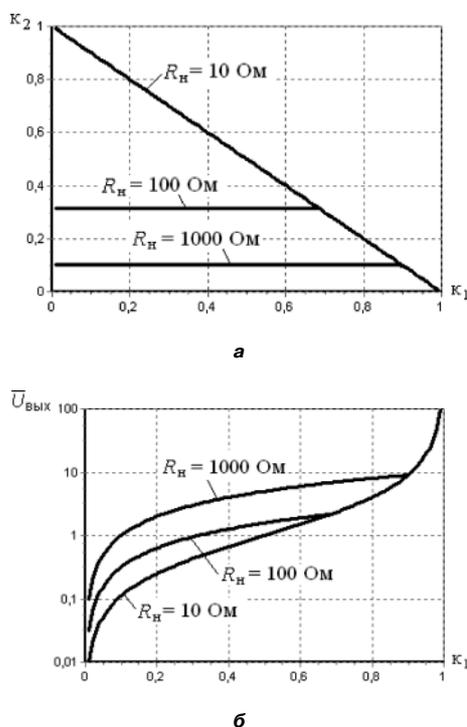


Рис. 5. Зависимость относительной длительности открытого состояния ключа S_2 (а) и семейство регулировочных характеристик (б) статического ИПЭЭ при различных сопротивлениях нагрузки

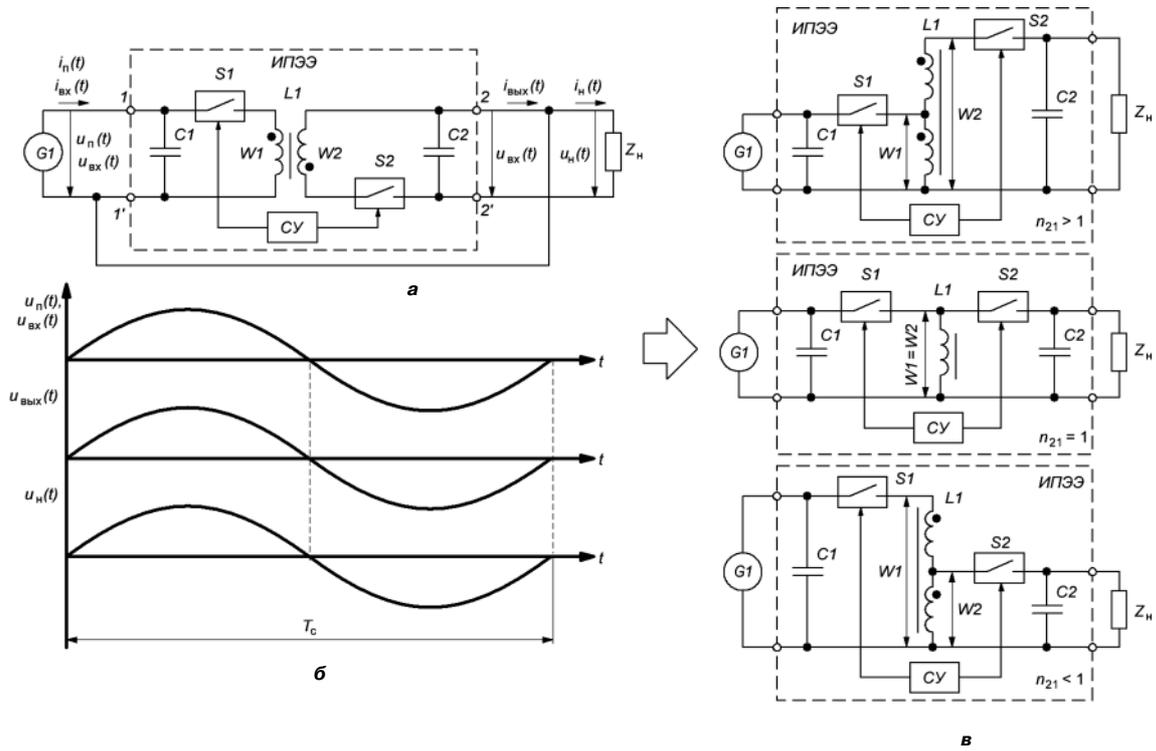


Рис. 6. Схема включения базового ИПЭЭ для изменения полярности входного напряжения на (а), диаграммы работы (б) и результирующие схемы ИПЭЭ при различных коэффициентах трансформации дроселя n_{21} (в)

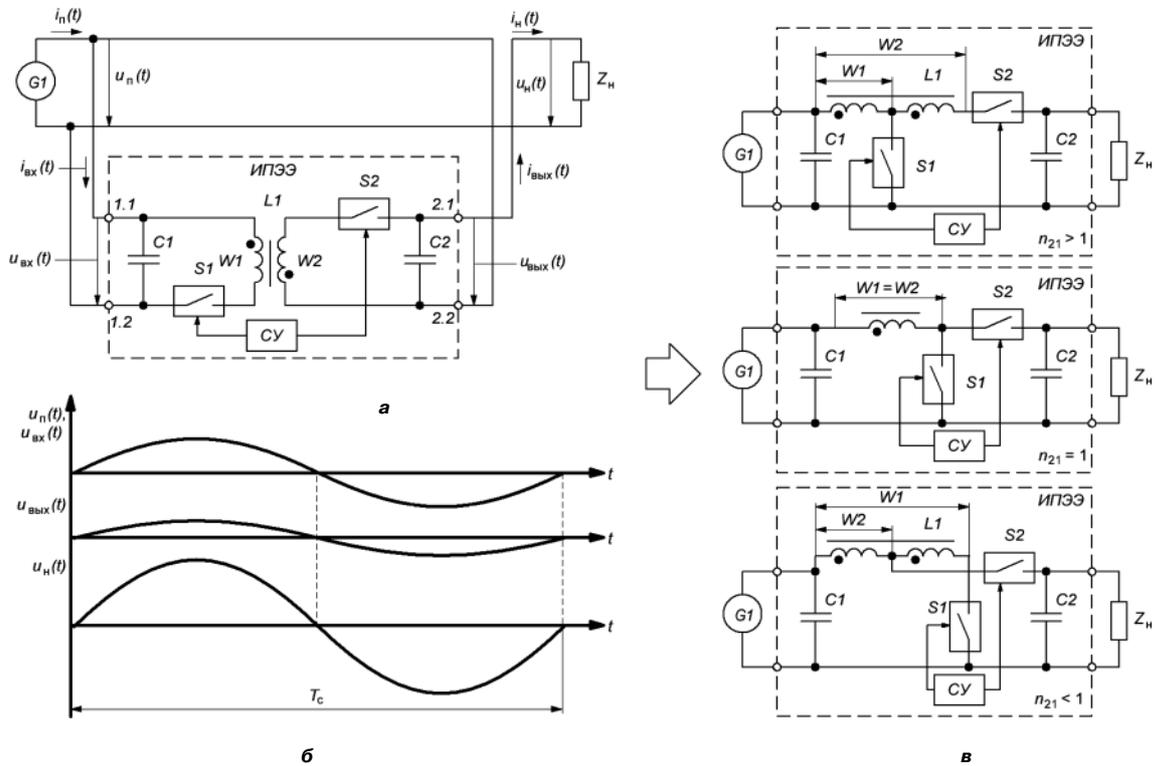


Рис. 7. Схема включения ИПЭЭ (рис. 1а) для увеличения входного напряжения (а), диаграммы работы (б) и результирующие схемы ИПЭЭ повышающего типа при различных коэффициентах трансформации дроселя n_{21} (в)

Требуемая мощность преобразователя $S_{ИПЭЭ}$ составит [14]:

$$S_{ИПЭЭ} = S_n \left(1 - \frac{1}{\bar{U}_{ВЫХ}} \right), \quad (25)$$

где $S_n = U_n I_n$ – полная мощность нагрузки, I_n – действующее значение тока нагрузки.

Результирующие схемы ИПЭЭ (рис. 7в) известны в литературе как ИПЭЭ II-го рода (преобразователи повышающего типа, *Step-Up Converters, Boost Converters*).

Зависимость коэффициента передачи ИПЭЭ повышающего типа определяется из (14) и (16) с учетом (24):

$$\bar{U}_{ВЫХ} = \left[1 + n_{21} \frac{t_1}{t_2} \right]; \quad (26)$$

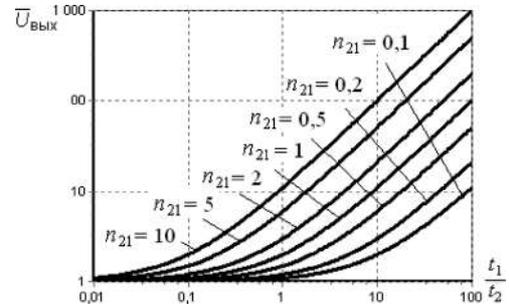
$$\bar{U}_{ВЫХ} = \frac{1 + \kappa_1 (n_{21} - 1)}{1 - \kappa_1}.$$

Анализ зависимостей (26) (рис. 8) показывает, что коэффициент преобразования ИПЭЭ повышающего типа не может быть меньше единицы.

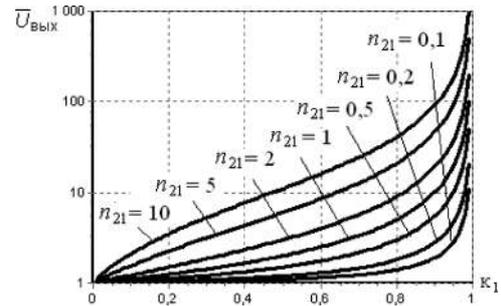
Для понижения напряжения источника питания вход базового ИПЭЭ можно подключить последовательно с источником питания и нагрузкой, а выход подключить параллельно нагрузке (рис. 9а).

Для понижения напряжения источника питания вход базового ИПЭЭ можно подключить последова-

тельно с источником питания и нагрузкой, а выход подключить параллельно нагрузке (рис. 9а).

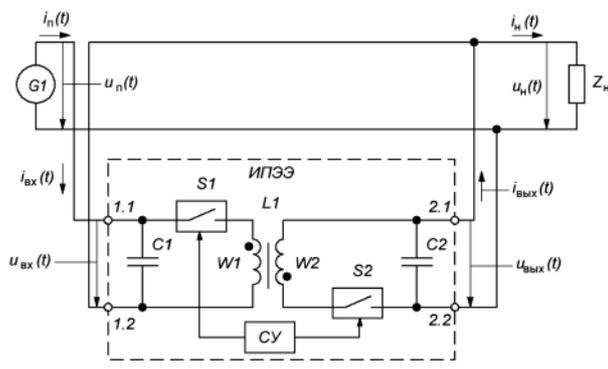


а

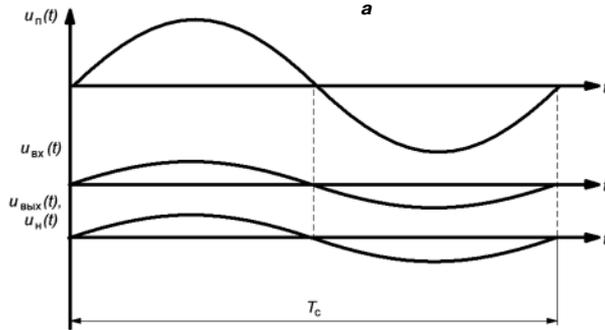


б

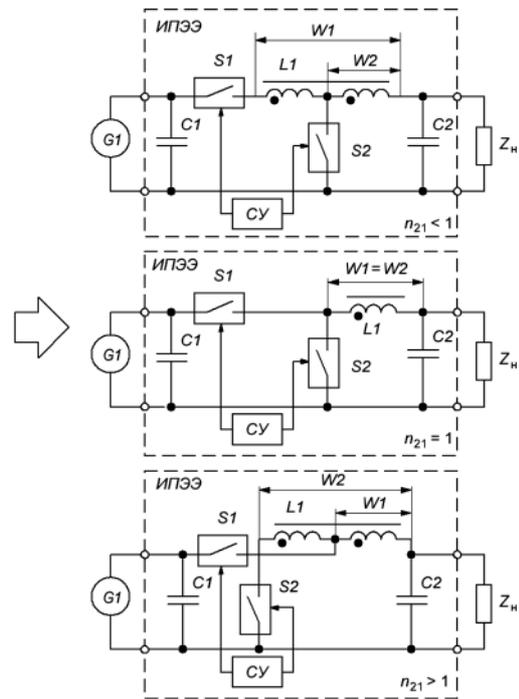
Рис. 8. Зависимости $\bar{U}_{ВЫХ}$ для ИПЭЭ повышающего типа от t_1/t_2 (а) и κ_1 (б) при различных коэффициентах трансформации дросселя n_{21}



а



б



в

Рис. 9. Схема включения ИПЭЭ (рис. 1а) для уменьшения входного напряжения (а), диаграммы работы (б) и результирующие схемы ИПЭЭ понижающего типа при различных коэффициентах трансформации дросселя n_{21} (в)

В этом случае для ИПЭЭ можно записать (рис. 9а, б):

$$\begin{aligned} u_{\text{вх}}(t) &= u_{\text{п}}(t) - u_{\text{н}}(t); \quad u_{\text{вых}}(t) = u_{\text{н}}(t); \\ i_{\text{вх}}(t) &= i_{\text{п}}(t); \quad i_{\text{вых}}(t) = i_{\text{н}}(t) - i_{\text{п}}(t). \end{aligned} \quad (27)$$

Требуемая преобразуемая мощность преобразователя $S_{\text{ИПЭЭ}}$ составит [14]:

$$S_{\text{ИПЭЭ}} = S_{\text{н}}(1 - \bar{U}_{\text{вых}}). \quad (28)$$

Результирующие схемы ИПЭЭ (рис. 9б) известны в литературе как ИПЭЭ I-го рода (преобразователи понижающего типа, *Step-Down Converters*, *Vuck Converters*).

Зависимость относительного выходного напряжения ИПЭЭ понижающего типа определяется из (14) и (16) с учетом (27):

$$\begin{aligned} \bar{U}_{\text{вых}} &= \frac{n_{21}(t_1/t_2)}{1 + n_{21}(t_1/t_2)}; \\ \bar{U}_{\text{вых}} &= \frac{n_{21}k_1}{1 + k_1(n_{21} - 1)}. \end{aligned} \quad (29)$$

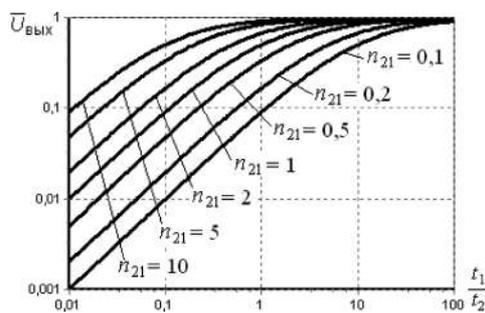
Анализ зависимостей (29) (рис. 10) показывает, что коэффициент передачи ИПЭЭ понижающего типа не может быть больше единицы.

Сравнительный анализ рассмотренных ИПЭЭ I – III-го родов, показывает, что требуемая преобразуемая мощность преобразователя $S_{\text{ИПЭЭ}}$ для

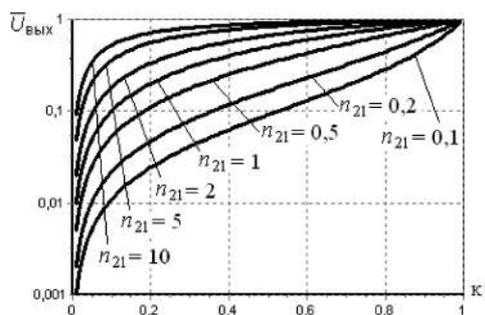
ИПЭЭ III-го рода не зависит от соотношения напряжений источника питания $U_{\text{п}}$ и нагрузки $U_{\text{н}}$ и равна мощности нагрузки $S_{\text{н}}$ (рис. 11а). Для ИПЭЭ I-го и II-го родов требуемая преобразуемая мощность преобразователя зависит от коэффициента передачи ИПЭЭ $\bar{U}_{\text{вых}}$. При небольшом отличии значения $\bar{U}_{\text{вых}}$ от единицы ($0,5 < \bar{U}_{\text{вых}} < 2$) за счет электрической связи между входом и выходом, требуемая мощность ИПЭЭ $S_{\text{ИПЭЭ}}$ может составлять 50% от мощности загрузки $S_{\text{н}}$.

Следует отметить наличие симметрии в регулировочных характеристиках ИПЭЭ I-го и II-го рода (рис. 11б) относительно линии $\bar{U}_{\text{вых}} = 1$. Симметрия характеристик объясняется тем, что ИПЭЭ I-го рода (понижающий) (рис. 9а) можно представить как ИПЭЭ II-го рода (повышающий) (рис. 7а), вход которого подключен к нагрузке, а выход – к источнику питания. В таком подключении ИПЭЭ повышает напряжение нагрузки $U_{\text{н}}$ до величины напряжения питания $U_{\text{п}}$ но при этом работает в режиме рекуперации: передает энергию с выхода (к которому подключен источник питания) на вход (к которому подключена нагрузка). Аналогично, ИПЭЭ II-го рода (повышающий) можно представить как ИПЭЭ I-го рода (понижающий), который понижает напряжение нагрузки $U_{\text{н}}$ до величины напряжения источника питания $U_{\text{п}}$ и работает в режиме рекуперации.

Таким образом, регулировочные характеристики ИПЭЭ I-го рода, содержащего дроссель с коли-

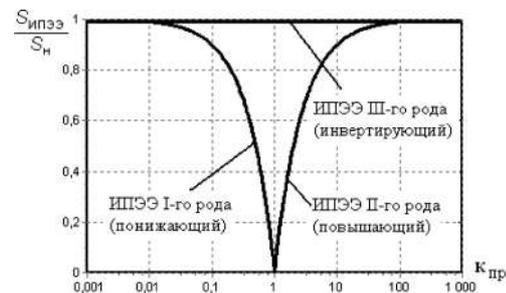


а

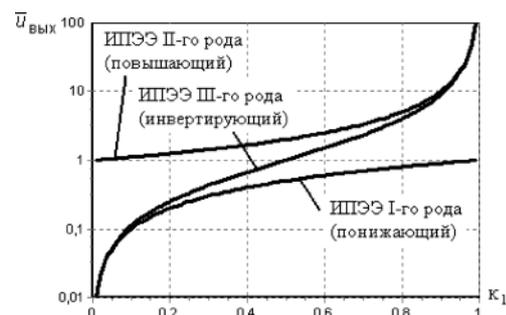


б

Рис. 10. Зависимости $\bar{U}_{\text{вых}}$ для ИПЭЭ понижающего типа от t_1/t_2 (а) и k_1 (б) при различных коэффициентах трансформации дросселя n_{21}



а



б

Рис. 11. Зависимость относительной преобразуемой мощности ИПЭЭ $S_{\text{ИПЭЭ}}/S_{\text{н}}$ от коэффициента преобразования (а) и регулировочные характеристики (б) ИПЭЭ различных типов

чеством витков обмоток w_1 и w_2 , коэффициентом трансформации $n_{21} = w_2/w_1$, работающего с коэффициентом передачи $\bar{U}_{\text{вых}}$ и длительностями открытых состояний ключей t_1/t_2 будут эквиваленты ИПЭЭ II-го рода, содержащим дроссель с количеством витков обмоток $w'_1 = w_2$, $w'_2 = w_1$, $n'_{21} = 1/n_{21}$, работающего с коэффициентом передачи $\bar{U}'_{\text{вых}} = 1/\bar{U}_{\text{вых}}$ и длительностями открытых состояний ключей $(t_1/t_2)' = t_2/t_1$.

Также следует отметить, что независимо от рода ИПЭЭ, выбор коэффициента трансформации дросселя n_{21} позволяет смещать длительность открытого состояния ключей S1 и S2 в область, где обеспечиваются наилучшие технико-экономические показатели ИПЭЭ ($\kappa_1 = 0,2 \dots 0,8$, $\kappa_2 = 0,2 \dots 0,8$).

Для получения обобщенной формулы регулировочных характеристики ИПЭЭ I-го, II-го и III-го родов, аналогично [11–14], введем коэффициенты топологии схемы для входа (F_1) и выхода (F_2), учитывающие способ подключения, соответственно, входа и выхода базового ИПЭЭ III-го рода по отношению к источнику питания и нагрузке. Данные коэффициенты определяются по следующему правилу: коэффициент топологии схемы принимает значение 0 если вход (выход) базового ИПЭЭ подключен непосредственно к источнику питания (нагрузке) и 1 – если вход (выход) базового ИПЭЭ подключен последовательно с ИПЭЭ и нагрузкой. Согласно данному правилу для ИПЭЭ I-го рода (понижающего) – $F_1 = 1, F_2 = 0$, для ИПЭЭ II-го рода (повышающего) – $F_1 = 1, F_2 = 0$, для ИПЭЭ III-го рода – $F_1 = 0, F_2 = 0$ (рис. 12).

Использование коэффициентов топологии схемы позволяет записать выражения (6), (24), (27) для базового ИПЭЭ в обобщенном виде:

$$\begin{aligned} u_{\text{вх}}(t) &= u_{\text{п}}(t) - F_1 u_{\text{н}}(t); & u_{\text{вых}}(t) &= u_{\text{н}}(t) - F_2 u_{\text{п}}(t); \\ i_{\text{вх}}(t) &= i_{\text{п}}(t) - F_2 i_{\text{н}}(t); & i_{\text{вых}}(t) &= i_{\text{н}}(t) - F_1 i_{\text{п}}(t). \end{aligned} \quad (30)$$

Аналогично получаем обобщенное соотношение для выражений (14), (26), (29):

$$\begin{aligned} \bar{U}_{\text{вых}} &= \frac{F_2 + n_{21}(t_1/t_2)}{1 + F_1 n_{21}(t_1/t_2)}; \\ \bar{U}'_{\text{вых}} &= \frac{F_2 + \kappa_1(n_{21} - F_2)}{1 + \kappa_1(F_1 n_{21} - 1)}. \end{aligned} \quad (31)$$

В случае, когда напряжения на входе и выходе ИПЭЭ отличаются более чем в 10 раз ($\bar{U}_{\text{вых}} < 0,1$ или $\bar{U}'_{\text{вых}} > 10$), уменьшение мощности ИПЭЭ при использовании схем I-го или II-го рода по сравнению со схемой III-го рода не превышает 10% (рис. 11а). Это требует использования накопительного дросселя L1 большой энергетической емкости, что негативно сказывается на массогабаритных и показателях ИПЭЭ и его цене.

Для уменьшения массы, габаритов и стоимости ИПЭЭ при большой разнице напряжений питания

и нагрузки, применяют двукратное преобразование электрической энергии. При таком подходе напряжение источника питания $U_{\text{п}}$ с помощью нерегулируемого преобразователя электрической энергии (НПЭЭ) понижают или повышают до величины $U_{\text{п}}'$ таким образом, чтобы выполнялось условие $0,1 \leq U_{\text{п}}'/U_{\text{п}} \leq 10$, после чего с помощью ИПЭЭ I-го или II-го рода напряжение $U_{\text{п}}'$ преобразовывают до величины $U_{\text{н}}$ (рис. 13). Наибольшее применение на практике имеют преобразователи с величиной $2 \leq U_{\text{п}}'/U_{\text{н}} \leq 3$, с использованием ИПЭЭ I-го рода.

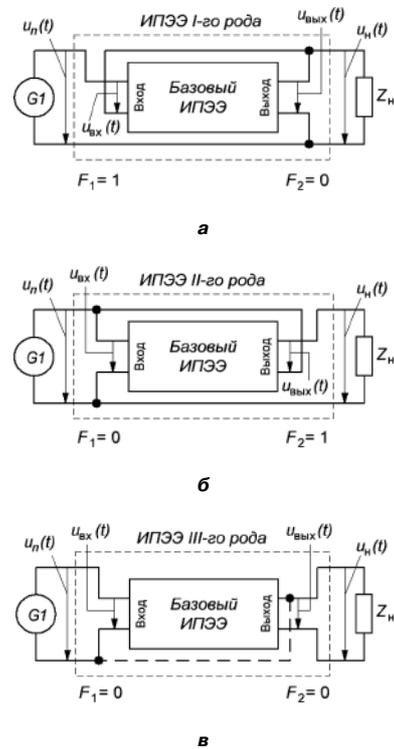


Рис. 12. Определение коэффициентов топологии схемы для ИПЭЭ I-го (а), II-го (б) и III-го (в) родов

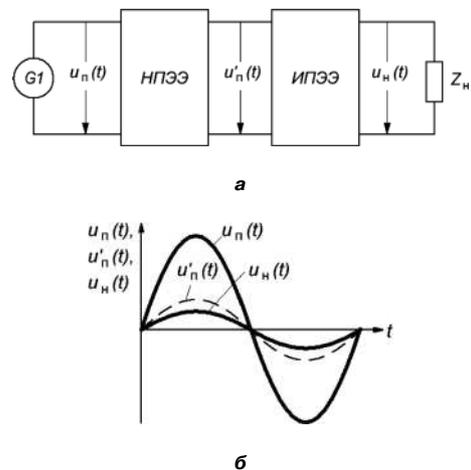


Рис. 13. ИПЭЭ с двукратным преобразованием электрической энергии (а) и диаграммы его работы (б) при преобразовании переменного тока

В ИПЭЭ переменного тока в качестве НПЭЭ может быть использован трансформатор, работающий на частоте сети f_c . Однако в большинстве случаев его массогабаритные показатели негативно сказываются на массогабаритных показателях ИПЭЭ в целом. Для сохранения высоких технико-экономических показателей, как правило, используют трансформаторы, работающие на частоте кратной частоте преобразования.

Один из возможных вариантов построения такого преобразователя показан на рисунке (рис. 14). Ключи с двухсторонней проводимостью $S_{Bx1.1}$ и $S_{Bx1.2}$ синхронно с ключом S1 ИПЭЭ поочередно подключают к источнику питания G1 первичные обмотки w1.1 и w1.2 трансформатора TV1, формируя в них переменное напряжение $u_{w1.1}(t)$, $u_{w1.2}(t)$ прямоугольной формы с амплитудой $u_n(t)$ частотой $f_n/2$ и длительностью импульсов t_1 . С вторичных обмоток w2.1 и w2.2 трансформатора TV1 – $u_{w2.1}(t)$, $u_{w2.2}(t)$ с помощью ключей $S_{Bx2.1}$ и $S_{Bx2.2}$, работающих синхронно с ключами $S_{Bx1.1}$ и $S_{Bx1.2}$ уменьшенное или увеличенное напряжение источника питания $u_n'(t) = K_{НПЭЭ} u_n(t)$, где $K_{НПЭЭ}$ – коэффициент преобразования НПЭЭ, подается на вход ИПЭЭ I-го рода.

В известных схемах ИПЭЭ постоянного тока принято деление НПЭЭ на инвертор, в состав которого входят ключи $S_{Bx1.1}$ и $S_{Bx1.2}$, преобразующий

постоянное напряжение в переменное, и выпрямитель, в состав которого входят ключи $S_{Bx2.1}$ и $S_{Bx2.2}$, преобразующий переменное напряжение в постоянное. Для ИПЭЭ переменного тока инвертор преобразует низкочастотное переменное напряжение с частотой f_c в высокочастотное переменное напряжение с частотой $0,5f_n$, а выпрямитель – обратное преобразование: переменное напряжение с частотой $0,5f_n$ в переменное напряжение с частотой f_c . Выпрямитель и инвертор НПЭЭ могут быть построены по любым известным схемам: мостовой, полумостовой, с выводом средней точки и т. п.

В рассматриваемой схеме возможно два алгоритма работы ключей НПЭЭ.

1. Ключ $S_{Bx1.1}$ замыкается вместе с ключом $S_{Bx2.1}$, ключ $S_{Bx1.2}$ замыкается вместе с ключом $S_{Bx2.2}$. В этом случае полярность напряжения на выходе НПЭЭ $u_n'(t)$ совпадает с полярностью напряжения на ее входе $u_n(t)$ (рис. 14б).

2. Ключ $S_{Bx1.1}$ замыкается вместе с ключом $S_{Bx2.2}$, ключ $S_{Bx1.2}$ замыкается вместе с ключом $S_{Bx2.1}$. В этом случае полярность напряжения на выходе НПЭЭ $u_n'(t)$ противоположна полярности напряжения на ее входе $u_n(t)$ (рис. 14в).

В рассматриваемой схеме коэффициент преобразования НПЭЭ пропорционален коэффициенту трансформации трансформатора TV1:

$$K_{НПЭЭ} = \frac{u_n'(t)}{u_n(t)} = \pm \frac{w_{2.1}}{w_{1.1}} = \pm \frac{w_{2.2}}{w_{1.2}}, \quad (32)$$

где $w_{1.1}$, $w_{1.2}$, $w_{2.1}$, $w_{2.2}$ – соответственно, числа витков обмоток w1.1, w1.2, w2.1, w2.2.

В формуле (25) знак “+” соответствует первому алгоритму управления ключами, знак “-” – второму.

Таким образом, в двукратных преобразователях электрической энергии напряжение на входе ИПЭЭ определяется выражением:

$$U_n' = K_{НПЭЭ} U_n. \quad (33)$$

Это позволяет записать выражения (31) в виде:

$$\bar{U}_{ВЫХ} = K_{НПЭЭ} \frac{F_2 + n_{21}(t_1/t_2)}{1 + F_1 n_{21}(t_1/t_2)}; \quad (34)$$

$$\bar{U}_{ВЫХ} = K_{НПЭЭ} \frac{F_2 + \kappa_1(n_{21} - F_2)}{1 + \kappa_1(F_1 n_{21} - 1)}. \quad (35)$$

Выражение (34) позволяет определить связь коэффициента передачи ИПЭЭ $\bar{U}_{ВЫХ}$ с параметрами процесса преобразования (соотношением t_1/t_2). Оно является обобщенным для ИПЭЭ:

- I–III-го родов;
- постоянного и переменного тока;
- с возможностью подключения НПЭЭ;
- с возможностью автотрансформаторного включения дросселя;
- режимов безразрывного и разрывного потока дросселя;

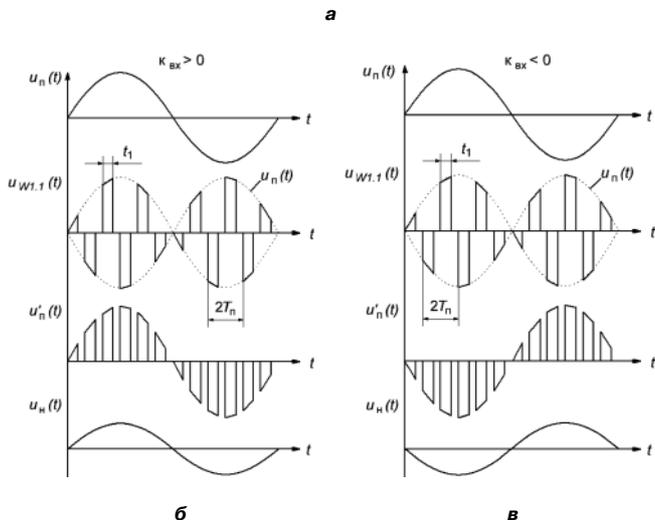
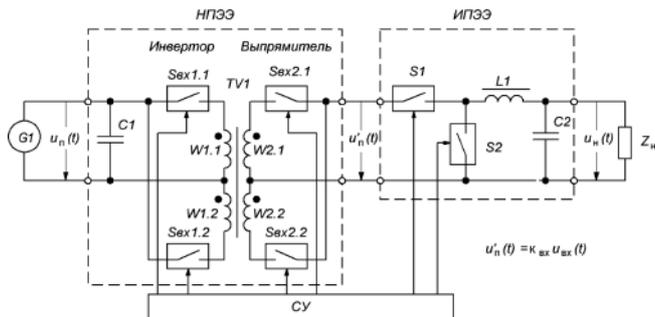


Рис. 14. ИПЭЭ с двукратным преобразованием электрической энергии (а) и диаграммы его работы при $K_{НПЭЭ} > 0$ (б) и $K_{НПЭЭ} < 0$ (в)

– режимов холостого хода, передачи и рекуперации электрической энергии.

Выражение (35) не распространяется на статические ИПЭЭ, работающие в режиме разрывного потока, поскольку условие (15) в данном режиме не выполняется.

Для ИПЭЭ у которых НПЭЭ отсутствует, в выражениях (34), (35) коэффициент преобразования НПЭЭ $k_{НПЭЭ}$ следует брать равным единице ($k_{НПЭЭ} = 1$).

Влияние коэффициента преобразования НПЭЭ на коэффициент передачи базовой схемы ИПЭЭ (ИПЭЭ III-го рода) показаны на рис. 15.

Из графиков видно, что для ИПЭЭ III-го рода влияние коэффициента преобразования НПЭЭ $k_{НПЭЭ}$ аналогично влиянию коэффициента трансформации дросселя n_{21} (рис. 3). Регулировочные характеристики ИПЭЭ с коэффициентом преобразования $k_{НПЭЭ} = 1$ и коэффициентом трансформации дросселя n_{21} , количественно и качественно совпадают с регулировочными характеристиками ИПЭЭ с коэффициентом преобразования НПЭЭ равным коэффициенту трансформации дросселя первого ИПЭЭ $k_{НПЭЭ} = n_{21}$, и коэффициентом трансформации дросселя равным единице $n_{21} = 1$. Поскольку мощность ИПЭЭ III-го рода $S_{ИПЭЭ}$ не зависит от коэффициента преобразования (рис. 11а), и данный ИПЭЭ обеспечивает гальваническую развязку (рис. 1а), то использование НПЭЭ совместно с ИПЭЭ III-го рода приведет лишь к неоправданному

ухудшению технико-экономических показателей ИПЭЭ в целом.

Влияние коэффициента преобразования НПЭЭ на коэффициент передачи ИПЭЭ I-го рода и II-го рода показаны на рис. 16, 17.

Из графиков видно, что коэффициент преобразования НПЭЭ приводит к смещению регулировочной характеристики по вертикали на величину $k_{НПЭЭ}$. При этом, в отличие от коэффициента трансформации дросселя n_{21} (см. рис. 8, 10), изменения формы регулировочной характеристики не происходит.

Из графиков также видно, что выбор коэффициента преобразования НПЭЭ, аналогично коэффициенту трансформации дросселя n_{21} , позволяет сместить длительность открытого состояния ключей S1 и S2 в область, где обеспечиваются наилучшие технико-экономические показатели ИПЭЭ ($\kappa_1 = 0,2...0,8$, $\kappa_2 = 0,2...0,8$). Поскольку использование многообмоточного дросселя приводит к усложнению его конструкции, на практике, при построении ИПЭЭ с НПЭЭ, как правило, используют дроссель с одной обмоткой, имеющий коэффициент трансформации равный единице ($n_{21} = 1$).

Выводы

Выполнен анализ принципов построения и функционирования широко используемых схем импульсных преобразователей постоянного и переменного тока, который позволяет сформулировать следующее.

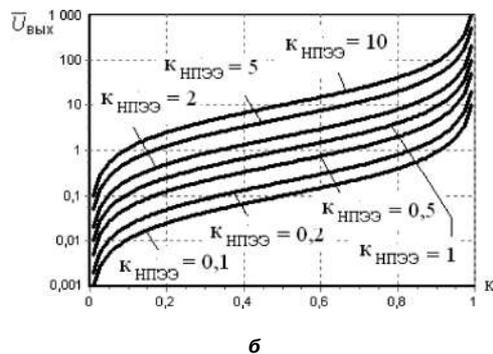
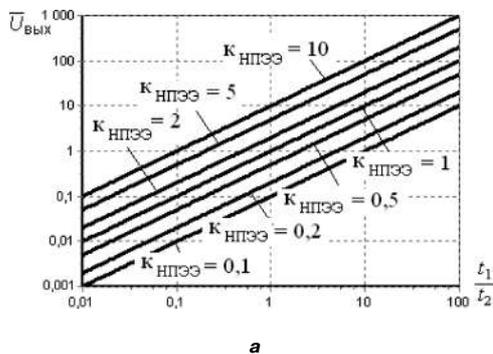


Рис. 15. Регулировочные характеристики ИПЭЭ III-го рода при различных значениях коэффициента преобразования НПЭЭ при $n_{21} = 1$

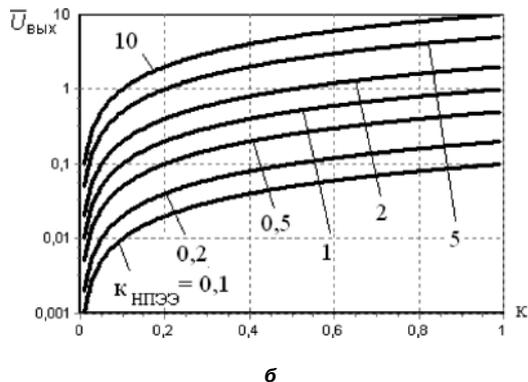
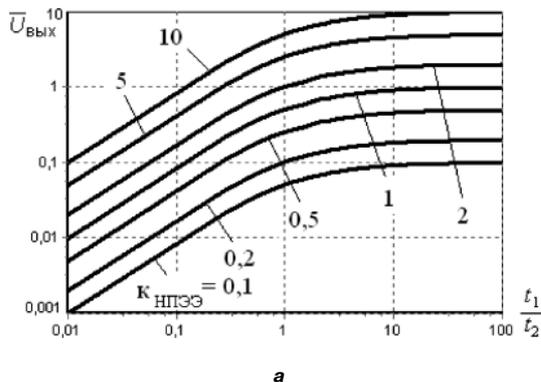


Рис. 16. Регулировочные характеристики ИПЭЭ I-го рода при различных значениях коэффициента преобразования НПЭЭ при $n_{21} = 1$

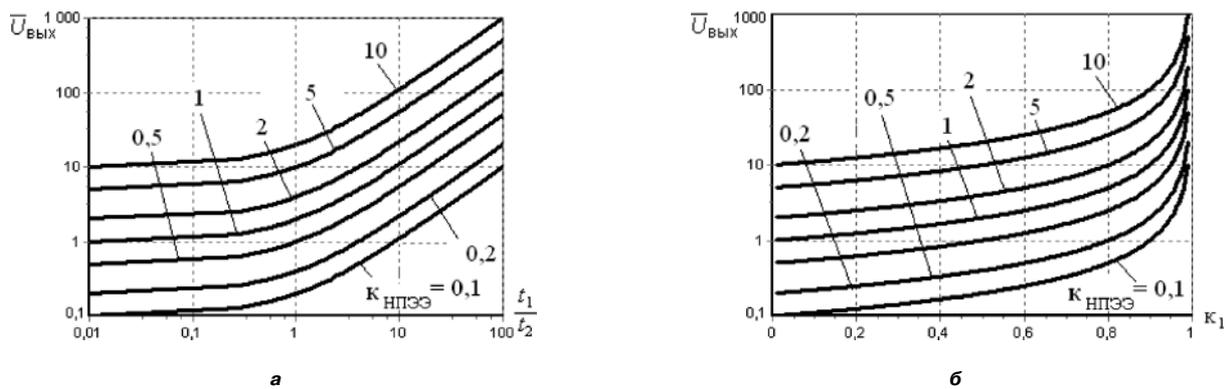


Рис. 17. Регулировочные характеристики ИПЭЭ II-го рода при различных значениях коэффициента преобразования НПЭЭ при $n_{21} = 1$

1. Рассмотренные в статье схемы регулируемых ИПЭЭ, в том числе и традиционных (понижающего – I-рода, повышающего – II-рода и инвертирующего – III-рода) можно построить на основе схемы базового преобразователя, известного как преобразователь с обратным включением диода.

2. Получены математическая модель и соотношения для определения регулировочных характеристик, обобщенные: к ИПЭЭ I – III-го родов постоянного и переменного тока с возможностью подключения НПЭЭ и автотрансформаторным включением дросселя; режимов безразрывного и разрывного потока дросселя; режимов холостого хода, передачи и рекуперации электрической энергии.

3. Регулировочные характеристики регулируемых ИПЭЭ постоянного и переменного тока понижающего, повышающего и инвертирующего типов, как функции от соотношения длительностей фаз преобразования t_1/t_2 (κ_1/κ_2), не зависят от сопротивления нагрузки в любом режиме работы ИПЭЭ (безразрывный, разрывной; передача, рекуперация, холостой ход).

4. Регулировочные характеристики регулируемых ИПЭЭ постоянного и переменного тока понижающего, повышающего и инвертирующего типов, как функции от длительности только одной фазы преобразования t_1 (κ_1) или t_2 (κ_2), в безразрывном режиме работы ИПЭЭ не зависят от сопротивления нагрузки, а в разрывном – зависят.

5. Допустимый род напряжения (постоянный, переменный) и возможные режимы работы (передача, рекуперация, холостой ход) определяются типом используемых ключей S1 и S2. При использовании ключей S1 и S2, которые при любом направлении тока обеспечивают управляемое проводящее и непроводящее состояние возможна работа при любой полярности напряжения (при постоянном и переменном токе) и любом режиме работы. Если хотя бы один из ключей S1 и S2 имеет одностороннюю проводимость, работа в режиме рекуперации без применения дополнительных мер невозможна, а работа в режиме холостого хода может быть за-

труднена. Если оба ключа S1 и S2 обеспечивают проводящее состояние для любого направления тока, но при этом в одном из направлений, хотя бы один ключ не обеспечивает управляемое непроводящее состояние, возможно функционирование в режимах рекуперации и холостого хода только при одной полярности напряжения питания и нагрузки.

6. В регулируемых ИПЭЭ постоянного и переменного тока путем выбора требуемого коэффициента трансформации дросселя n_{21} имеется возможность функционирования преобразователя в области $\kappa_1 = 0,2 \dots 0,8$ ($\kappa_2 = 0,8 \dots 0,2$) при котором ИПЭЭ имеет лучшие технико-экономические показатели.

При $\bar{U}_{\text{вых}} < 0,1$ или $\bar{U}_{\text{вых}} > 10$, с целью обеспечения оптимальных режимов функционирования и силовой части, и схемы управления, целесообразно использовать или двукратное преобразование с дополнительным нерегулируемым ИПЭЭ, или использовать в ИПЭЭ накопительный дроссель с коэффициентом трансформации не равным единице ($n_{21} \neq 1$).

Литература

1. *Зиновьев Г. С.* Силовая электроника: учеб. пособие для бакалавров. 5-е изд., испр. и доп. / Зиновьев Г. С. – Москва: Юрайт, 2012. – 667 с.
2. *Мелешин В. И.* Транзисторная преобразовательная техника / Мелешин В. И. – Москва: Техносфера, 2005. – 632 с.
3. *Климов В.* Двухнаправленные ключи в матричных структурах преобразователей переменного тока / В. Климов, С. Климова // Силовая электроника. – 2008. – № 4. – С. 58–61.
4. *Кобзев А. В.* Стабилизаторы переменного напряжения с высокочастотным широтно-импульсным регулированием / А. В. Кобзев, Ю. М. Лебедев, Г. Я. Михайличенко и др. // М.: Энергоатомиздат. – 1986 г. – 152 с.
5. *Пенин А. А.* Анализ режимов импульсных регуляторов напряжения с использованием инвариантных свойств регулировочных характеристик. / А. А. Пенин // Проблемы региональной энер-

гетики (электронный журнал), – 2009, – №1(9). – С.62–75. Режим доступа: http://ieasm.webart.md/contents_ru/?volume_id=21.

6. *Кувшинов А. А.* Разработка и исследование методов коммутационно-логического управления передаточными характеристиками широтно-импульсных преобразователей / Автореф. дис. канд. техн. наук. – Поволжский государственный университет сервиса. – 2009.

7. *Seddik Bacha, Iulian Munteanu, Antoneta Iuliana Bratcu.* Power Electronic Converters Modeling and Control with Case Studies. – London. – Springer-Verlag. – 2014. – 454 p. – ISBN 978-1-4471-5477-8.

8. *Dong-Keun Jeong, Myung-Hyo Ryu, Heung-Geun Kim, Hee-Je Kim.* Optimized Design of Bi-Directional Dual Active Bridge Converter for Low-Voltage Battery Charger // Journal of Power Electronics, – May 2014 – Vol. 14, No. 3, – pp. 468–477.

9. *H. Qin.* Ac-ac dual active bridge converter for solid state transformer / H. Qin, J. W. Kimball // Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Exposition (ECCE 2009) Sep. 2009, pp. 3039–3044.

10. Switch-Mode Power Supply. Reference manual. – On-Semiconductor, 2014. – 72 с.

11. *Кадацкий А. Ф.* Анализ электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения с широтно-импульсным регулированием / А. Ф. Кадацкий, А. П. Русу // Электричество.

– 2005, № 9, С. 43–54.

12. *Кадацкий А. Ф.* Математическая модель электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения с широтно-импульсным методом регулирования / А. Ф. Кадацкий, А. П. Русу // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2004, № 3, С. 10–16.

13. *Кадацкий А. Ф.* Действующие значения токов элементов силовых каналов импульсных преобразователей постоянного напряжения с широтно-импульсным методом регулирования. / А. Ф. Кадацкий, А. П. Русу // Наукові праці ОНАЗ ім. О. С. Попова, 2005, №. 1, С. 11–17.

14. *Кадацкий А. Ф.* Анализ энергетических процессов в импульсных преобразователях электрической энергии переменного тока / А. Ф. Кадацкий, А. П. Русу // Технология и конструирование в электронной аппаратуре (ТКЭА), 2015, № 1, С. 22 – 32.

Кадацкий Анатолий Федорович, д. т. н., профессор, заведующий кафедрой Теории электрических цепей и электропитания Одесской национальной академии связи им. А. С. Попова (Украина, г. Одесса) тел.: +38(048)723-35-03, e-mail: akad@bk.ru;

Русу Александр Петрович, к. т. н., доцент кафедры Теории электрических цепей и электропитания Одесской национальной академии связи им. А. С. Попова (Украина, г. Одесса) тел.: +38(048)723-35-03, e-mail: shurusu@mail.ru.

Г. А. Белов

РАСЧЕТ И АНАЛИЗ ВНЕШНИХ ХАРАКТЕРИСТИК И КПД ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ РЕЗОНАНСНЫМ ИНВЕРТОРОМ ПРИ ДВУХПОЛЯРНЫХ ИМПУЛЬСАХ ТОКА НА ПОЛОВИНЕ ПЕРИОДА

G.A. Belov

Рассмотрен преобразователь постоянного напряжения (ППН) с последовательным резонансным инвертором, когда частота переключений меньше резонансной частоты LC-контра. В статье, являющейся продолжением ранее опубликованной, дан вывод формул для расчета зависимости средних значений входного и выходного токов и КПД от выходного напряжения при разных значениях частоты переключений. Получено аналитическое выражение для расчета КПД при частотном регулировании и работе преобразователя на сеть переменного тока, построены соответствующие графики, которые сравниваются с известной экспериментальной зависимостью. Полученные результаты сравниваются с известными для режима работы с однополярными импульсами тока.

Ключевые слова: преобразователь постоянного напряжения, последовательный резонансный инвертор, расчет внешних характеристик, КПД.

DC-DC Converter with Series Resonant Inverter External Characteristics and Efficiency Calculation and Analysis in Case of Two Current Pulses Per Half Period

The paper considers DC-DC converter with series resonant inverter in case of switching frequency is less than LC circuit resonant frequency. As a continuation of the previously published one the paper presents derivation of equations for calculation the dependence of input and output currents and efficiency on output voltage under various values of switching frequency. We obtained an analytic expression for efficiency adjustment under frequency control and converter operation with AC mains. Corresponding diagrams are plotted and compared to the well-known observed dependence. The obtained results are compared to well-known for unidirectional current pulses operation mode.

Key words: DC-DC converter, series resonant inverter, external characteristics calculation, efficiency.

В работе [1] приведен вывод соотношений для тока в резонансном контуре, напряжения на конденсаторе контура, выполнен анализ режимов работы с использованием отображения последования при постоянном выходном напряжении.

В предлагаемой статье, являющейся продолжением работы [1], представлен вывод формул для расчета внешних характеристик и КПД ППН.

Определение средних значений выходного и входного токов

Среднее за период переключений значение выходного тока определяется по формуле

$$i'_{\text{вых.ср}} = \frac{2}{T} \left(\int_0^{t_1} i_k dt - \int_{t_1}^{t_1+t_2} i_k dt \right), \quad (1)$$

а среднее значение входного тока:

$$i'_{\text{вх.ср}} = \frac{2}{T} \int_0^t i_k dt. \quad (2)$$

Здесь ток LC-контра i_k на интервалах времени $(0, t_1)$, (t_1, t_2) определяется выражениями

$$i_k = \begin{cases} [(u'_{\text{вых}} - u_{\text{вх}}) + u_C(0)] \Phi_{12}(t), & 0 \leq t \leq t_1, \\ [u_C(t_1) - u'_{\text{вых}}] \Phi_{12}(t - t_1) = [u_C(0) - (u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}})] \Phi_{12}(t) + \\ + (u_{\text{вх}} - 2u'_{\text{вых}}) \Phi_{12}(t - t_1), & t_1 \leq t \leq t_1 + t_2, \end{cases} \quad (3)$$

полученными в [1], а напряжение на конденсаторе контура –

$$u_C = \begin{cases} [(u'_{\text{вых}} - u_{\text{вх}}) + u_C(0)] \Phi_{22}(t) - u'_{\text{вых}} + u_{\text{вх}}, & 0 \leq t \leq t_1; \\ [-u'_{\text{вых}} + u_C(t_1)] \Phi_{22}(t - t_1) + u'_{\text{вых}} = \\ = [(u'_{\text{вых}} - u_{\text{вх}}) + u_C(0)] \Phi_{22}(t) + \\ + (u_{\text{вх}} - 2u'_{\text{вых}}) \Phi_{22}(t - t_1) + u'_{\text{вых}}, & t_1 \leq t \leq t_1 + t_2, \end{cases} \quad (4)$$

где

$$t_1 = t_2 = \frac{\pi}{\omega_k}; \quad (5)$$

ω_k – собственная частота резонансного контура.

Тогда

$$\int_0^{t_1} i_k dt = [(u'_{\text{вых}} - u_{\text{вх}}) + u_C(0)] \int_0^{t_1} \Phi_{12}(t) dt, \\ \int_{t_1}^{t_1+t_2} i_k dt = [u_C(t_1) - u'_{\text{вых}}] \int_{t_1}^{t_1+t_2} \Phi_{12}(t - t_1) dt = [-u'_{\text{вых}} + u_C(t_1)] \int_0^{t_2} \Phi_{12}(\tau) d\tau.$$

Воспользовавшись формулой (П.3) из приложения [1], с учетом (4), (П.1) и обозначения

$$\varkappa = e^{-\alpha_k \pi / \omega_k}, \quad (6)$$

получим

$$\begin{aligned} \int_0^{t_1} i_k dt &= C_k [(u'_{\text{ВЫХ}} - u_{\text{ВХ}}) + u_C(0)] [\Phi_{22}(t_1) - \Phi_{22}(0)] = \\ &= -C_k (1 + \varkappa) [u_C(0) - (u_{\text{ВХ}} - u'_{\text{ВЫХ}})], \\ \int_{t_1}^{t_1+t_2} i_k dt &= -(1 + \varkappa) C_k [u_C(t_1) - u'_{\text{ВЫХ}}] = \\ &= -(1 + \varkappa) C_k [-\varkappa u_C(0) + (1 + \varkappa) u_{\text{ВХ}} - (2 + \varkappa) u'_{\text{ВЫХ}}]. \end{aligned} \quad (7)$$

Из (1), (2) с учетом (7) получим

$$\begin{aligned} i'_{\text{ВЫХ.СР}} &= 2fC_k(1 + \varkappa) [-(1 + \varkappa)u_C(0) + \\ &+ (2 + \varkappa)u_{\text{ВХ}} - (3 + \varkappa)u'_{\text{ВЫХ}}], \\ i'_{\text{ВХ.СР}} &= 2fC_k(1 + \varkappa) [-u_C(0) + u_{\text{ВХ}} - u'_{\text{ВЫХ}}], \end{aligned} \quad (8)$$

где $f = 1/T$ – частота переключений.

В установившемся режиме с учетом выражений (4) имеем

$$\begin{aligned} [(u'_{\text{ВЫХ}} - u_{\text{ВХ}}) + u_C(0)]_{\text{уст}} &= -\frac{(1 - \varkappa)u_{\text{ВХ}} + 2\varkappa u'_{\text{ВЫХ}}}{1 + \varkappa^2}, \\ [-u'_{\text{ВЫХ}} + u_C(t_1)]_{\text{уст}} &= \frac{(1 + \varkappa)u_{\text{ВХ}} - 2\varkappa u'_{\text{ВЫХ}}}{1 + \varkappa^2}. \end{aligned} \quad (9)$$

Также в установившемся режиме из (8) с учетом (9) получим

$$\begin{aligned} i'_{\text{ВЫХ.СР.УСТ}} &= \frac{4fC_k(1 + \varkappa)}{1 + \varkappa^2} [u_{\text{ВХ}} - (1 - \varkappa)u'_{\text{ВЫХ}}], \\ i'_{\text{ВХ.СР.УСТ}} &= \frac{2fC_k(1 + \varkappa)}{1 + \varkappa^2} [(1 - \varkappa)u_{\text{ВХ}} + 2\varkappa u'_{\text{ВЫХ}}]. \end{aligned} \quad (10)$$

Переходя к относительным токам

$$\overline{i}_{\text{ВЫХ.СР.УСТ}} = \frac{i'_{\text{ВЫХ.СР.УСТ}}}{4u_{\text{ВХ}}f_{\text{max}}C_k}, \quad \overline{i}_{\text{ВХ.СР.УСТ}} = \frac{i'_{\text{ВХ.СР.УСТ}}}{4u_{\text{ВХ}}f_{\text{max}}C_k}, \quad (11)$$

где f_{max} – максимально возможная частота переключений, получаем универсальные зависимости

$$\overline{i}_{\text{ВЫХ.СР.УСТ}} = \bar{f} \frac{1 + \varkappa}{1 + \varkappa^2} [1 - (1 - \varkappa)\overline{u}_{\text{ВЫХ}}], \quad (12)$$

$$\overline{i}_{\text{ВХ.СР.УСТ}} = \frac{\bar{f}}{2} \frac{1 + \varkappa}{1 + \varkappa^2} [1 - \varkappa + 2\varkappa\overline{u}_{\text{ВЫХ}}], \quad (13)$$

где $\bar{f} = f/f_{\text{max}}$ – относительная частота переключений. Графики по этим формулам построены на рис. 1а, где учтено, что режим с двухполярными импульсами тока реализуется при $0 \leq \overline{u}_{\text{ВЫХ.УСТ}} \leq (1 + \varkappa)/2$, а при $\overline{u}_{\text{ВЫХ.УСТ}} > (1 + \varkappa)/2$ имеет место режим с однополярными импульсами тока, в котором $i'_{\text{ВЫХ.СР.УСТ}} = i'_{\text{ВХ.СР.УСТ}}$. В этом режиме справедливо выражение [2]

$$(u'_{\text{ВЫХ.УСТ}})^0 = u_{\text{ВХ}} - \frac{1 - \varkappa}{1 + \varkappa} \frac{i'_{\text{ВЫХ.СР}}}{4fC_k},$$

откуда следует формула

$$\overline{(u'_{\text{ВЫХ.УСТ}})}^0 = 1 - \frac{1}{\bar{f}} \frac{1 - \varkappa}{1 + \varkappa} \overline{i}_{\text{ВЫХ.СР}},$$

по которой строятся штриховые участки зависимостей на рис. 1а и 2. Верхний индекс “0” означает режим с однополярными импульсами тока. Графики на рис. 1а позволяют оценить необходимую кратность изменения частоты переключений f при заданном диапазоне регулирования выходного тока.

Решив уравнение (12) относительно $\overline{u}_{\text{ВЫХ}}$ получим формулу для расчета внешних характеристик ППН

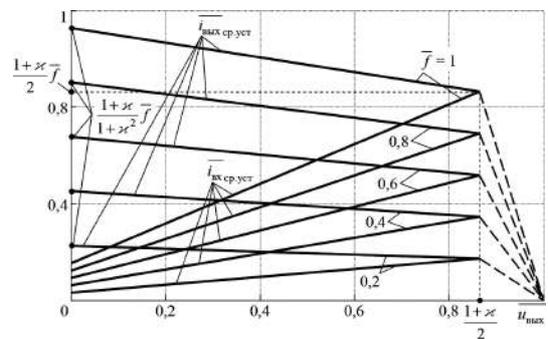
$$\overline{u}_{\text{ВЫХ.УСТ}} = \frac{1}{1 - \varkappa} - \frac{1}{\bar{f}} \frac{1 + \varkappa^2}{1 - \varkappa^2} \overline{i}_{\text{ВЫХ.СР}}, \quad (14)$$

построенных на рис. 2.

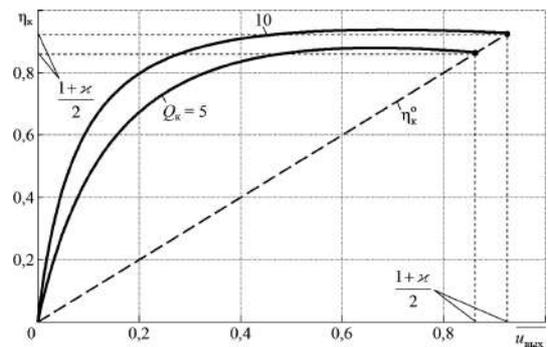
Подставив выражение (14) в равенство (13), найдем зависимость

$$\overline{i}_{\text{ВХ.СР.УСТ}} = \frac{1}{1 - \varkappa} \left(\frac{1 + \varkappa}{2} \bar{f} - \varkappa \overline{i}_{\text{ВЫХ.СР}} \right), \quad (15)$$

графики которой также построены на рис. 1а.



а



б

Рис. 1. Зависимости для определения средних значений выходного и входного токов в установившемся режиме при $Q_k = 5$ (а) и КПД в установившемся режиме от среднего значения выходного напряжения (б), η_k^0 – КПД в режиме с однополярными импульсами тока

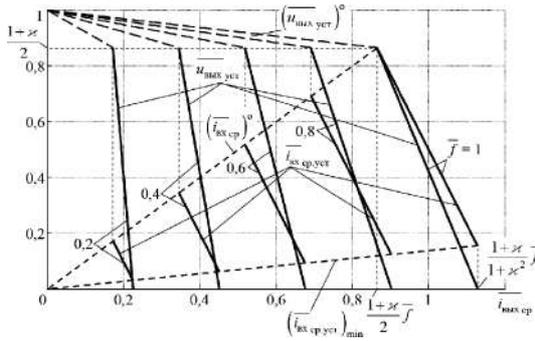


Рис. 2. Внешние характеристики и зависимости $\overline{i_{вх.уст}}$ от $\overline{u_{вх.уст}}$

Согласно (12)–(14) имеем характерные точки:

$$\overline{u_{вх.уст}} = 0; \overline{i_{вх.уст}} = \frac{1+\chi}{1+\chi^2} \overline{f}, \overline{i_{вх.уст}} = \frac{1-\chi^2}{2(1+\chi^2)} \overline{f};$$

$$\overline{u_{вх.уст}} = \frac{1+\chi}{2}; \overline{i_{вх.уст}} = \frac{1+\chi}{2} \overline{f}; \overline{i_{вх.уст}} = \frac{1+\chi}{2} \overline{f}.$$

Характеристики удобно строить, проводя отрезки прямых через эти точки. Исключая относительную частоту переключений \overline{f} из координат $\overline{i_{вх.уст}}$, $\overline{i_{вх.уст}}$, соответствующих $\overline{u_{вх.уст}} = 0$, получим зависимость, определяющую минимально возможные значения входного тока

$$(\overline{i_{вх.уст}})_{\min} = \frac{1-\chi}{2} \overline{i_{вх.уст}},$$

достигаемые при $\overline{u_{вх.уст}} = 0$ (показана на рис. 2 штриховой линией).

Выразим значения напряжений в установившемся режиме, определяемые соотношениями (9), через среднее значение выходного тока. Используя для этого выражение (14), получим:

$$-u_{уст}(0) = \frac{1+\chi}{1-\chi} \left(u_{вх} - \frac{i'_{вх.уст}}{4fC_k} \right),$$

$$u_{уст}(t_1) = \frac{i'_{вх.уст}}{4fC_k},$$

$$\left[(u'_{вх} - u_{вх}) + u_C(0) \right]_{уст} = -\frac{1}{1-\chi} \left[u_{вх} - \frac{\chi i'_{вх.уст}}{2fC_k(1+\chi)} \right], \quad (16)$$

$$\left[-u'_{вх} + u_C(t_1) \right]_{уст} = \frac{1}{1-\chi} \left[-u_{вх} + \frac{i'_{вх.уст}}{2fC_k(1+\chi)} \right].$$

Определение потерь мощности в резонансном контуре

Средняя за период переключений мощность, теряемая в резонансном контуре, определяется выражением

$$\Delta P_k = \frac{2r}{T} \left(\int_0^{t_1} i_k^2 dt + \int_{t_1}^{t_1+t_2} i_k^2 dt \right),$$

где активное сопротивление r принимается постоянным. Отсюда с учетом выражением (3) получим

$$\Delta P_k = \frac{2r}{T} \left\{ \left[(u'_{вх} - u_{вх}) + u_C(0) \right]^2 \int_0^{t_1} \Phi_{12}^2(t) dt + \left[-u'_{вх} + u_C(t_1) \right]^2 \int_{t_1}^{t_1+t_2} \Phi_{12}^2(t-t_1) dt \right\}. \quad (17)$$

Поскольку после замены переменной интегрирования имеем

$$\int_{t_1}^{t_1+t_2} \Phi_{12}^2(t-t_1) dt = \int_0^{t_2} \Phi_{12}^2(\tau) d\tau$$

и $t_2 = t_1$ согласно (5), равенство (17) преобразуется к виду

$$\Delta P_k = \frac{2r}{T} U^2 \int_0^{t_1} \Phi_{12}^2(t) dt, \quad (18)$$

где

$$U^2 = \left[(u'_{вх} - u_{вх}) + u_C(0) \right]^2 + \left[-u'_{вх} + u_C(t_1) \right]^2.$$

В установившемся режиме с учетом (16) имеем

$$U^2 = \frac{2 \left[u_{вх}^2 - 2u_{вх} u'_{вх} + 2(u'_{вх})^2 \right]}{1+\chi^2}, \quad (19)$$

что с учетом (14) преобразуется к виду

$$U^2 = \frac{2u_{вх}^2}{(1-\chi)^2} \left[1 - \frac{2\overline{i_{вх.уст}}}{\overline{f}} + \frac{2(1+\chi^2)\overline{i_{вх.уст}}^2}{\overline{f}^2(1+\chi)^2} \right]. \quad (20)$$

На основании выражения (П.6) из приложения [1] с учетом (П.3) справедливо равенство

$$\int_0^{t_1} \Phi_{12}^2(t) dt = \frac{(1-\chi^2)C_k}{2r}. \quad (21)$$

Учитывая приведенные выражения (19)–(21), получим два равенства

$$\Delta P_{к.уст} = 2\overline{f} f_{\max} C_k u_{вх}^2 \frac{1-\chi^2}{1+\chi^2} \left(1 - 2\overline{u_{вх}} + 2\overline{u_{вх}}^2 \right), \quad (22)$$

$$\Delta P_{к.уст} = 2f_{\max} C_k u_{вх}^2 \frac{1+\chi}{1-\chi} \times \left[\overline{f} - 2\overline{i_{вх.уст}} + \frac{2}{\overline{f}} \frac{1+\chi^2}{(1+\chi)^2} \overline{i_{вх.уст}}^2 \right]. \quad (23)$$

Входную мощность $P_{вх.уст} = u_{вх} i_{вх.уст}$ с учетом (13) и (15) представим в виде:

$$P_{\text{вх.уст}} = 2\bar{f}f_{\text{max}} C_k u_{\text{вх}}^2 \frac{1+\kappa}{1+\kappa^2} (1-\kappa + 2\kappa \overline{u_{\text{вх}}}),$$

$$P_{\text{вх.уст}} = 4f_{\text{max}} C_k u_{\text{вх}}^2 \frac{1+\kappa}{1-\kappa} \left(\frac{\bar{f}}{2} - \frac{\kappa}{1+\kappa} \overline{i_{\text{вх.сп}}} \right). \quad (24)$$

Тогда снижение КПД, вызванное потерями в резонансном контуре, определяется выражениями

$$\Delta\eta_{\text{к.уст}} = \frac{\Delta P_{\text{к.уст}}}{P_{\text{вх.уст}}} = \frac{1 - 2\overline{u_{\text{вх}}} + 2\overline{u_{\text{вх}}^2}}{1 + \frac{2\kappa}{1-\kappa} \overline{u_{\text{вх}}}},$$

$$\Delta\eta_{\text{к.уст}} = \frac{\bar{f} - 2\overline{i_{\text{вх.сп}}} + \frac{2}{f} \frac{1+\kappa^2}{(1+\kappa)^2} \overline{i_{\text{вх.сп}}^2}}{\bar{f} - \frac{2\kappa}{1+\kappa} \overline{i_{\text{вх.сп}}}}. \quad (25)$$

В общем случае потери мощности в силовой части ППН определяются как разность усредненных активных входной и выходной мощностей:

$$\Delta P_{\text{ППН}} = P_{\text{вх.уст}} - P_{\text{вых.уст}}, \quad (26)$$

где в данном случае принято $u_{\text{вх}} = \text{const}$, т. е. пульсации выходного напряжения не учитываются и высшие гармоники выходного тока не могут создавать активную мощность на выходе ППН. Тогда $P_{\text{вых.уст}} = u_{\text{вх}} \overline{i_{\text{вх.сп.уст}}}$ и с учетом (10) имеем

$$P_{\text{вых.уст}} = 4fC_k \frac{1+\kappa}{1+\kappa^2} u_{\text{вх}}' [u_{\text{вх}} - (1-\kappa)u_{\text{вх}}'], \quad (27)$$

а с учетом (26) и (24) просто (без интегрирования) получим выражение

$$\Delta P_{\text{ППН}} = 2fC_k u_{\text{вх}}^2 \frac{1-\kappa^2}{1+\kappa^2} (1 - 2\overline{u_{\text{вх}}} + 2\overline{u_{\text{вх}}^2}),$$

совпадающее с (22). Однако в общем случае потери $\Delta P_{\text{ППН}}$ включают в себя также потери на переключения, перемагничивание сердечника трансформатора, в драйверах силовых транзисторов и другие. Тогда для вычисления потерь в резонансном контуре придется пользоваться соотношениями (18)–(23).

Из выражений (25) видно, что при граничном значении выходного напряжения $u_{\text{вх.уст}} = (1+\kappa)/2$ и соответствующем граничном значении выходного тока $\overline{i_{\text{вх.сп.уст}}} = \bar{f}(1+\kappa)/2$ значение уменьшения КПД $\Delta\eta_{\text{к.уст}}$ по обеим формулам (25) составляет $(1-\kappa)/2$.

При другом граничном значении выходного напряжения $u_{\text{вх.уст}} = 0$ и граничном значении

$$\overline{i_{\text{вх.сп.уст}}} = \frac{1+\kappa}{1+\kappa^2} \bar{f}$$

обе формулы (25) дают $\Delta\eta_{\text{к.уст}} = 1$.

В режиме с однополярными импульсами тока

$$\Delta P_{\text{к.уст}}^0 = \frac{2r}{T} [(u_{\text{вх}}' - u_{\text{вх}}) + u_C(0)]^2 \int_0^t \Phi_{12}^2(t) dt,$$

где согласно [2]

$$[u_{\text{вх}} - u_{\text{вх}}' - u_C(0)]_{\text{уст}} = \frac{2(u_{\text{вх}} - u_{\text{вх.уст}}')}{1-\kappa} = \frac{i_{\text{вх.сп}}'}{2fC_k(1+\kappa)};$$

$$i_{\text{вх.сп}}' = i_{\text{вх.сп}}' = 4fC_k \frac{1+\kappa}{1-\kappa} (u_{\text{вх}} - u_{\text{вх}}').$$

Тогда с учетом (21)

$$\Delta\eta_{\text{к.уст}}^0 = 1 - \overline{u_{\text{вх}}} = \frac{1}{f} \frac{1-\kappa}{1+\kappa} \overline{i_{\text{вх.сп}}'}.$$

На рис. 1б построены зависимости $\eta_{\text{к.уст}} = 1 - \Delta\eta_{\text{к.уст}}$ по первой формуле (25).

Для режима с однополярными импульсами будем иметь $\eta_{\text{к.уст}}^0 = u_{\text{вх}}'$.

Выразим частоту переключений f из равенства (10):

$$f_{\text{уст}} = \frac{1+\kappa^2}{1+\kappa} \cdot \frac{i_{\text{вх.сп}}'}{4C_k [u_{\text{вх}} - (1-\kappa)u_{\text{вх}}']}. \quad (28)$$

Подставив выражение (28) в равенства (22)–(24) и в равенство (27), получим

$$\Delta P_{\text{к.уст}} = \frac{1-\kappa}{2} \frac{u_{\text{вх}} (1 - 2\overline{u_{\text{вх}}} + 2\overline{u_{\text{вх}}^2}) i_{\text{вх.сп}}'}{1 - (1-\kappa)\overline{u_{\text{вх}}}},$$

$$P_{\text{вх.уст}} = \frac{u_{\text{вх}} (1-\kappa + 2\kappa\overline{u_{\text{вх}}}) i_{\text{вх.сп}}'}{2[1 - (1-\kappa)\overline{u_{\text{вх}}}]}, \quad (29)$$

$$P_{\text{вых.уст}} = u_{\text{вх}}' i_{\text{вх.сп}}'.$$

Вычитая третье выражение (29) из второго, получаем первое, что подтверждает правильность преобразований, выполненных при получении формул (29).

В случае, когда нагрузку ППН можно считать чисто активной и равной

$$R'_{\text{н.экв}} = \frac{u_{\text{вх}}'}{i_{\text{вх.сп}}'},$$

формулы (29) можно представить в виде

$$\Delta P_{\text{к.уст}} = \frac{u_{\text{вх}}^2}{R'_{\text{н.экв}}} \Delta \overline{P}_{\text{к.уст}}, \quad P_{\text{вх.уст}} = \frac{u_{\text{вх}}^2}{R'_{\text{н.экв}}} \overline{P}_{\text{вх.уст}}, \quad (30)$$

$$P_{\text{вых.уст}} = \frac{u_{\text{вх}}^2}{R'_{\text{н.экв}}} \overline{P}_{\text{вых.уст}},$$

где введены обозначения

$$\Delta \overline{P}_{\text{к.уст}} = \frac{1-\kappa}{2} \frac{(1 - 2\overline{u_{\text{вх}}} + 2\overline{u_{\text{вх}}^2}) \overline{u_{\text{вх}}}}{1 - (1-\kappa)\overline{u_{\text{вх}}}}, \quad (31)$$

$$\overline{P}_{\text{вх.уст}} = \frac{(1-\kappa + 2\kappa\overline{u_{\text{вх}}}) \overline{u_{\text{вх}}}}{2[1 - (1-\kappa)\overline{u_{\text{вх}}}]}, \quad (32)$$

$$\overline{P}_{\text{ВЫХ УСТ}} = \overline{u}_{\text{ВЫХ}}^2 \quad (33)$$

В граничной точке $\overline{u}_{\text{ВЫХ ГР}} = (1 + \varkappa) / 2$ по формулам (31), (32) найдем

$$\Delta \overline{P}_{\text{К УСТ.ГР}} = \frac{1 - \varkappa^2}{4}; \overline{P}_{\text{ВХ УСТ.ГР}} = \frac{1 + \varkappa}{2};$$

$$\overline{P}_{\text{ВЫХ УСТ.ГР}} = \overline{P}_{\text{ВХ УСТ.ГР}} - \Delta \overline{P}_{\text{К УСТ.ГР}} = \frac{(1 + \varkappa)^2}{4},$$

при этом КПД

$$\eta_{\text{К.ГР}} = \frac{P_{\text{ВЫХ.УСТ.ГР}}}{P_{\text{ВХ.УСТ.ГР}}} = \frac{1 + \varkappa}{2},$$

что согласуется с графиками на рис. 1б.

На рис. 3 представлены графики, построенные по формулам (31), (32) с учетом $\eta_{\text{К}} = 1 - (\Delta P_{\text{К.УСТ}} / P_{\text{ВХ.УСТ}})$.

Мощность потерь при синусоидальном выходном напряжении

В этом случае относительное выходное напряжение

$$\overline{u}_{\text{ВЫХ}} = \sqrt{2} \overline{U}_c \sin \omega_c t, \quad (34)$$

где $\omega_c = 2\pi f_c$ – круговая частота сети; $\overline{U}_c = U_c' / u_{\text{ВХ}}$ – относительное действующее значение напряжения сети. Сначала найдем среднюю за период сети входную мощность, которая с учетом (30)

$$P_{\text{ВХ.УСТ}}^{T_c} = \frac{2}{T_c} \frac{u_{\text{ВХ}}^2}{R'_{\text{Н.ЭКВ}}} \int_0^{T_c/2} \overline{P}_{\text{ВХ УСТ}} dt. \quad (35)$$

Для упрощения интегрирования формулу (32) представим в виде

$$\overline{P}_{\text{ВХ УСТ}} = \frac{1}{1 - \varkappa} \left[-\varkappa \overline{u}_{\text{ВЫХ}} - \frac{1 + \varkappa^2}{2(1 - \varkappa)} + \frac{1 + \varkappa^2}{2(1 - \varkappa)} \frac{1}{1 - (1 - \varkappa) \overline{u}_{\text{ВЫХ}}} \right],$$

а с учетом выражения (34) – в виде (36).

$$\overline{P}_{\text{ВХ УСТ}} = \frac{1}{1 - \varkappa} \left[-\varkappa \sqrt{2} \overline{U}_c \sin \omega_c t - \frac{1 + \varkappa^2}{2(1 - \varkappa)} + \frac{1 + \varkappa^2}{2(1 - \varkappa)} \frac{1}{1 - (1 - \varkappa) \sqrt{2} \overline{U}_c \sin \omega_c t} \right]. \quad (36)$$

$$\int_0^{T_c/2} \frac{dt}{1 - (1 - \varkappa) \sqrt{2} \overline{U}_c \sin \omega_c t} = \frac{2}{\omega_c \sqrt{1 - 2(1 - \varkappa)^2 \overline{U}_c^2}} \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{tg} \frac{\omega_c t}{2} - \sqrt{2}(1 - \varkappa) \overline{U}_c}{\sqrt{1 - 2(1 - \varkappa)^2 \overline{U}_c^2}} \Bigg|_0^{T_c/2} = \frac{2 \left[\frac{\pi}{2} + \operatorname{arcsin} \sqrt{2}(1 - \varkappa) \overline{U}_c \right]}{\omega_c \sqrt{1 - 2(1 - \varkappa)^2 \overline{U}_c^2}}, \quad (*)$$

$$P_{\text{ВХ.УСТ}}^{T_c} = \frac{u_{\text{ВХ}}^2}{\pi(1 - \varkappa)R'_{\text{Н.ЭКВ}}} \left\{ -2\sqrt{2}\varkappa \overline{U}_c + \frac{1 + \varkappa^2}{1 - \varkappa} \left[\frac{\pi}{2} + \operatorname{arcsin} \sqrt{2}(1 - \varkappa) \overline{U}_c \right] \frac{1}{\sqrt{1 - 2(1 - \varkappa)^2 \overline{U}_c^2}} - \frac{\pi}{2} \right\}. \quad (37)$$

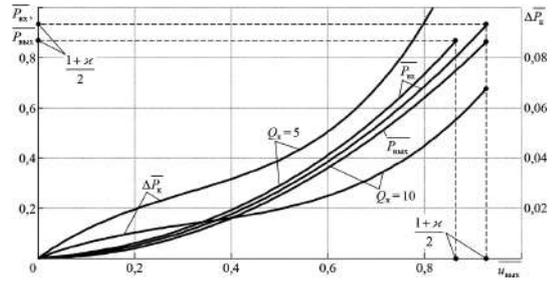


Рис. 3. Графики для определения потерь мощности $\Delta P_{\text{К}}$, входной $P_{\text{ВХ}}$ и выходной $P_{\text{ВЫХ}}$ мощности

Поскольку с учетом известного интеграла [3] имеем (*), подставляя выражение (36) в равенство (35), получим (37).

Аналогично с учетом (33) и (34) средняя за период сети выходная мощность

$$P_{\text{ВЫХ.УСТ}}^{T_c} = \frac{2}{T_c} \frac{u_{\text{ВХ}}^2}{R'_{\text{Н.ЭКВ}}} \int_0^{T_c/2} 2 \overline{U}_c^2 \sin^2 \omega_c t dt.$$

Интегрируя, получим

$$P_{\text{ВЫХ.УСТ}}^{T_c} = \frac{u_{\text{ВХ}}^2}{R'_{\text{Н.ЭКВ}}} \overline{U}_c^2, \quad (38)$$

а выражение (37) запишем в виде

$$\overline{P}_{\text{ВХ УСТ}}^{T_c} = \frac{1}{\pi} \left\{ \frac{2\sqrt{2}\varkappa \overline{U}_c + \frac{1 + \varkappa^2}{(1 - \varkappa)^2}}{\sqrt{1 - 2(1 - \varkappa)^2 \overline{U}_c^2}} \left[\frac{\pi}{2} + \operatorname{arcsin} \sqrt{2}(1 - \varkappa) \overline{U}_c \right] - \frac{\pi}{2} \right\}. \quad (39)$$

Для удобства расчетов преобразуем это выражение. Поскольку

$$\frac{1 + \varkappa^2}{(1 - \varkappa)^2} = 1 + \frac{2\varkappa}{(1 - \varkappa)^2},$$

то выражение (39) может быть представлено в виде (**).

Введя обозначение $x = \sqrt{2}(1 - \varkappa) \overline{U}_c$, получим (40). Учитывая выражения для производных

$$\left(\sqrt{1 - x^2} \right)' = -\frac{x}{\sqrt{1 - x^2}}; \left(x \sqrt{1 - x^2} \right)' = \frac{1 - 2x^2}{\sqrt{1 - x^2}};$$

$$\overline{P}_{\text{вх уст}}^{T_c} = \frac{\frac{\pi}{2} \left[1 - \sqrt{1 - 2(1 - \varkappa)^2 \overline{U}_c^2} \right] + \arcsin \sqrt{2(1 - \varkappa) \overline{U}_c}}{\pi \sqrt{1 - 2(1 - \varkappa)^2 \overline{U}_c^2}} + \frac{2\varkappa}{\pi(1 - \varkappa)} \left\{ \frac{\frac{\pi}{2} \left[1 - \sqrt{1 - 2(1 - \varkappa)^2 \overline{U}_c^2} \right] + \arcsin \sqrt{2(1 - \varkappa) \overline{U}_c}}{(1 - \varkappa) \sqrt{1 - 2(1 - \varkappa)^2 \overline{U}_c^2}} - \sqrt{2 \overline{U}_c} \right\}. \quad (**)$$

$$\overline{P}_{\text{вх уст}}^{T_c} = \frac{\frac{\pi}{2} (1 - \sqrt{1 - x^2}) + \arcsin x}{\pi \sqrt{1 - x^2}} + \frac{4\varkappa \overline{U}_c^2}{\pi} \frac{\frac{\pi}{2} (1 - \sqrt{1 - x^2}) + \arcsin x - x \sqrt{1 - x^2}}{x^2 \sqrt{1 - x^2}}. \quad (40)$$

$$(x^2 \sqrt{1 - x^2})' = x \frac{2 - 3x^2}{\sqrt{1 - x^2}}; (\arcsin x)' = \frac{1}{\sqrt{1 - x^2}}, \quad \eta^{T_c} = \frac{P_{\text{вых.уст}}^{T_c}}{P_{\text{вх.уст}}^{T_c}},$$

по правилу Лопиталья найдем предел

$$\lim_{x \rightarrow 0} \frac{\frac{\pi}{2} (1 - \sqrt{1 - x^2}) + \arcsin x - x \sqrt{1 - x^2}}{x^2 \sqrt{1 - x^2}} = \frac{\pi}{4}.$$

Тогда при добротности $Q_k \rightarrow \infty$, $\varkappa \rightarrow 1$, $x \rightarrow 0$ первое слагаемое в правой части (40) стремится к нулю и

$$\lim_{\substack{x \rightarrow 0 \\ \varkappa \rightarrow 1}} \overline{P}_{\text{вх уст}}^{T_c} = \frac{4 \overline{U}_c^2}{\pi} \frac{\pi}{4} = \overline{U}_c^2, \quad (41)$$

следовательно, при этом входная мощность

$$\lim_{x \rightarrow 0} P_{\text{вх.уст}}^{T_c} = \frac{u_{\text{вх}}^2}{R'_{\text{н.экв}}} \overline{P}_{\text{вх уст}}^{T_c} = \frac{(u_{\text{вх}} \overline{U}_c)^2}{R'_{\text{н.экв}}} = \frac{U_c^2}{R'_{\text{н.экв}}}$$

сравнивается с выходной. Этот факт подтверждает правильность расчетной формулы (40).

Для расчетов по формуле (40) введем обозначение промежуточной величины

$$M = \frac{\frac{\pi}{2} (1 - \sqrt{1 - x^2}) + \arcsin x}{\pi \sqrt{1 - x^2}}.$$

Тогда

$$\overline{P}_{\text{вх уст}}^{T_c} = M + 4\varkappa \overline{U}_c^2 \left(\frac{M}{x^2} - \frac{1}{\pi x} \right), \quad (42)$$

где

$$\varkappa = e^{-\pi \alpha_k / \omega_k}; \frac{\alpha_k}{\omega_k} = \frac{\zeta_k}{\sqrt{1 - \zeta_k^2}} = \frac{1}{\sqrt{4Q_k^2 - 1}}.$$

Определяя относительное значение выходной мощности как

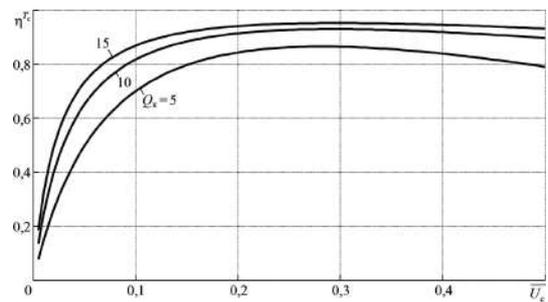
$$\overline{P}_{\text{вых уст}}^{T_c} = \overline{U}_c^2,$$

а КПД как

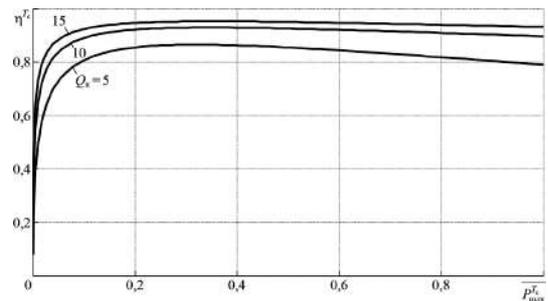
строим кривые, представленные на рис. 4, которые аналогичны приведенной в [4] экспериментально снятой зависимости, хотя значение добротности Q_k экспериментального образца в [4] не приведено.

Заключение

Внешние характеристики в рассмотренном режиме с двухполярными импульсами тока в LC-контуре имеют резко падающий характер с ограниченным средним значением выходного тока (режим источника тока), в то время как при однополярных импульсах имеет место режим источника напря-



а



б

Рис. 4. Зависимости КПД от относительного действующего значения напряжения сети (а) и средней за период сети выходной мощности (б) при работе ППН на сеть переменного тока

жения с постоянным выходным сопротивлением, возрастающим при уменьшении частоты переключений. В режиме с двухполярными импульсами КПД остается достаточно высоким при глубоком частотном регулировании выходного напряжения, в то время как при однополярных импульсах тока КПД изменяется обратно пропорционально частоте переключений. Рассмотренный режим обеспечивает более высокий КПД по сравнению с режимом с двухполярными импульсами тока, реализуемым при симметричном управлении транзисторами инвертора [2].

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ в рамках проекта № 15-48-02189-р_поволжье_а

Литература

1. Белов Г. А. Анализ режимов преобразователя постоянного напряжения с последовательным резонансным инвертором при прерывистом токе в

контуре. — Практическая силовая электроника, № 1 (61), 2016, С. 29–38.

2. Белов Г. А. Высокочастотные тиристорно-транзисторные преобразователи постоянного напряжения. — М.: Энергоатомиздат, 1987. — 120 с.

3. Бронштейн И. Н., Семендяев К. А. Справочник по математике для инженеров и учащихся вузов. — М.: Наука, 1967. — 608 с.

4. Yung-Fu Huang, Yoshihiro Konishi, Wan-Ju Ho. Series resonant type soft-switching grid-connected single-phase inverter employing discontinuous-resonant control applied to photovoltaic AC module // Applied Power Electronics Conference and Exposition (APES), Twenty-Sixth Annual IEEE, 2011, PP: 989–994.

Белов Геннадий Александрович, заведующий кафедрой промышленной электроники Чувашского государственного университета имени И. Н. Ульянова, доктор технических наук, профессор; тел.: 8-960-301-09-21; e-mail: belovga_chuvsu@rambler.ru.

П. А. Воронин, И. П. Воронин, Д. В. Рожков

РЕЗОНАНСНЫЕ КЛЮЧИ С АКТИВНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ ФРОНТОВ ТОКА И НАПРЯЖЕНИЯ

P. A. Voronin, I. P. Voronin,
D. V. Rozhkov

Resonant switches with active separation of current and voltage pulse edges

В работе представлено схемотехнические варианты активного разделения фронтов тока и напряжения на базе концепции резонансного ключа. Показано, что для снижения энергии динамических потерь в переходном процессе включения необходимо применять резонансный ключ с параллельным LC-контуром, а в переходном процессе выключения с последовательным LC-контуром. Представленные варианты предназначены для применения в схемах мощных преобразователей с учетом требований по минимизации дополнительных потерь, вносимых в схему работой резонансной цепи.

Ключевые слова: резонансный ключ, параллельный LC-контур, последовательный LC-контур, резонансный фроссель, резонансный конденсатор.

The paper presents schematic variants of current and voltage pulse edges active separation based on resonant switch concept. It shows that dynamic losses reduction during turn-on transient requires implementation of resonant switch with parallel LC-circuit, while during turn-off it requires series LC-circuit. The presented variants are intended for implementation for power converters with allowance for requirements on additional losses introduced to the circuit by resonant circuit operation.

Key words: resonant switch, parallel LC-circuit, series LC-circuit, resonant inductor, resonant capacitor.

При жесткой коммутации кривые переключаемых токов $I_s(t)$ и напряжений $U_s(t)$ силовых ключей имеют максимальную площадь перекрытия, в результате чего в приборах рассеивается относительно большая мощность динамических потерь $p(t)$ (рис. 1). Для мощных приборов с модулируемой проводимостью рассеиваемая энергия помимо потерь на быстрых фронтах включает в себя дополнительные потери на относительно медленных интервалах установления стационарных состояний.

Максимально эффективного снижения энергии динамических потерь можно добиться при выполнении следующих условий.

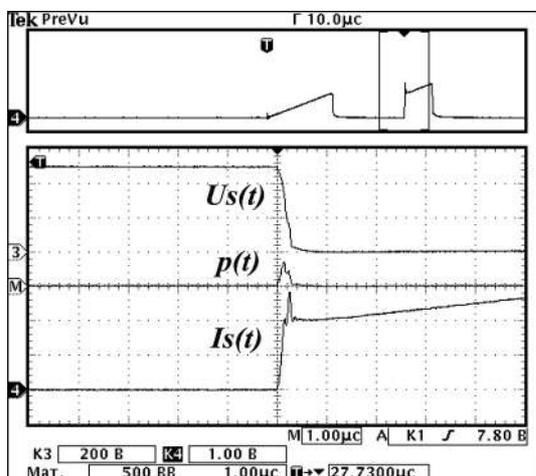
В переходном процессе включения:

- Принудительный разряд выходной емкости ключа.
- Снижение амплитуды напряжения динамического насыщения.
- Повышение эффективности процесса модуляции сопротивления базы ключа.

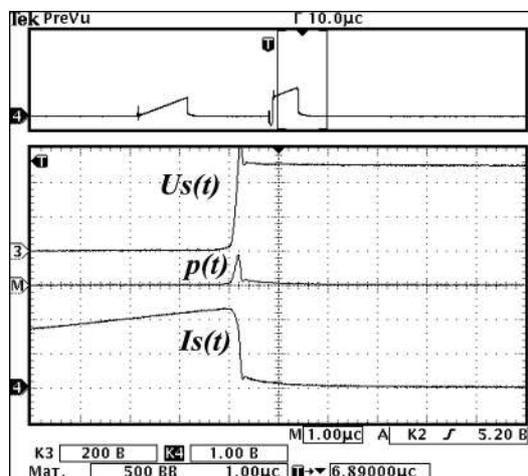
В переходном процессе выключения:

- Принудительный сброс тока в выходной цепи ключа.
- Снижение амплитуды остаточного тока.
- Устранение эффекта генерации остаточного тока через проходную емкость ключа.

Рассмотрим схемотехнические подходы по реализации обозначенных требований. Принуди-



а



б

Рис. 1 Осциллограммы жесткой коммутации силового ключа: а – в переходном процессе включения; б – в переходном процессе выключения

тельный разряд выходной емкости ключа перед отпиранием и сброс тока в выходной цепи ключа перед запираем обеспечиваются при активном разделении кривых тока и напряжения ключа, что приводит к практически полному устранению составляющей потерь мощности на быстрых фронтах.

Снижение амплитуды напряжения динамического насыщения и остаточного тока обеспечивается за счет плавности процесса сброса напряжения и тока в выходной цепи ключа и дополнительной задержки последующего нарастания тока и напряжения, соответственно. При этом достигается максимально полный разряд барьерной и диффузионной емкости ключа, как основных источников дополнительных потерь энергии на интервалах установления.

Повышение эффективности процесса модуляции достигается за счет быстрого накопления избыточного заряда в базовом слое ключа при ограничении скорости нарастания тока.

Устранение эффекта генерации остаточного тока через проходную емкость обеспечивается снижением скорости нарастания напряжения на ключе при запираем, что приводит к уменьшению тока обратной связи.

Эффективность представленных подходов была доказана экспериментально с использованием тестовых схем коммутации [1, 2]. Однако применение тестовых вариантов в практических схемах нецелесообразно ввиду сложности их топологии и большого количества дополнительных элементов.

Рассмотрим возможности практической реализации методов активного разделения фронтов на базе концепции резонансного ключа.

Резонансным ключом называется схема, состоящая из основного полупроводникового ключа и присоединенного к нему внешнего колебательного контура, обеспечивающего режим резонансной коммутации. Для применения резонансного ключа в схемах с широтно-импульсным управлением в состав резонансной цепи вводится вспомогательный ключ, обеспечивающий активацию резонансного процесса в произвольный момент времени [3].

К резонансным ключам, используемым в схемах мощных преобразователей, предъявляется ряд дополнительных требований, направленных на минимизацию потерь мощности, вносимых в схему работой резонансной цепи:

- Резонансный дроссель и резонансный конденсатор должны располагаться вне контура силового тока ключа.
- Вспомогательные ключи в составе резонансной цепи должны обеспечивать активацию резонансного процесса за счет кратковременного отпирания при минимально возможном времени проводимости.

Резонансные ключи, удовлетворяющие данным требованиям, имеют следующую топологию.

Резонансный ключ с параллельным LC-контуром

Для снижения энергии динамических потерь в переходном процессе включения основного ключа **S** применяется резонансная цепь с параллельным LC-контуром [4], в котором используется вспомогательный ключ **Sa**, присоединенный последовательно к резонансному дросселю **Lk** (рис. 2).

Перечисленные выше условия, повышающие энергоэффективность процесса коммутации, реализуются при следующем алгоритме работы резонансного ключа:

1. В начальный момент времени противофазный диод **D** находится в проводящем состоянии, и через него замыкается непрерывный ток нагрузки **In**. При этом выходная емкость основного ключа **S**, равная по величине емкости резонансного конденсатора **Ck**, заряжена до напряжения источника питания **E**. При отпирании вспомогательного ключа **Sa**, ток резонансного дросселя **Lk** начинает нарастать по линейному закону:

$$I_{Lk}(t) = \frac{E}{L_k} t. \quad (1)$$

2. При увеличении тока дросселя **Lk** до величины тока нагрузки **In** противофазный диод **D** запирается, и начинается резонансный разряд выходной емкости ключа **S**:

$$U_S(t) = U_{Ck}(t) = E \cdot \cos \omega_k t, \quad (2)$$

где $\omega_k = 1/\sqrt{L_k C_k}$ – круговая частота резонансного процесса в параллельном LC-контуре.

Плавность разряда емкости **Ck** обеспечивается синусоидальной формой резонансного процесса.

3. За счет перетекания энергии из емкости **Ck** в резонансный дроссель **Lk**, ток дросселя **Lk** становится больше тока нагрузки **In**. После полного разряда выходной емкости ключа избыточный ток ΔI начинает замыкаться по цепи встречно параллельного диода **Ds** основного ключа **S**, обеспечивая дополнительную задержку Δt_0 начала нарастания тока основного ключа:

$$\Delta I = \sqrt{I_H^2 + (E/\rho_k)^2}, \quad (3)$$

где $\rho_k = \sqrt{L_k/C_k}$ – волновое сопротивление параллельного LC-контура.

Длительность задержки Δt_0 определяется длительностью открытого состояния вспомогательного ключа **Sa** и выбирается из условия полного раз-

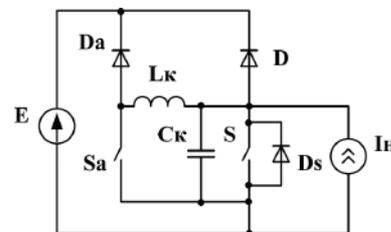


Рис. 2. Резонансный ключ с параллельным LC-контуром

ряда внутренней барьерной емкости ключа **S**, что необходимо для снижения начальной амплитуды напряжения динамического насыщения.

4. При выключении вспомогательного ключа **Sa** резонансный дроссель **Lk** начинает сбрасывать накопленную энергию в источник питания схемы **E** через цепь вспомогательного диода **Da**. При этом ток нагрузки по линейному закону плавно перетекает в цепь основного ключа **S**, обеспечивая эффективную модуляцию базового сопротивления ключа без резких колебаний напряжения на модулируемом сопротивлении:

$$I_S(t) = \frac{E}{L_k} t - \Delta I. \quad (4)$$

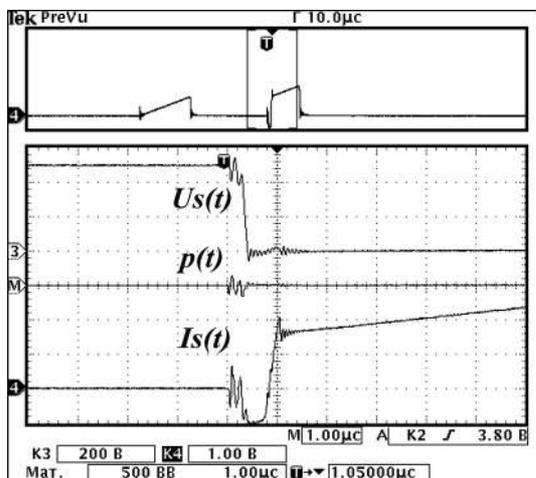
При увеличении тока основного ключа до значения тока нагрузки цикл коммутаций, обеспечивающий отпирание основного ключа **S** при нулевом напряжении, завершается.

На рис. 3 представлены осциллограммы переходного процесса включения основного ключа **S** в схеме с параллельным *LC*-контуром в соответствии с рассмотренным алгоритмом работы, на которых показано активное разделение фронтов тока и напряжения ключа и эффективное снижение мощности динамических потерь $p(t)$ по сравнению с режимом жесткой коммутации.

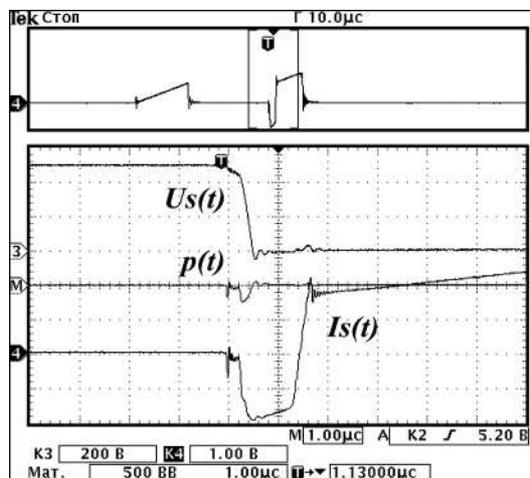
С увеличением емкости резонансного конденсатора C_k снижается скорость спада напряжения в выходной цепи основного ключа **S**. При этом увеличивается амплитуда и длительность избыточного тока ΔI , замыкающегося по цепи встречно параллельного диода **Ds**.

Резонансный ключ с последовательным *LC*-контуром

Для снижения энергии динамических потерь в переходном процессе выключения основного ключа



а



б

Рис. 3. Осциллограммы включения основного ключа **S** при нулевом напряжении: а – при емкости резонансного конденсатора $C_k = 5$ нФ; б – при емкости резонансного конденсатора $C_k = 11$ нФ

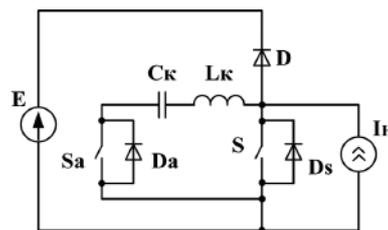


Рис. 4. Резонансный ключ с последовательным *LC*-контуром

S применяется резонансная цепь с последовательным *LC*-контуром [5], в котором используется вспомогательный ключ **Sa**, присоединенный последовательно к резонансному конденсатору (рис. 4).

Перечисленные выше условия, повышающие энергоэффективность процесса коммутации, реализуются при следующем алгоритме работы резонансного ключа:

1. В начале цикла коммутаций в резонансном конденсаторе C_k последовательного *LC*-контура накоплена начальная энергия, определяемая напряжением:

$$U_{Ck}(0) = E - \rho_k I_H, \quad (5)$$

где $\rho_k = \sqrt{L_k/C_k}$ – волновое сопротивление последовательного *LC*-контура.

При включении основного ключа **S** происходит перезаряд резонансного конденсатора C_k , и на его обкладках устанавливается полярность, необходимая для последующего запирающего основного ключа **S** при нулевом токе.

2. При включении вспомогательного ключа **Sa** в последовательном резонансном *LC*-контуре начинает нарастать ток, направленный встречно току нагрузки I_H основного ключа **S**. При этом ток в выходной цепи основного ключа **S** плавно спадает, обеспечивая снижение накопленного в ключе избыточного заряда:

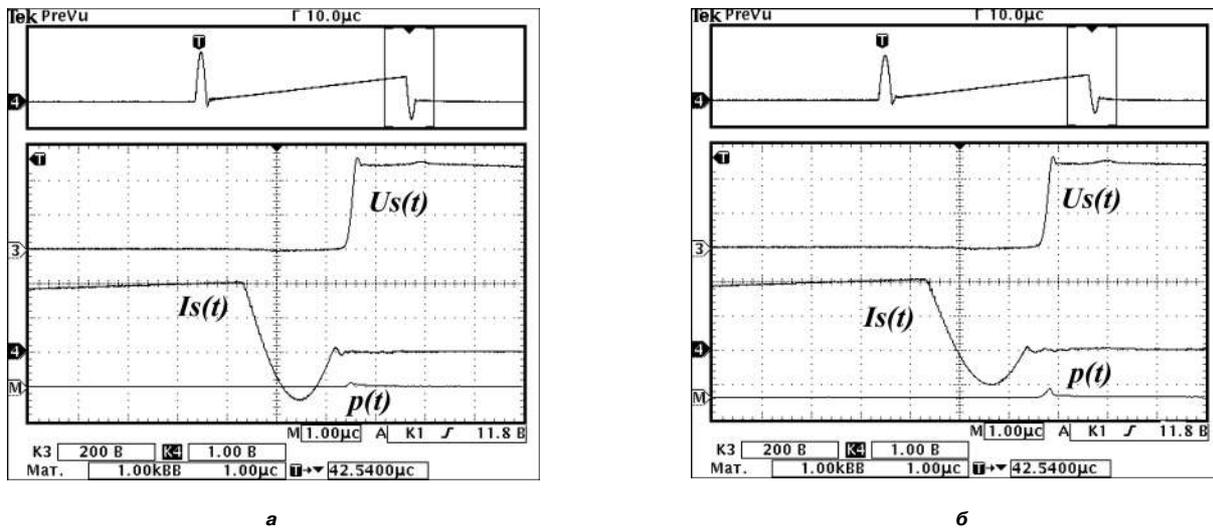


Рис. 5 Диаграммы выключения основного ключа **S** при нулевом токе: **а** – при индуктивности резонансного дросселя $L_k = 3,4$ мкГн; **б** – при индуктивности резонансного дросселя $L_k = 4,5$ мкГн

$$I_S(t) = I_H - \frac{U_{Ck}(0)}{\rho_k} \sin \omega_k t, \quad (6)$$

где $\omega_k = 1/\sqrt{L_k C_k}$ – круговая частота резонансного процесса в последовательном LC -контуре.

3. Энергия, запасенная в резонансном конденсаторе C_k , обеспечивает выполнение условия, при котором амплитуда тока в LC -контуре превышает ток нагрузки I_H . По достижении момента времени, когда ток в последовательном LC -контуре становится равным току нагрузки I_H , разность двух этих токов начинает замыкаться через встречно-параллельный диод D_s основного ключа **S**. При этом обеспечивается дополнительная задержка Δt_0 начала нарастания напряжения на основном ключе **S**, обеспечивающая эффективный разряд внутренней диффузионной емкости ключа и максимальное снижение амплитуды остаточного тока:

$$\Delta t_0 = 2\sqrt{L_k C_k} \arccos\left(\frac{I_H \rho_k}{U_{Ck}(0)}\right). \quad (7)$$

4. На интервале задержки Δt_0 происходит снятие импульса управления с основного ключа схемы **S**. Тогда в момент времени, при котором ток в последовательном LC -контуре вновь становится равным току нагрузки I_H , основной ключ **S** запирается при нулевом токе, и в его выходной цепи начинает нарастать напряжение. Поскольку вспомогательный ключ **Sa** остается в открытом состоянии, а ток резонансного дросселя L_k при этом равен току нагрузки I_H , процесс заряда резонансного конденсатора C_k и выходной емкости основного ключа **S** протекает по линейному закону:

$$U_S(t) = U_{Ck}(t) = \frac{I_H}{C_k} t. \quad (8)$$

Плавное изменение напряжения в выходной цепи основного ключа **S** обеспечивает устранение эффекта генерации остаточного тока через проходную емкость ключа. При увеличении напряжения на резонансном конденсаторе C_k до значения источника питания **E** отпирается противофазный диод **D**, и на резонансном конденсаторе C_k устанавливается начальное напряжение в соответствии с формулой (5). При этом цикл коммутаций, обеспечивающий запирающее основное ключа **S** при нулевом токе, завершается.

На рис. 5 представлены осциллограммы переходного процесса выключения основного ключа **S** в схеме с последовательным LC -контуром в соответствии с рассмотренным алгоритмом работы, на которых показано активное разделение фронтов тока и напряжения ключа и эффективное снижение мощности динамических потерь $p(t)$ по сравнению с режимом жесткой коммутации.

С увеличением индуктивности резонансного дросселя L_k скорость спада тока в выходной цепи основного ключа **S** снижается. При этом растет длительность обратного тока ключа, замыкающегося по цепи встречно- параллельного диода D_s .

Выводы

1. Представлены варианты практической реализации методов активного разделения фронтов на базе концепции резонансного ключа.

2. Принудительный разряд выходной емкости ключа реализован в схеме резонансного ключа с параллельным LC -контуром. Показано влияние параметров параллельного LC -контура на скорость изменения напряжения и тока в выходной цепи ключа, оптимальный выбор которых позволяет

обеспечить наиболее эффективное снижение энергии динамических потерь в переходном процессе включения.

3. Принудительный сброс тока нагрузки ключа реализован в схеме резонансного ключа с последовательным LC -контуром. Показано влияние параметров последовательного LC -контра на скорость изменения напряжения и тока в выходной цепи ключа, оптимальный выбор которых обеспечивает наиболее эффективное снижение энергии динамических потерь в переходном процессе выключения.

Работа выполнена на кафедре Промышленной электроники "НИУ "МЭИ" при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 14-07-00181).

Литература

1. *Воронин П. А., Воронин И. П., Щепкин Н. П.* Исследование энергии динамических потерь на интервалах установления стационарных состояний IGBT. Часть 1. Жесткая коммутация и коммутация с демпфирующими цепями // Практическая силовая электроника. – 2015, № 2 (58), С. 13–18.

2. *Воронин П. А., Воронин И. П., Щепкин Н. П.* Исследование энергии динамических потерь на

интервалах установления стационарных состояний IGBT. Часть 2. Активное разделение фронтов // Практическая силовая электроника. – 2015, № 2 (58), С.19–24.

3. *Воронин П. А., Воронин И. П.* Резонансные ключи: основные типы и применение // Электротехника. – 2013, № 12, С. 40–46.

4. *Hua G., Leu C., Lee F.* Novel zero-voltage-transition PWM converters. IEEE–PESC, 1992, pp. 55-61.

5. *Hua G., Yang E., Jiang Y., Lee F.* Novel Zero – Current Transition PWM Converters. IEEE–PESC, 1993, pp. 538-544.

Воронин Павел Анатольевич, к. т. н., доцент кафедры промышленной электроники "НИУ "МЭИ"; тел.: 8 (925) 143-40-11; e-mail: voroninpa@list.ru;

Воронин Игорь Павлович, к. т. н., старший преподаватель кафедры промышленной электроники "НИУ "МЭИ"; тел.: 8 (915) 486-13-65; e-mail: phd.voronin@gmail.com;

Рожков Денис Владимирович, аспирант кафедры промышленной электроники "НИУ "МЭИ"; тел.: 8 (926) 567-13-27; e-mail: rozhkovdv@gmail.com.

М. П. Бадер, П. Ф. Бестемьянов, В. А. Гречишников,
Данг Вьет Фук, М. В. Шевлюгин

ПОВЫШЕНИЕ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ В СИСТЕМЕ ТЯГОВОГО ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ МЕТРОПОЛИТЕНА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ 12-ПУЛЬСОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ АГРЕГАТОВ

M.P. Badior, P.F. Bestem'yanov, V.A. Gretchishnikov,
Dang Viet Phuc, M.V. Shevliugin

Power quality improvement of underground traction power
supply system using 12-pulse converter units

Рассмотрена имитационная модель работы системы тягового электроснабжения метрополитена с использованием 6- и 12-пульсовых преобразователей на тяговых подстанциях. С помощью разработанной модели произведена оценка влияния гармонических составляющих тягового тока на системы СЦБ, АЛС и АРС. Результаты моделирования проверены с помощью данных экспериментальных замеров. Теоретическим и экспериментальным путем получены вольтамперные характеристики тяговых подстанций с 12-пульсовыми преобразователями с учетом внешней системы электроснабжения. Произведена оценка коэффициента мощности тяговых подстанций с различными преобразователями на основе технического учета показателей энергопотребления.

Ключевые слова: качество электрической энергии, 12-пульсовые выпрямители, система тягового электроснабжения метрополитена, мешающие влияния на систему СЦБ, коэффициент мощности.

The paper considers a simulation model of underground traction power system operation implementing 6- and 12-pulse converters at traction substations. The developed model allowed evaluation of traction current harmonic components effect on signals and interlocking and automatic speed regulation systems. Simulation results were confirmed by experimental measurements. The authors obtained both theoretically and experimentally current-voltage characteristics of traction substations with 12-pulse converters with allowance for external electric power system. Estimation of tracking substations with various kinds converters power factor was performed based on technical account for electric power consumption indices.

Keywords: power quality, 12-pulse rectifiers, underground traction power supply system, signaling system disturbances, power factor.

В настоящее время на Московском метрополитене осуществляется масштабная модернизация, как парка подвижного состава, так и электроэнергетической инфраструктуры. Одно из направлений обновления тягового электроснабжения — это внедрение 12-пульсовых преобразовательных агрегатов. Другое направление модернизации, связанное с изменениями в городском энергетическом хозяйстве, — перевод питания тяговых подстанций (ТП) с 10 кВ на 20 кВ уровня напряжения первичной сети.

При внедрении на ТП нового электротехнического оборудования встает важный вопрос энергоэффективности, качества электрической энергии и надежности работы систем обеспечения безопасности движения поездов — СЦБ, АЛС и АРС с учетом введения в эксплуатацию новых типов электроподвижного состава (ЭПС) [1, 2].

Для оценки показателей работы устройств системы тягового электроснабжения (СТЭ), в среде *Matlab/Simulink* была разработана имитационная модель СТЭ метрополитена с учетом работы ЭПС [3]. Общая схема модели представлена на рис. 1. В модели предусмотрены все элементы электроэнергетической системы метрополитена при электроснабжении ЭПС на фидерной зоне с двухсторонним питанием, а именно: два независимых источника питания системы первичного электроснабжения

(PS), две ТП (Sub) с несколькими тяговыми агрегатами (TA), включающие в себя тяговые трансформаторы (ТТ) и преобразовательные агрегаты (РА), кабельные питающие линии (RL_p, RL_r), тяговая сеть с распределенными параметрами (R_{sil}) и ЭПС (Train). При этом система первичного электроснабжения может моделироваться, как с подводящими линиями 10 кВ, так и 20 кВ, а на ТП могут быть установлены преобразовательные агрегаты с 6-пульсовыми или с 12-пульсовыми (с параллельным соединением мостов без уравнивающего реактора) схемами выпрямления. ЭПС в данной модели представлен, как система из 4-х вагонов типа 81-740/741 (характерная для Филевской линии Московского метрополитена), в схеме каждого из которых предусмотрено следующее типовое электрооборудование: LC-фильтр; автономный инвертор напряжения на IGBT-модулях, который с помощью ШИМ преобразует напряжение постоянного тока в 3-фазную регулируемую систему напряжений для питания тяговых двигателей, с частотой в режиме тяги ЭПС 2400 Гц; блок PWM Generator для управления инвертором с синусоидальной широтно-импульсной модуляцией; четыре параллельно включенные тяговые асинхронные двигатели типа ДАТЭ-170-4У2 мощностью 170 кВт каждый. Для оценки показателей работы всех устройств в

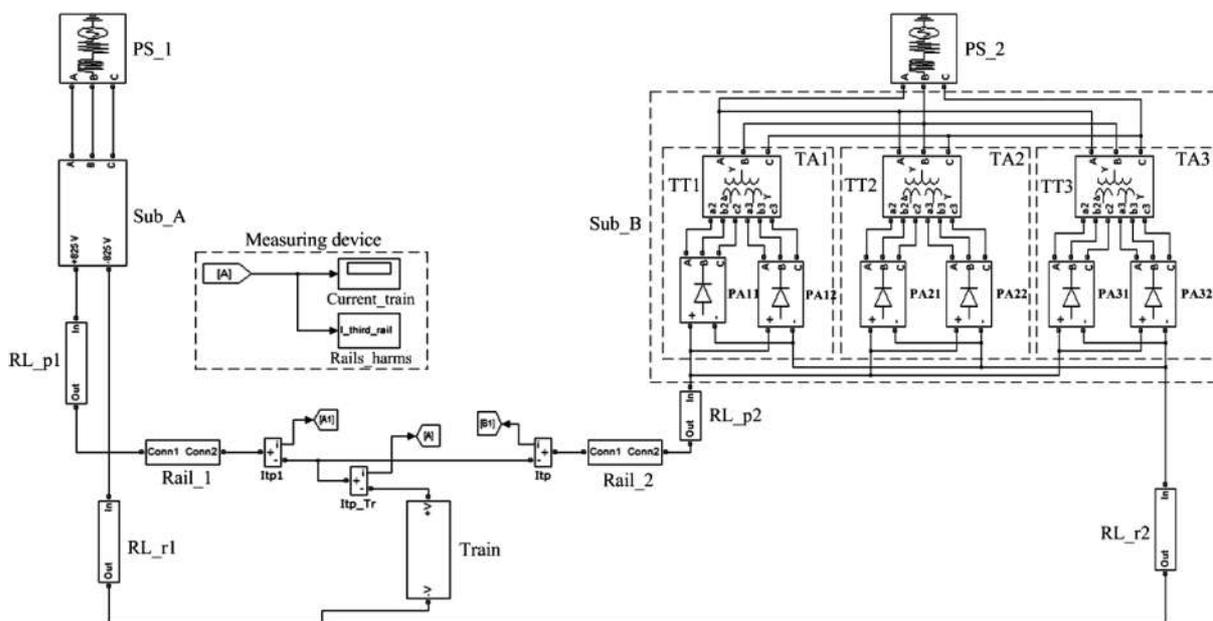


Рис. 1. Общая схема модели СТЭ с 12-пульсовыми преобразовательными агрегатами

модели предусмотрена система мониторинга и измерений (Measuring device) с автоматическим формированием базы выходных данных результатов моделирования для последующей статистической обработки.

С помощью разработанной модели были произведены массовые имитационные эксперименты, которые позволили получить зависимости токов и напряжений основного тягового электрооборудования ТП и ЭПС в функции времени. Для исследования мешающего влияния возникающих в тяговой сети помех на работу устройств СЦБ, АЛС и АРС были определены гармонические составляющие тягового тока на несущих частотах работы систем безопасности в функции времени методом Фурье [4]. На рис. 2 представлены теоретически полученные осциллограммы токов в тяговой сети на исследуемых частотах при использовании 12-пульсовых схем выпрямления на ТП.

Последующая статистическая обработка полученных массивов данных позволяет оценить возможное превышение токов на исследуемых частотах нормированных значений, что может привести к сбою в работе или отказу устройств СЦБ, АЛС и

АРС. В соответствии с ТМ 318370-07071-21ЖД06-2002 “Типовая методика оценки ЭМС путевых устройств рельсовых цепей систем интервального регулирования и контроля с электрооборудованием моделей вагонов метро и их модификаций на Московском метрополитене” максимальные действующие величины гармонических составляющих на каждой из рабочих частот $i_{(z)} = f(t)$ во временном окне 0,2 с, не должны превышать индивидуально нормативного значения. Разработанная в среде Delphi программа обработки данных моделирования позволяет определить максимальные действующие значения токов $I_{d(z)}^{(n)}$ для каждой гармоники в скользящем временном окне 0,2 с, составить массивы полученных значений, сортировать их, определить максимальные величины и отнести их к нормативным уровням. При этом действующие значения тока по каждой гармонике и для каждого временного окна в массиве рассчитывается по следующей формуле:

$$I_{d(z)}^{(n)} = \sqrt{\frac{1}{T(n)} \sum_{k=1}^m (i_{k(z)}^2 \Delta t_k)},$$

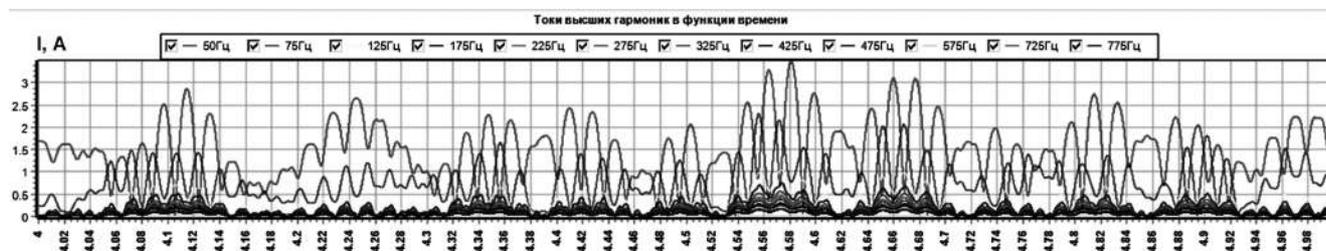


Рис. 2. Гармонические составляющие тока в тяговой сети в функции времени при использовании 12-пульсовых схем по результатам моделирования

где $I_{d(z)}^{(n)}$ — действующее значение тока гармоники с номером z в n -ном временном окне; $T^{(n)}$ — продолжительность n -го временного окна (в нашем случае — 0,2 с); $i_{k(z)}$ — мгновенное значение тока гармоники с номером z ; m — количество записей мгновенных значений тока гармоники с номером z в n -ном временном окне; Δt_k — шаг временной дискретизации (из-за адаптивной схемы численного интегрирования является переменным).

При оценке показателей работы СТЭ исследовались процессы в тяговой сети при питании от ТП с различными схемами выпрямления преобразовательных агрегатов. На рис. 3 показана столбчатая диаграмма максимальных величин действующих значений гармоник тока в тяговой сети на несущих частотах работы систем СЦБ, АЛС и АРС в процентном соотношении к нормируемым уровням по результатам моделирования с 6-пульсовыми и 12-пульсовыми схемами выпрямления на ТП. Результаты моделирования показали, что работа 12-пульсовых схем выпрямления, по сравнению с 6-пульсовыми, снижает уровень мешающих влияний на системы обеспечения безопасности движения поездов в среднем на 17%.

Проверка соответствия уровней спектральных составляющих токов ЭПС допустимым по влиянию на системы СЦБ, АЛС и АРС значениям выполнялась также и экспериментально. Замеры проводились на Филевской, Замоскворецкой и Люблинской линиях Московского метрополитена [5]. Измерения и регистрация тягового тока с 12-пульсовой схемой выпрямления выполнялась на ТП «Борисово» Люблинской линии, в цепи «отсоса» минус шины КВ-агрегата № 4. Измерения и регистрация выполнялись системой, состоящей из цифрового регистратора данных *LMS SCADAS Mobile*, управляемого ноутбуком, и индуктивного датчика тока. Частота дискретизации регистратора-измерителя составляет 10240 Гц.

При экспериментах было выявлено значительное превышение допустимых значений спектральных составляющих тока (табл. 1). На рис. 4

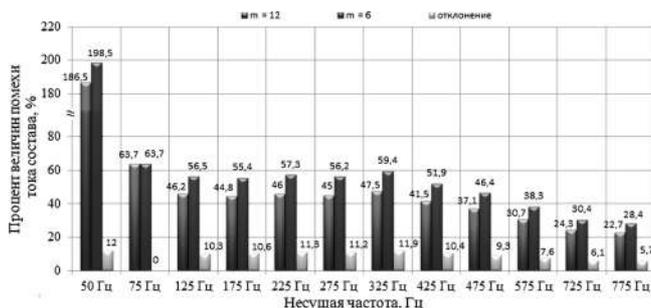


Рис. 3 Диаграмма максимальных величин действующих значений гармоник тока в тяговой сети на несущих частотах в процентном соотношении к нормируемым уровням по результатам моделирования с 6- и 12-пульсовыми схемами выпрямления

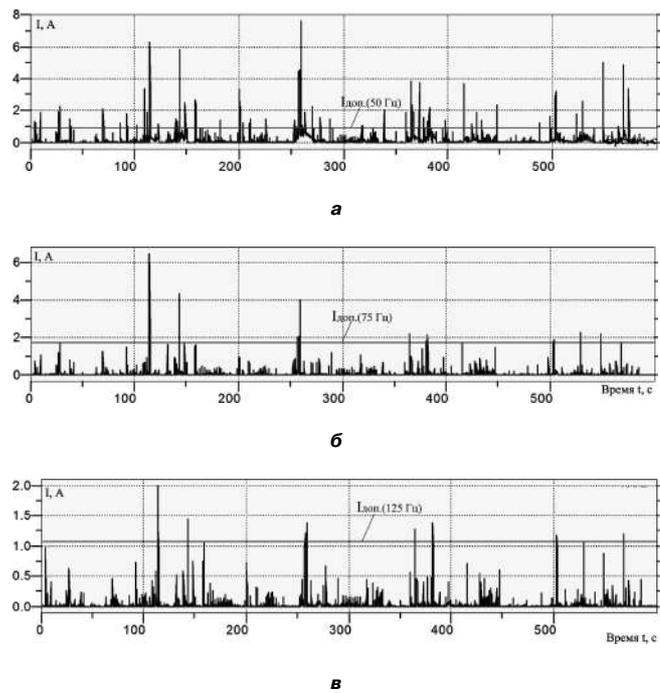


Рис. 4. Спектрограммы гармонических составляющих тягового тока на частотах: а – 50 Гц; б – 75 Гц; в – 125 Гц

представлен вид спектрограмм в одних временных осях для случаев с наибольшими превышениями токов на частотах в 50, 75 и 125 Гц. Полученные значительные превышения связаны с так называемыми единичными импульсными помехами, возникающими при проследовании каждым ЭПС неперекрываемых токоразделов, зон изолирующих стыков с местами подключения к рельсовой линии отсосов ТП или междроссельных перемычек.

Таблица 1. Максимальные превышения тяговых токов на частотах СЦБ, АЛС и АРС

Частота, Гц	50	75	125	175	225	275	325
Норм. значение, А	1	1,8	1,1	0,8	0,6	0,5	0,4
Значение, А	13,59	9,82	4,63	2,31	1,54	1,26	0,87
Превышение, %	1359	546	421	289	257	252	218

Подобные коммутационные процессы в тяговой сети, сопровождающиеся образованием электрической дуги, в имитационной модели не предусмотрены. Замеренные же токи гармоник в полосе исследуемых несущих частот систем СЦБ, АЛС и АРС [6, 7], генерируемые электрооборудованием тягового электроснабжения и ЭПС, показали хорошую сходимость с теоретическими данными имитационного моделирования.

Важным показателем качества электрической энергии является уровень напряжения в тяговой сети. Реализация необходимой мощности на тягу поездов при номинальном уровне напряжения будет осуществлена при меньшем токе, чем при сниженном напряжении. Следовательно, потери электрической энергии в тяговой сети и тяговых агрегатах также будут снижаться. Напряжение на

шинах ТП в значительной степени зависит от ее вольтамперной характеристики (ВАХ), которая в общем случае представляет собой зависимость мгновенного значения напряжения на шинах от мгновенного значения тока ТП. ВАХ считается важным показателем работы ТП и зависит в основном от системы внешнего электроснабжения, числа преобразовательных агрегатов на ТП, их мощности и схем выпрямления.

На рис. 5 показаны ВАХ для ТП с 6- и 12-пульсовыми выпрямителями. Представленные ВАХ получены для виртуальных ТП при компьютерном эксперименте на упомянутой выше модели с помощью системы мониторинга и измерений (Measuring device, рис. 1).

Для большего приближения к реальным условиям расчет ВАХ в модели производится с учетом внешней энергосистемы, по выражению, общий вид которого имеет вид:

$$U_{ш} = U_{xx} - \Delta U_{вс} - \Delta U_{ТП} = U_{xx} - U_{xx} \cdot \sin \frac{\pi}{m} \cdot u_k \cdot \frac{I_d}{I_{dном}} - I_{вс} \cdot Z_{вс};$$

$$Z_{вс} \cong X_{вс} = \frac{U_{л.тс}^2}{S_{кз}^{(3)}},$$

где $U_{ш}$ – среднее значение напряжения на шинах ТП; $\Delta U_{вс}$ – потери напряжения во внешней системе; $\Delta U_{ТП}$ – потери напряжения в ТП; U_{xx} – напряжение при холостом ходе на шинах ТП; ΔU_k – условное напряжение короткого замыкания трансформатора тягового агрегата; I_d – ток преобразовательного агрегата; $I_{d,ном}$ – ток преобразовательного агрегата номинальный; $I_{вс}$ – линейный ток первичной сети, приведенный к вторичной обмотке трансформатора; m – число пульсаций преобразователя; $Z_{вс}$ – полное сопротивление внешней сети; $U_{л.тс}$ – линейное напряжение тяговой сети; $S_{кз}$ – мощность короткого замыкания на вводах ТП.

В процессе моделирования, как и ожидалось, ВАХ ТП с 12-пульсовыми преобразовательными агрегатами в активной зоне работы оказалась выше уровнем и более стабилизированной.

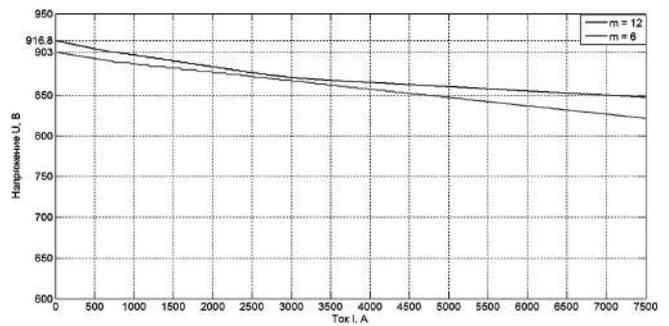


Рис. 5. Вольтамперные характеристики ТП с 6- и 12-пульсовыми выпрямителями по результатам моделирования

Результаты теоретических расчетов ВАХ проверялись с помощью экспериментальных замеров показателей работы ТП метрополитена – на протяжении нескольких суток с помощью статического анализатора [8, 9, 10] с миллисекундным шагом временной дискретизации проводились замеры токов и напряжений на шинах нескольких ТП с различными преобразовательными агрегатами. На рис. 6 представлена статистическая обработка экспериментальных данных в виде аппроксимированных ВАХ с 6- и 12-пульсовыми схемами выпрямления.

Таким образом, теоретические (рис. 5) и экспериментальные (рис. 6) исследования, а также опыт эксплуатации, подтверждают повышение уровня и стабилизацию напряжения на выходе преобразовательного агрегата при 12-пульсовых схемах выпрямления в активной зоне работы на 3–7%, что повышает качество энергии по уровню напряжения и может дать до 5–12% экономии электроэнергии.

При исследовании влияния на внешнюю сеть полупроводниковых преобразовательных агрегатов важно оценивать такой показатель качества электрической энергии, как коэффициент мощности ТП (K_M), который характеризует несинусоидальность тока из первичной сети, повышение потребления реактивной мощности и потерь электрической энергии в питающей сети, а также искажение формы питающего напряжения. В основном K_M ТП зависит от схемы выпрямления преобразовательных

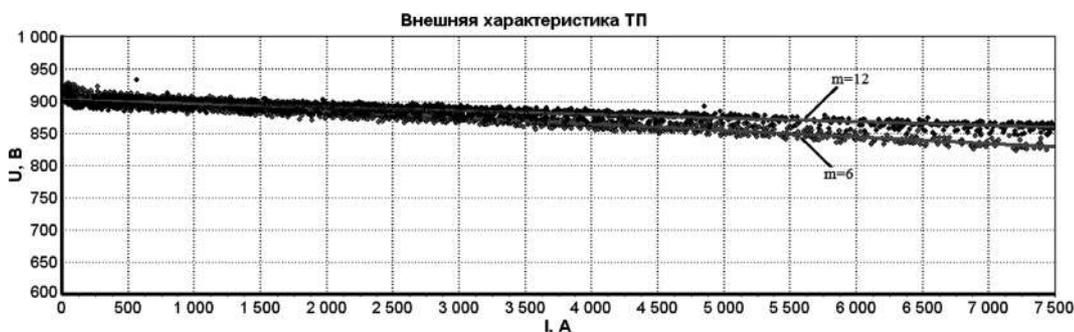


Рис. 6 ВАХ ТП с 6- и 12-пульсовыми выпрямителями по результатам экспериментальных замеров

агрегатов, характера тока нагрузки и величины выпрямленного тока, точнее коэффициента загрузки ТП (K_3), который определяется, как отношение выпрямленного тока тягового агрегата (I_d) к его номинальному значению ($I_{d,nom}$) для конкретного типа оборудования.

График энергопотребления ТП имеет крайне неравномерный характер с коэффициентом загрузки $K_3 = 0...2,5$ в зависимости от конкретных условий и, стало быть, коэффициент мощности при работе ТП так же непостоянен во времени. Подобная неравномерность обусловлена множеством потребителей энергии в тяговой сети, т. е. ЭПС, каждый из которых обладает импульсным характером энергопотребления с мощностью от 0 до 10 МВт в течение непродолжительного времени – порядка 20 с. Воспроизвести схожие условия работы СТЭ на разработанной модели достаточно сложная задача с неоправданно длительным временем проведения расчетов. В связи с этим оценка коэффициента мощности ТП метрополитена с различными схемами выпрямления можно произвести на основе экспериментальных данных, а именно с помощью замеров активного и реактивного расходов энергии посредством технического учета на КВ-агрегатах ТП с помощью автоматизированной системы коммерческого учета электроэнергии (АСКУЭ) [11, 5]. Сравнивались показатели нескольких тяговых подстанций:

- с 6-пульсовой схемой выпрямления – СТП-88 (ст. Площадь Ильича);
- с 12-пульсовой схемой выпрямления – СТП-907 (ст. Борисово), СТП-908 (ст. Зябликово), СТП-909 (ст. Шипиловская).

В данном случае АСКУЭ фиксировала часовые расходы электроэнергии. Среднее значение коэффициента мощности за расчетный период времени (как правило, за сутки) можно оценить по следующей формуле:

$$K_{M,cp} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^m K_{mi} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^m \left[\frac{P_i}{\sqrt{P_i^2 + Q_i^2}} \right],$$

где K_{mi} – средний коэффициент мощности за i -тый временной период измерения АСКУЭ; P , Q – средние значения активной и реактивной мощности соответственно за i -тый временной период измерения АСКУЭ; m – число периодов за расчетное время (как правило, за сутки).

Зависимость среднего за час коэффициента мощности одного КВ-агрегата для различных ТП от времени суток, по результатам экспериментальных замеров, представлена на рис. 7.

Замеры показывают увеличение коэффициента мощности отдельных ТП с 12-пульсовой схемой выпрямления, по сравнению с 6-пульсовой, в среднем за исследуемый период с 0,973 до 0,977.

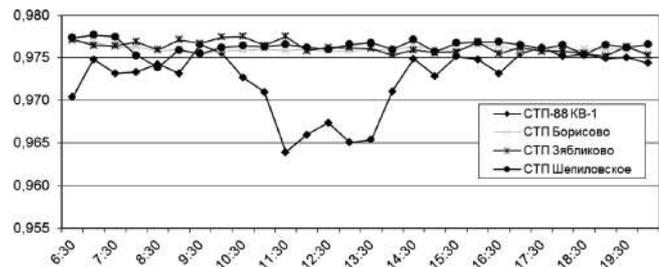


Рис. 7. Зависимость коэффициента мощности от времени суток для ТП с 6- и 12-пульсовыми схемами выпрямления

Увеличение коэффициента мощности с помощью 12-пульсовых выпрямителей определяет, в том числе, и их экономическую эффективность, заключающуюся в снижении потребления реактивной мощности, потерь и, как следствие, снижении общего энергопотребления. Увеличение потребления реактивной энергии при использовании 6-пульсовой схемы выпрямления по сравнению с 12-пульсовой по замерам АСКУЭ составило около 6%. При отсутствии данных АСКУЭ определить потребляемую ТП реактивную энергию теоретически можно следующим образом [5]:

$$A_q = A_p \cdot \operatorname{tg}(\arccos(K_M)),$$

где K_M – коэффициент мощности выпрямителя; A_q – реактивная энергия выпрямителя (квар × ч); A_p – переработка активной электроэнергии на тягу поездов одним выпрямителем (кВт × ч).

Однако в теоретическом расчете нельзя использовать средние за час величины K_M в виду все того же неравномерного, импульсного характера тяговой нагрузки. Одна из возможностей оценить K_M ТП и изменение потребления реактивной энергии – это использование уже упомянутого статического анализатора [9, 10] с миллисекундным шагом временной дискретизации, учитывая при этом аппроксимацию экспериментальной зависимости $K_M = f(K_3) = f(I_d/I_{d,nom})$ [12]. Тогда для оценки реактивной энергии, потребляемой преобразовательными агрегатами с 6-пульсовой схемой выпрямления, можно производить по формуле:

$$\begin{aligned} A_q &= \sum_{i=1}^m [A_{pi} \cdot \operatorname{tg}(\arccos(K_M))] = \\ &= \sum_{i=1}^m \left[I_i \cdot U_i \cdot \Delta t_i \cdot \operatorname{tg} \left(\arccos \left(0,9606 \cdot e^{-\frac{0,03935 \cdot I_{di}}{I_{d,nom}}} + \right. \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \left. + (-0,04644) \cdot e^{-\frac{7,87 \cdot I_{di}}{I_{d,nom}}} \right) \right) \right], \end{aligned}$$

где A_{pi} – переработка активной электроэнергии за i -тый временной период; I_i и U_i – мгновенные значения тока и напряжения ТП соответственно.

Выводы

1) Результаты по показателям качества электрической энергии, полученные на разработанной модели СТЭ с использованием 12-пульсовых преобразователей, показали хорошую сходимость с данными экспериментальных замеров. Полученные значения по высшим гармоническим составляющим тягового тока на некоторых несущих частотах работы систем СЦБ, АЛС и АРС превышают нормируемые уровни. При внедрении на метрополитене 12-пульсовых схем выпрямления уровень мешающих влияний на системы обеспечения безопасности движения поездов должно снизиться в среднем на 17%.

2) Теоретическая оценка ВАХ ТП на модели сходится с экспериментальными данными – повышение уровня напряжения при переходе на 12-пульсовые схемы выпрямления составило 3–7% и может обеспечить экономию энергии на тягу до 5–12%.

3) Натурные замеры и данные технического учета АСКУЭ показывают, что внедрение 12-пульсовых преобразовательных агрегатов в среднем за сутки может повысить коэффициент мощности ТП на 0,5–3%, при этом величина потребляемой из первичной системы реактивной мощности может снизиться на 4–18%.

Литература

1. *Гаев Д. В.* Внедрение энергосберегающих технологий [Текст] / Д. В. Гаев, А. В. Ершов, Л. А. Баранов, В. А. Гречишников, М. В. Шевлюгин // Мир транспорта, 2010, № 3, С. 3–7.

2. *Бадер М. П.* Электромагнитная совместимость тягового электроснабжения с линиями связи, устройствами железнодорожной автоматики и питающими электросетями [Текст]: дис. д-ра техн. наук / Бадер Михаил Петрович. – М.: МИИТ, 1999. – 495 с.

3. *Шевлюгин М. В.* Гармонические помехи тягового тока в системе электроснабжения метрополитена [Текст] / М. В. Шевлюгин, В. Ф. Данг // Мир транспорта, 2015, № 6.

4. *Гречишников В. А., Подаруев А. И., Шевлюгин М. В.* Преобразовательный агрегат емкостного накопителя энергии для системы тягового электроснабжения метрополитена. – Электротехника. 2011. № 5. С. 17–22.

5. Экспериментальные исследования и оценка работы оборудования и устройств в системе электроснабжения Московского метрополитена при питающем напряжении 20 кВ [Текст]: отчет о НИР; рук. Бадер М. П.; исполн.: М. П. Бадер, П. Ф. Бестемьянов, В. А. Гречишников, Ю. М. Иньков, М. В. Шевлюгин, Е. Г. Щербина, А. И. Яковлев. – М., 2012. – 224 с.

6. *Баранов Л. А., Бестемьянов П. Ф., Сидоренко В. Г., Щербина Е. Г.* Метод оценки изменения электромагнитной обстановки в местах функционирования систем интервального регулирования движения поездов.

– Наука и техника транспорта, 2013. № 3. С. 035–040.

7. *Bestem'yanov P. F.* A method of statistical modeling of electromagnetic interference in automatics and telemechanics channels in railway transport. Russian Electrical Engineering. 2015. Т. 86. № 9, С. 503–508.

8. *Баранов Л. А., Бродский Ю. А., Гречишников В. А., Подаруев А. И., Пупынин В. Н., Шевлюгин М. В.* Оценка эффективности использования стационарных емкостных накопителей энергии в метрополитене на основе экспериментальных замеров показателей работы системы тягового электроснабжения. – Электротехника, 2010, № 1, С. 62–65.

9. *Гречишников, В. А.* Универсальный измеритель [Текст] / В. А. Гречишников // Мир транспорта. – 2005, № 3 (11), С. 44–51.

10. Универсальный измеритель для тяговых подстанций и электроподвижного состава метрополитенов. Патент на полезную модель №43977 [Текст] / В. В. Андреев, В. А. Гречишников, В. Н. Пупынин, М. В. Шевлюгин [и др.]; заявитель и патентообладатель ОАО “Метрогипротранс”. – опубл. 10.02.05.

11. *Бадер М. П., Гречишников В. А., Шевлюгин М. В., Король Ю. Н.* Анализ показателей работы силового оборудования системы тягового электроснабжения ОАО “РЖД” на основе мониторинга тяговых подстанций в режиме реального времени. – Электроника и электрооборудование транспорта. 2011, № 5–6, С. 5–8.

12. Двенадцатипульсовые полупроводниковые выпрямители тяговых подстанций [Текст] / Б. С. Барковский [и др.]; под ред. М. Г. Шалимова. – М.: Транспорт, 1990. – 127 с.

Бадер Михаил Петрович, доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой “Электроэнергетика транспорта” Московского государственного университета путей сообщения Императора Николая II (МИИТ), E-mail: badjor@mail.ru;

Бестемьянов Петр Филимонович, доктор технических наук, профессор, директор Института транспортной техники и систем управления Московского государственного университета путей сообщения Императора Николая II (МИИТ), E-mail: ilemsmiit@yandex.ru;

Гречишников Виктор Александрович, доктор технических наук, профессор кафедры “Электроэнергетика транспорта” Московского государственного университета путей сообщения Императора Николая II (МИИТ), E-mail: victor_gre@mail.ru;

Шевлюгин Максим Валерьевич, доктор технических наук, профессор кафедры “Электроэнергетика транспорта” Московского государственного университета путей сообщения Императора Николая II (МИИТ), E-mail: mx_sh@mail.ru.

Данг Вьет Фук, аспирант кафедры “Электроэнергетика транспорта” Московского государственного университета путей сообщения Императора Николая II (МИИТ), E-mail: dvietchuc1984@yahoo.com.

С. В. Аверин, В. Е. Щетинин

АЛГОРИТМ УПРАВЛЕНИЯ СИЛОВЫМИ КЛЮЧАМИ МНОГОЯЧЕЙКОВОГО ИНВЕРТОРА В РЕЖИМЕ ШИМ

S. V. Averin,
V.E. SchetininPower switches switching algorithm
for multi-cell PWM inverter

В статье рассмотрены вопросы формирования напряжения на входе фильтра многоячейкового инвертора с ШИМ регулированием выходного напряжения.

Для формирования выходного напряжения многоячейкового инвертора предложен алгоритм переключения силовых транзисторов ячеек. Такой алгоритм позволяет сформировать на выходе силовой ячейки напряжение, аппроксимирующее синусоидальное, и обеспечить при этом равномерную загрузку всех ячеек инвертора. Показана работоспособность предлагаемого алгоритма при увеличении числа ячеек инвертора.

Приведены результаты имитационного компьютерного моделирования инвертора при различных параметрах регулирования напряжения и результаты спектрального анализа выходного напряжения инвертора.

Ключевые слова: источник вторичного электропитания, инвертор, ШИМ, спектральный анализ напряжения.

The paper tackles the issues of voltage generation at the input of the output filter of a multi-cell PWM inverter.

The authors suggested a switching algorithm for power switches of each cell to form the output voltage of a multi-cell inverter. The developed algorithm allows form a multi-pulse voltage approximating the sinewave at the output of each cell, providing herewith a uniform loading of each inverting cell. The paper proves the efficiency of the developed algorithm while increasing the number of cells of the inverter.

The paper presents computer simulation results under various parameters of the inverter output voltage regulation, as well as the results of the inverter output voltage harmonic analysis.

Keywords: secondary electric power source, inverter, PWM, voltage harmonic analysis.

Современный этап развития авиационной техники характеризуется расширением круга решаемых сложных задач, связанных с внедрением новейших систем жизнеобеспечения экипажа и повышением комфорта пассажиров, совершенствованием традиционных систем бортового оборудования, увеличением объема и трафика информационных и вычислительных комплексов. Увеличение числа бортовых электронных устройств — средств связи, навигации, автоматизированных систем, внедрение цифровых электронных систем управления приводит к росту потребляемых ими мощностей и необходимость повышения их надежности и отказоустойчивости. Это требует постоянного совершенствования энергетических систем летательного аппарата.

Одним из основных стандартов бортовой сети электропитания является трехфазная сеть переменного тока с фазным напряжением 115 В частотой 400 Гц. В режиме штатной работы генераторы обеспечивают необходимую мощность питания. Однако, в случае отказа основных источников электропитания, задействуется резервное питание от бортового аккумулятора. Для преобразования постоянного напряжения аккумулятора в переменное напряжение заданного качества для питания бортовых систем, необходим инвертор напряжения.

Как правило, на выходе силового каскада инвертора формируют последовательность прямоугольных импульсов. Для целого ряда нагрузок переменного тока (осветительные и нагревательные и др. устройства) такая форма питающего напряже-

ния допустима, или приемлема (электродвигатели, обмотки электромагнитов, реле и т. д.). Однако большинство жизненно важных систем ЛА чувствительны к качеству напряжения питания, что требует обеспечения заданного качества синусоидального напряжения для снижения уровня радиопомех, минимизации использования фильтров со стороны потребителей и линий связи. Кроме того, при синусоидальной форме напряжения передача энергии по обычным проводным линиям не вызывает искажения формы напряжения.

Обеспечение потребностей бортовой сети требует постоянного роста мощности инверторов. Однако текущее состояние отечественной элементной базы не дает возможности разработать инвертор требуемой мощности на базе одного силового каскада.

Одним из возможных решений увеличения выходной мощности и улучшения качества выходного напряжения инвертора является применение многоячейковых инверторов, позволяющих распределение нагрузки между несколькими силовыми ячейками. Применение управления силовой частью такого инвертора с помощью микроконтроллера позволит качественно улучшить характеристики инвертора в том числе и его удельную мощность.

Задача деления нагрузки между ячейками инвертора рассмотрена в литературе, например, [1, 2]. Известные методы формирования выходного напряжения предполагают пропорциональное смещение угла включения следующей ячейки, либо подразумевают неравномерную нагрузку на отдельные ячейки инвертора. Многоячейковое

преобразование дает возможность сформировать выходное напряжение, по форме приближающееся к синусоидальной, а также, помимо формирования выходного напряжения с улучшенным спектральным составом, позволяет уменьшить нагрузку на отдельные силовые каскады. Применение N -ячейкового регулятора выходного напряжения позволяет равномерно распределить ток по всем ячейкам и, таким образом, обеспечить ток каждой ячейки в N раз меньше тока нагрузки.

Структура инвертора, состоящего из N силовых преобразовательных ячеек (СПЯ1...СПЯ $_N$) показана на рис. 1. В инверторе использован разработанный авторами алгоритм приближения формы выходного напряжения ячеек к синусоидальной форме. Особенность представленного алгоритма заключается в использовании синусоидального напряжения в качестве опорного для вычисления моментов коммутации силовых ключей ячеек инвертора и равномерного распределения времени работы ячеек независимо от их числа.

При реализации разработанного алгоритма моделируемый сигнал представляет собой многоуровневую аппроксимацию синусоидального сигнала. Аппроксимированный сигнал вписывается в огибающую синусоиду. При этом происходит смещение амплитуды сигнала аппроксимации относительно максимального уровня опорной синусоиды. Величина значения амплитуды напряжения аппроксимации Y_A рассчитывается из условия максимума отношения площадей под кривой аппроксимирующего сигнала и под кривой опорного синусоидального сигнала на половине периода рассматриваемой функции как:

$$\gamma = S_A / S_{\sin}, \tag{1}$$

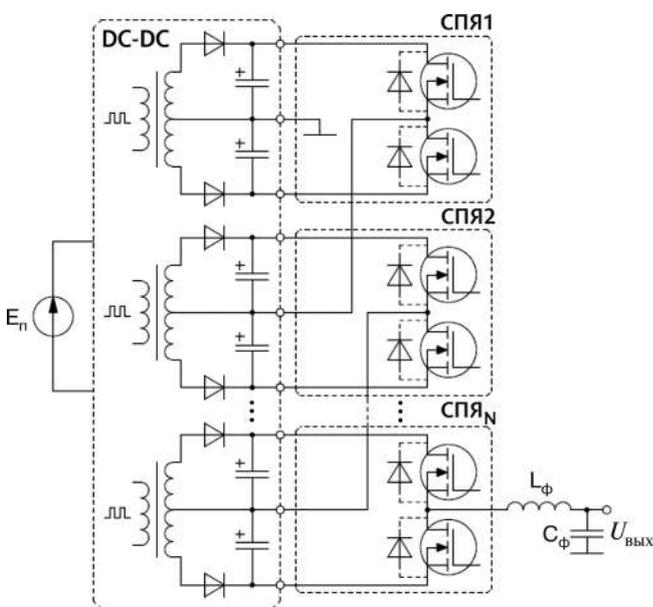


Рис. 1. Структура многоячейкового инвертора

где S_A – площадь под кривой аппроксимации;

S_{\sin} – площадь под опорной синусоидой.

Задаваясь числом ячеек и значением угла переключения первого уровня аппроксимирующего напряжения $\alpha_1 > 0$, вычисляем амплитуду первого уровня аппроксимирующего напряжения как $Y_{1A} = \sin \alpha_1$. Из условия равенства уровней напряжений $Y_{2A} = 2Y_{1A}, \dots, Y_{NA} = NY_{1A}$ и ограничения

$$Y_A = \sum_{i=1}^N Y_{iA} < 1,$$

определяем углы переключения как точки пересечения последующих заданных уровней аппроксимирующего напряжения с опорной синусоидой на первой четверти периода. После этого вычисляем величину площади под кривой аппроксимирующего напряжения. Последовательным приближением находим максимум отношения (1) и соответствующую Y_A .

Рассмотрим инвертор, состоящий из четырех ячеек. Согласно (1), $\gamma = 0,72$, при $Y_A = 0,8$.

Точки пересечения синусоидального сигнала и аппроксимирующего определяются по формуле:

$$\alpha_i = \arcsin\left(\frac{Y_{N/2-i}}{N/2}\right), \tag{2}$$

где N – число ячеек инвертора, $i = 0 \dots N$.

На рис. 2 изображены линии пересечения уровней аппроксимирующего и опорного синусоидального напряжений.

Для обеспечения равномерной нагрузки всех ячеек инвертора предложено каждый временной интервал формирования уровня аппроксимирующего напряжения разбить на равные субинтервалы по количеству ячеек инвертора. При этом каждый уровень напряжения формируется как последовательным, так и параллельным сложением напряжений ячеек инвертора.

Моменты переключения силовых ключей ячеек инвертора определяются по следующей формуле:

$$\alpha_j^i = \frac{\alpha_{i+1} - \alpha_i}{N} + \alpha_{j-1}^i, \tag{3}$$

где $j = 1 \dots N$ – порядковый номер субинтервала уровня напряжения.

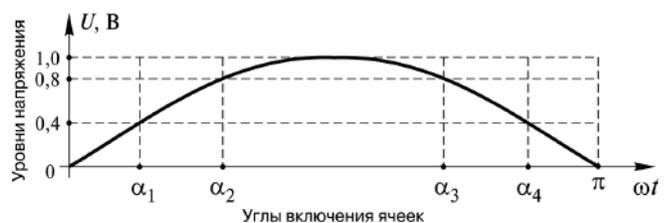


Рис. 2. Формирование аппроксимирующего напряжения



Рис. 3. Разбиение уровней напряжения по времени включения каждой ячейки, исходя из числа ячеек

На рис. 3 показано разбиение интервалов на субинтервалы для определения моментов переключения силовых ключей ячеек инвертора.

На рис. 4 приведена диаграмма переключения силовых ключей инвертора и полученный суммарный аппроксимирующий сигнал. На первом интервале сумма напряжений всех ячеек равна нулю, на втором интервале сумма напряжений равна половине входного напряжения, на третьем – входному напряжению и так далее. Параметры аппроксимирующего напряжения (рис. 4) определены по формулам (2) и (3).

На рис. 5 приведен порядок работы ячеек инвертора, обеспечивающий их равномерную загрузку независимо от их числа. Заштрихованные области соответствуют интервалам работы верхних ключей полумостовых схем, незаштрихованные области соответствуют интервалам работы нижних силовых ключей полумостовых схем инвертора.

Предложенный алгоритм переключения силовых ключей ячеек инвертора позволяет создать масштабируемые схемы их переключения. Теоретически, максимальное число ячеек инвертора зависит от минимального времени коммутации силового ключа, входящего в состав одной ячейки инвертора.

В качестве исследуемой модели выбран инвертор с числом ячеек, равным восьми. Моменты переключения ключей ячеек рассчитаны по описанному выше алгоритму.

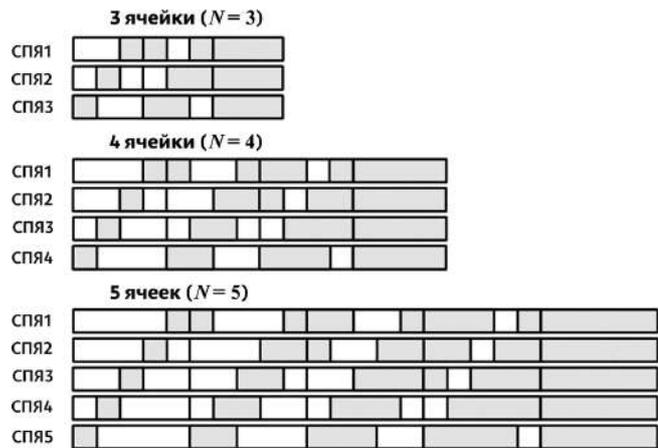


Рис. 5. Порядок работы ячеек инвертора

Согласно формуле (1), оптимальная величина верхнего уровня составляет 0,9, при этом значение коэффициента верхнего уровня равно 0,839.

Согласно формуле (2), вычисляем углы переключения силовых ключей ячеек инвертора. В табл. 1 приведены результаты вычислений углов переключения силовых ключей для выходного напряжения частотой 400 Гц.

Таблица 1

α_1	α_2	α_3	α_4	α_5	α_6	α_7	α_8
0,0954	0,1969	0,3155	0,4986	0,7513	0,9344	1,053	1,1545

Субинтервалы переключения силовых ключей СПЯ инвертора определяются в соответствии с формулой (3).

Работоспособность алгоритма при формировании напряжения, аппроксимирующего синусоидальное, с помощью восьми СПЯ проверена в программном пакете *OrCAD Pspice*.

Форма напряжения на входе силового фильтра при коэффициенте равном 1 приведена на рис. 6.

На рис. 7 показано выходное напряжение инвертора, а на рис. 8 его спектральный состав.

На рис. 9 приведена форма напряжения на входе фильтра, а на рис. 10 – форма выходного напряжения при увеличении входного напряжения на 20%. Спектр выходного напряжения (рис. 10) показан на рис. 11.

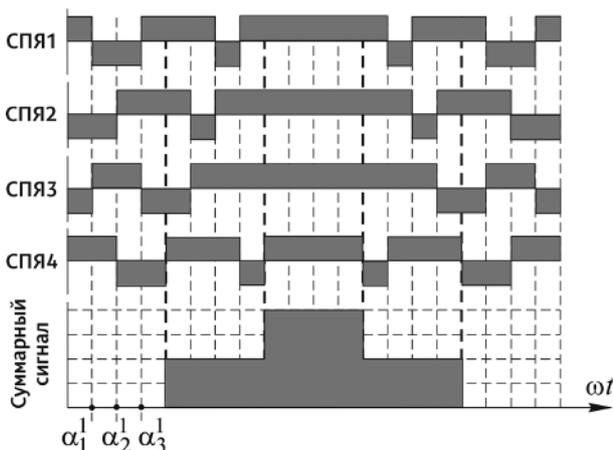


Рис. 4. Диаграммы переключения силовых ячеек

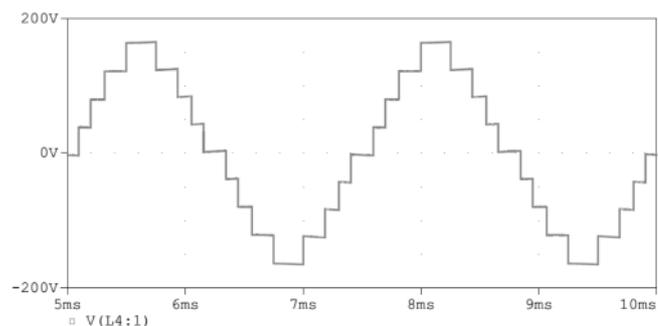


Рис. 6. Напряжение на входе силового фильтра при коэффициенте заполнения, равном 1

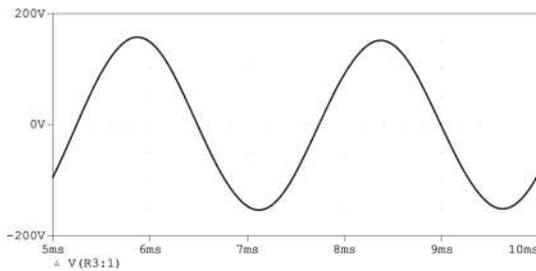


Рис. 7. Выходное напряжение инвертора при коэффициенте заполнения, равном 1

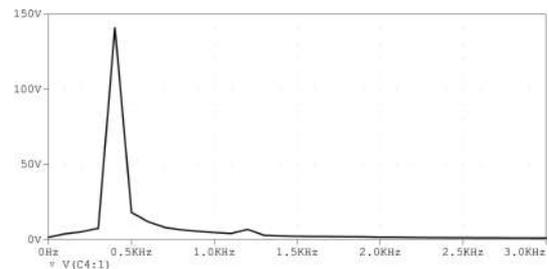


Рис. 11. Спектр выходного напряжения инвертора при увеличении напряжения сети на 20%

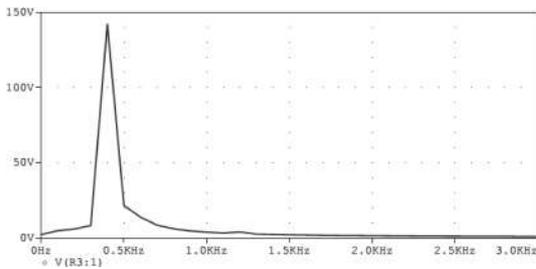


Рис. 8. Спектр выходного напряжения инвертора при коэффициенте заполнения, равном 1

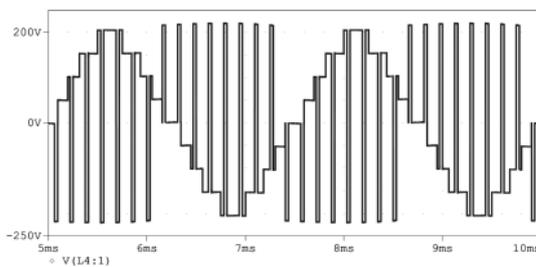


Рис. 9. Напряжение на входе силового фильтра при увеличении напряжения сети на 20%

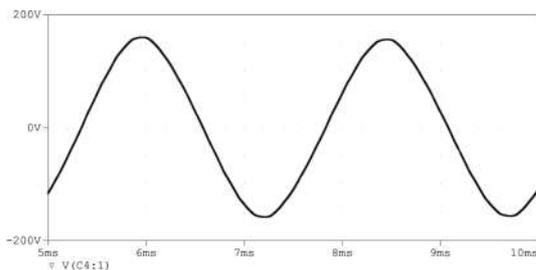


Рис. 10. Выходное напряжение инвертора при увеличении напряжения сети на 20%

С увеличением глубины регулирования в спектре выходного напряжения начинает проявляться пятая гармоника.

Выводы

1. Предложен алгоритм формирования выходного напряжения инвертора с многоячейковой структурой, позволяющий получить синусоидально аппроксимированное напряжение на выходе инвертора при равной нагрузке на единичную ячейку.

2. Продемонстрирована работоспособность алгоритма при различном числе ячеек инвертора.

3. Получены выражения для определения интервалов работы силовых ячеек инвертора и субинтервалов для определения моментов переключения силовых ключей ячеек инвертора при формировании соответствующих уровней напряжения на входе фильтра.

4. Показано изменение интервалов работы, позволяющие регулировать выходное напряжение инвертора посредством ШИМ регулирования.

Литература

1. Бражников А. В., Бабин В. А., Белозеров И. Р. Увеличение числа фаз как способ совершенствования технико-экономических показателей и расширения области применения автономных инверторов напряжения // Успехи современного естествознания, 2010 г., № 3, С. 110–111.
2. Мыцык Г. С. Методология структурно-алгоритмического синтеза и анализа малоискажающих устройств силовой электроники для электротехнических комплексов автономных объектов, диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук, Москва 2001, МЭИ, 432 с.
3. Источники вторичного электропитания. Под редакцией Ю. И. Конева – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1990, 280 с.
4. Мыцык Г. С. Преобразование параметров многофазных сигналов на основе принципа квазиполосной модуляции // Электричество, 1986, № 11, С. 45–55.
5. Конев Ю.И. Некоторые проблемы развития источников вторичного электропитания // Научно-технический сборник “Электропитание”, 1993, №1, С. 5–15.
6. Щетинин В. Е., Аверин С. В. Алгоритм формирования выходного напряжения многофазного инвертора с синусоидальной аппроксимацией включения ячеек // Вестник Московского авиационного института, 2015, Т. 22, № 4, С. 159–167.

Аверин Сергей Владимирович, к. т. н., доцент, заведующий кафедрой “Микроэлектронные электросистемы” МАИ, тел.: +7(499) 158-44-26, e-mail: a_cb@mail.ru;

Щетинин Владимир Евгеньевич, аспирант кафедры “Микроэлектронные электросистемы” МАИ, тел.: +7(916) 591-20-45, e-mail: shetininve@gmail.com.

Ю. Н. Либенко, А. А. Петровичев, А. Н. Четин

ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ДЛЯ УСТРОЙСТВ НА БАЗЕ ОТКРЫТЫХ СТАНДАРТОВ

Y. Libenko, A. Petrovichev,
A. Chetin

Electric Power Supplies for Applications Based on
Open Specifications

Рассмотрены основные отличительные особенности источников электропитания для устройств, выполненных на базе ряда открытых стандартов, и аспекты их применения в этих устройствах.

Ключевые слова: источники электропитания, устройства на базе открытых стандартов, крейт, слот.

The paper considers the principal distinctive features of electric power supplies for applications realized on the basis of a number of open specifications, and their implementation aspects for such kind of applications.

Key words: electrical power supply, device based on open specification, crate, slot.

Общие сведения об устройствах на базе открытых стандартов

В настоящее время в мировой практике наблюдается устойчивый рост направлений техники и различных видов РЭА в этих направлениях, использующих преимущества применения в них вычислительных устройств на базе так называемых “открытых стандартов”. Наиболее широко такие устройства применяются для создания автоматизированных систем управления, в том числе всевозможными технологическими процессами в производстве, в инфокоммуникационных технологиях и информационно-измерительных системах различного уровня и назначения. Естественно, что каждое из вышеперечисленных направлений техники имеет свои особенности, существенно влияющие на принятие технических решений при создании для них РЭА

В рассматриваемых направлениях широко используются устройства на базе следующих открытых стандартов:

- ✓ CompactPCI и CompactPCI Serial – в автоматизированных системах управления производством;
- ✓ AdvancedTCA и MicroTCA – в инфокоммуникационных технологиях;
- ✓ VXI и PXI – в информационно-измерительных системах;
- ✓ PC/104 – в автоматизированных системах подвижных объектов.

Международными консорциумами в открытых стандартах предусмотрены наиболее оптимальные для вышеперечисленных направлений особенности, заключающиеся как в установлении единых обязательных требований по концептуальным вопросам создания соответствующей РЭА, так и в наличии при этом положений, предоставляющих право разработчикам учитывать ее специфические требования, а также собственные возможности. Основными преимуществами применения открытых стандартов для создателей РЭА являются:

- ✓ высокая степень внутри- и межпроектной унификации;
- ✓ ускоренные сроки и упрощенная технология создания изделий (включая наладку и испытания), гарантийного и постгарантийного обслуживания, а также ремонта;
- ✓ наличие на рынке широкой номенклатуры необходимых стандартных составных частей, выпускаемых предприятиями различных стран мира, входящими в вышеупомянутые консорциумы.

Создание оригинальных функциональных узлов для устройств на базе открытых стандартов выполняется разработчиками изделий по единым установленным требованиям.

Источники электропитания (ИЭП) для этих устройств также создаются в соответствии с относящимися к ним требованиями открытых стандартов. Основные технические особенности применения ИЭП в устройствах на базе этих стандартов приведены ниже. Ряд вопросов, касающихся реализации ИЭП в условиях отечественного производства, будет рассмотрен в следующем номере журнала.

Общие сведения об электропитании устройств на базе открытых стандартов

Все устройства, выполненные на базе открытых стандартов, по конструктивному облику можно разделить на два вида: устройства, представляющие собой набор модулей, установленных в крейт того или иного типа, и устройства, также представляющие собой набор модулей, но объединенных в стек. С позиции некоторых отличий, присущих ИЭП для конкретных устройств: форм-факторов, мест расположения и их количества в устройствах, первый вид можно дополнительно разделить на две основные группы.

В первой группе ИЭП выполнены аналогично входящим в этот крейт функциональным узлам – в виде разъемных электронных модулей первого уровня разукрупнения. Все модули устанавлива-

ются в кейс с лицевой стороны, что обеспечивает возможность их оперативной замены при необходимости. К этой группе относятся устройства на базе стандартов: MicroTCA, CompactPCI, CompactPCI Serial и AdvancedTCA.

Во вторую группу входят устройства на базе стандартов VXI и PXI, ИЭП которых устанавливаются на задней панели кейса.

Устройства на базе стандарта PC/104 выполнены в виде стека и содержат в своем составе функциональные узлы и ИЭП, конструктивно представляющие собой печатные платы с элементами и разъемами [1]. Электрические связи между платами обеспечиваются сочленением их соответствующих разъемов в процессе сборки стека. Внешние цепи подключаются с помощью других разъемов на этих платах.

Устройства на базе открытых стандартов используют для электропитания напряжение переменного тока – 220 В, 50 Гц, либо напряжение постоянного тока различных номиналов: 12 В, 24 В, 48 В, 110 В. Для этого предусмотрено наличие номенклатурного ряда ИЭП на соответствующие номинальные значения входного напряжения.

Основными номинальными значениями выходных напряжений ИЭП являются: 3,3 В; 5 В и 12 В (постоянного тока). Количество выходных каналов с этими напряжениями, мощность каждого из них, а также суммарное значение выходной мощности ИЭП определяется требованиями конкретного стандарта.

Рассмотрим более подробно отличительные особенности реализации ИЭП и их применения в соответствии с требованиями каждого из вышеперечисленных открытых стандартов.

CompactPCI и CompactPCI Serial

ИЭП для устройств на базе обоих стандартов имеют схожий конструкционный облик – представляют собой электронные модули первого уровня разукрупнения, предназначенные для установки в кейс с лицевой стороны.

Для ИЭП входным может быть напряжение 220 В, 50 Гц переменного тока или напряжение постоянного тока в диапазонах: 18–38 В, 36–72 В, 43–110 В, 66–154 В. В ИЭП на базе стандарта CompactPCI (рис. 1) имеется четыре силовых канала: +12 В,



Рис. 1. ИЭП на базе стандарта CompactPCI

–12 В, 5 В и 3,3 В, основным является канал 5 В. Суммарная мощность всех выходных каналов ИЭП достигает 500 Вт.

Конструкция кейса устройства на базе стандарта CompactPCI (рис. 2) позволяет установить во все слоты однотипные ИЭП [2].

В состав ИЭП входит микроконтроллер, выполняющий следующие задачи:

- ✓ контроль работоспособности преобразователя напряжения, общего для всех выходных каналов;
- ✓ контроль напряжения в каждом из выходных каналов;
- ✓ контроль входного напряжения;
- ✓ информационное взаимодействие с процессорным модулем устройства [2].

Охлаждение ИЭП осуществляется с помощью системы воздушного охлаждения кейса (группы вентиляторов). Также стандартом предусматривается применение кондуктивного способа охлаждения.

Стандарт CompactPCI Serial, созданный в 2011 году, является дальнейшим развитием стандарта CompactPCI, в связи с чем его ИЭП (рис. 3), по сравнению с предыдущим, имеет ряд отличий. В первую очередь, изменилось число выходных каналов: с четырех до двух: +12 В и +5 В. Суммарная



Рис. 2. Кейс устройства на базе стандарта CompactPCI



Рис. 3. ИЭП на базе стандарта CompactPCI Serial

мощность обоих выходных каналов осталась неизменной (до 500 Вт).

В ИЭП стандарта CompactPCI Serial в качестве основного используется канал +12 В, а канал +5 В – вспомогательный. По этой причине использование ИЭП на базе стандарта CompactPCI в устройствах CompactPCI Serial, и, наоборот, не представляется возможным. На рис. 4 показан крейт устройства на базе стандарта CompactPCI Serial [3].

Охлаждение ИЭП осуществляется способами, аналогичными применяемым в устройствах на базе стандарта CompactPCI.

Функции, обеспечиваемые ИЭП на базе обоих стандартов, вызывают необходимость создания для наладки и проведения их испытаний специализированного рабочего места, включающего в свой состав имитатор нагрузки каналов, а также имитатор крейта с процессорным модулем.

AdvancedTCA и MicroTCA

Стандарт AdvancedTCA (ATCA) явился ответом на требования телекоммуникационной индустрии, которые оказались не под силу стандарту CompactPCI.

ИЭП на базе стандарта ATCA (рис. 5) представляет собой функционально и конструкционно законченный узел в виде разъемного электронного модуля первого уровня разукрупнения. Он устанавливается в крейт горизонтально на специально отведенное для него место под функциональными модулями устройства. Стандарт ATCA предусматривает установку в крейт (рис. 6) только одного ИЭП. Через разъем, расположенный на лицевой панели ИЭП, на его вход подается переменное напряжение 220 В, 50 Гц. Выходное напряжение ИЭП (48 В постоянного тока) распределяется в крейте по всем его слотам. Выходная мощность ИЭП составляет 500 Вт [4].

Стандарт MicroTCA (μ TCA) является дальнейшим развитием ATCA, нацеленным на использование в компактных системах, а так же в более широкой области применения. Помимо телекоммуникации, стандарт получил распространение в системах двойного назначения.

ИЭП на базе стандарта μ TCA (рис. 7) представляет собой функционально и конструкционно законченный узел в виде электронного модуля первого уровня разукрупнения, который устанавли-



Рис. 4. Крейт устройства на базе стандарта CompactPCI Serial



Рис. 5. ИЭП на базе стандарта ATCA

вается в крейт вертикально совместно с функциональными модулями устройства. Стандарт μ TCA предусматривает установку в крейт, в зависимости от количества имеющихся в нем слотов, от одного до 4 однотипных ИЭП. На рис. 8 приведен пример крейта с 16 слотами, допускающий установку в нем до четырех ИЭП. Это позволяет повысить безотказность системы электропитания устройства путем резервирования отдельных выходных каналов ИЭП [5].

Через разъем, расположенный на лицевой панели ИЭП, подается входное напряжение 220 В, 50 Гц переменного тока или напряжение в диапазоне от 36 В до 72 В постоянного тока.

ИЭП на базе стандарта μ TCA формирует два выходных напряжения: 12В; и 3,3В постоянного тока. Каждое из этих напряжений поступает к соот-



Рис. 6. Крейт устройства на базе стандарта ATCA



Рис. 7. ИЭП на базе стандарта μ TCA



Рис. 8. Крейт устройства на базе стандарта µTCA



Рис. 9. Крейт устройства на базе стандарта PXI

ветствующим слотам устройства по 16 управляемым выходным каналам. Кроме того, ИЭП вырабатывает дополнительно напряжение 5В постоянного тока, используемое только для служебных целей (без выдачи его в нагрузку).

Суммарная выходная мощность ИЭП равна 500 Вт.

Особенностью ИЭП на базе обоих стандартов является наличие в них достаточно сложного функционального узла, выполняющего задачи измерения токов и напряжений в выходных каналах, входного напряжения, температуры в заданных точках конструкции ИЭП, вырабатывающего сигналы управления работой выходных каналов и принимающего сигналы контроля их функционирования. Это узел также осуществляет связь по внутреннему интерфейсу устройства с его процессорным модулем, принимая от него команды и передавая сообщения.

Охлаждение ИЭП в устройствах на базе обоих стандартов обеспечивают вентиляторы, расположенные в крейте. Возможен вариант кондуктивного охлаждения.

Для проведения наладки и испытаний обоих видов ИЭП необходимо создание специального технологического оборудования, имитирующего крейт, с наличием в нем процессорного модуля устройства, а также создание специального программного обеспечения, как для ИЭП, так и для технологического оборудования. Для ИЭП на базе стандарта µTCA технологическое оборудование необходимо дополнить управляемой нагрузкой для каждого из (2×16) выходных каналов, а также четырьмя слотами для установки от одного до четырех ИЭП с целью проверки их совместной работы в составе одного крейта.

PXI и VXI

Стандарт PXI, появившийся в 1997 году, является одной из ветвей развития стандарта CompactPCI, ориентированной на применение в области автоматизированной контрольно-измерительной аппаратуры. Стандарт изначально создавался для применения широким кругом пользователей.

В устройствах на базе стандарта PXI ИЭП явля-

ется составной несъемной частью крейта (рис. 9), установленной на его задней панели.

Входным для ИЭП может быть как напряжение 220 В, 50 Гц переменного тока, так и напряжение постоянного тока в диапазоне от 11 В до 30 В. ИЭП обеспечивает на выходе три канала с напряжениями постоянного тока: 3,3В; 5В и 12В. Суммарная выходная мощность ИЭП составляет 600 Вт [6].

Другим стандартом, нашедшим широкое распространение в области измерительной техники, является VXI, созданный в 1987 году. ИЭП для устройств на базе стандарта VXI (рис. 10) аналогичен ИЭП, применяемому в устройствах на базе стандарта PXI с теми же вариантами входных и выходных напряжений, а также с тем же максимальным значением суммарной выходной мощности [7]. В устройствах на базе обоих стандартов предусматривается установка только одного ИЭП.

ИЭП имеет собственную систему воздушного охлаждения в виде вентиляторов, установленных в его корпусе. В ИЭП не предусмотрено управление внешними сигналами. Обеспечивается контроль наличия выходных напряжений ИЭП с выдачей обобщенного сигнала во внешнюю цепь.

Для проведения наладки и испытаний ИЭП достаточно иметь простое рабочее место, оборудованное лабораторным источником питания, имитатором нагрузки и измерительными приборами.

PC/104



Рис. 10. Крейт устройства на основе стандарта VXI



Рис. 11. ИЭП на базе стандарта PC/104

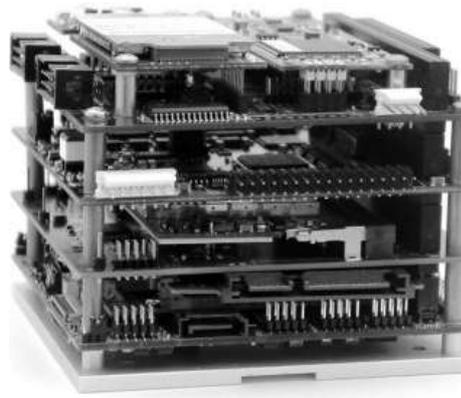


Рис. 12. Устройство на базе стандарта PC/104

Область применения и конструкционные особенности устройств и ИЭП на базе стандарта PC/104 приведены выше. На рис. 11 представлен пример ИЭП, а на рис. 12 – пример устройства на базе данного стандарта.

Входным для ИЭП может быть как напряжение 220 В, 50 Гц переменного тока, так и напряжение постоянного тока в диапазоне от 9 В до 36 В. ИЭП обеспечивает на выходе три канала с напряжениями постоянного тока: 3,3В; 5В и 12В. Суммарная выходная мощность ИЭП составляет 150Вт. Силовые каналы формируются применением в ИЭП одного или нескольких (до трех) силовых электронных модулей нулевого уровня разукрупнения.

ИЭП для устройств на базе стандарта PC/104 является простейшим из ранее рассмотренных. Для проведения его наладки и испытаний достаточно наличия простого рабочего места, оборудованного лабораторным источником питания, имитатором нагрузки и измерительными приборами.

Литература

1. PC/104 Embedded Consortium. PC/104 Specification. Ver. 2.4. Aug. 2001. – Яз. англ.
2. PICMG. CompactPCI Specification. Rev. 2.0. Sept. 24, 1999. – Яз. англ.

3. PICMG. CompactPCI Serial Specification. Rev. 2.0. May 25, 2010. – Яз. англ.
4. PICMG. AdvancedTCA Specification. Rev. 1.0. Dec. 30, 2002. – Яз. англ.
5. PICMG. MicroTCA Specification. Rev. 1.0. July 6, 2006. – Яз. англ.
6. PXI Systems Alliance. PXI Hardware Specification. Rev. 2.2. Sept. 22, 2004. – Яз. англ.
7. VXIbus Consortium. VXIbus System Specification. Rev. 3.0. Nov. 24, 2003. – Яз. англ.

Либенко Юрий Николаевич, доктор электротехники, член-корреспондент АЭН РФ, главный специалист НИИВК им. М. А. Карцева, ученый секретарь секции “Научные проблемы электропитания” Научного совета РАН по комплексной проблеме “Электрофизика, электроэнергетика и электротехника”, тел.: +7(495) 330-06-38; e-mail: Lib7636@rambler.ru;

Петровичев Александр Александрович, инженер научно-тематического центра силовой электроники АО “НИИВК им. М. А. Карцева” (г. Москва), тел.: +7(495) 330-15-38, e-mail: alex.a.petrovichev@gmail.com;

Четин Андрей Николаевич, Начальник научно-тематического центра силовой электроники АО “НИИВК им. М. А. Карцева” (г. Москва), тел.: +7(495) 330-13-29, e-mail: chetinandrew@yandex.ru.

Н. В. Дякин

ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ВЫРАБОТКИ И ПОТРЕБЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ В МНОГОАГЕНТНОЙ СИСТЕМЕ

N. V. Dyakin

Electric power generation and consumption prediction in multi-agent system

В статье представлены модели прогнозирования выработки и потребления электроэнергии в распределенной системе на примере агента ветроустановки. Модели прогнозирования основаны на математической модели ветроустановки и применении методов машинного обучения.

Ключевые слова: альтернативные возобновляемые источники энергии, агент, многоагентная система, машинное обучение, дерево решений.

The article considers a forecasting model of electric power generation in the distributed system by the example of wind turbine agent. Prediction models are based on a wind turbine mathematical model and implementation of machine learning methods.

Key words: alternative renewable energy sources, agent, multiagent system, machine learning, decision tree.

Благодаря развитию накопителей энергии и альтернативной энергетики возникает огромный интерес к внедрению распределенной системы генерации (РГ) электроэнергии. [1, 2] Такие системы характеризуются быстрым вводом новых генерирующих станций малой мощностью и снижением потерь на передачу электроэнергии за счет близкого расположения генерирующих мощностей к потребителям электроэнергии.

Способом управления РГ была выбрана стратегия коллективного управления, при которой время выработки решения имеет линейную зависимость от числа элементов в системе. Стратегия коллективного управления реализована через парадигму многоагентной системы (МАС), состоящей из нескольких интеллектуальных агентов.

Под агентом понимают программный модуль, поведение которого направлено на адаптацию в определенной среде. Функция агента определяет действие, предпринимаемое им в ответ на любую последовательность актов восприятия (например, датчиков напряжения, тока и т. п.) [3]. Использование МАС позволяет достичь масштабируемости, гибкости, надежности и автономности РГ.

В МАС входят следующие агенты: нагрузки, накопителей энергии, ветрогенератора, солнечных батарей, традиционных источников генерации, окружающей среды, компьютерного моделирования (прогнозирования) и внешней сети [4].

В процессе работы агентов большой объем информации о потребителях, генерирующих установках и внешней сети накапливаются в базе данных (БД). Накопленную информацию в дальнейшем можно использовать для выработки законов, которые позволяют выявить некоторую зависимость между данными.

Исходными данными для поиска зависимости являются два множества: множество объектов (X) и множество ответов (Y). Между множествами

объектов (X) и ответов (Y) существует некоторая зависимость ($X \rightarrow Y$). Под объектом будем понимать любые данные, которые могут быть охарактеризованы различными признаками объектов ($D_j, j = 1, \dots, n$). Признаки могут быть бинарного, номинального, порядкового и количественного типа.

Вектор $(f_1(x), \dots, f_n(x))$ является признаковым описанием объектов x . Составив матрицу из векторов, получаем исходные данные для дальнейшего анализа:

$$F = \begin{pmatrix} f_1(x_1) & \dots & f_n(x_1) \\ \dots & \dots & \dots \\ f_1(x_i) & \dots & f_n(x_i) \end{pmatrix}.$$

В зависимости от типов ответов можно разделить задачи классификации и регрессии. Для решения поставленной задачи необходимо выработать некоторую модель алгоритмов A , которая позволит описать зависимость между данными:

$$A = \{g(x, \theta) \mid \theta \in \Theta\},$$

где g – функция описывающая зависимость, которую необходимо восстановить, с некоторой точностью θ .

С помощью методов обучения на основе произвольной выборки эмпирических данных (матрицы векторов объектов и векторов ответов), называемой обучающей выборкой, необходимо построить алгоритм (A), который максимально точно описывает зависимость между данными [5]:

$$\begin{pmatrix} f_1(x_1) & \dots & f_n(x_1) \\ \dots & \dots & \dots \\ f_1(x_i) & \dots & f_n(x_i) \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} y_1 \\ \dots \\ y_i \end{pmatrix} \rightarrow A.$$

После получения алгоритма A необходимо проверить его точность на другой выборке, которую

будем называть тестовой, что позволит исключить переобучение модели.

Если множество ответов (Y) принимает значение конечного множества непересекающихся классов M ($Y = \{1, \dots, M\}$), то возникает задача классификации. В случае, если множество ответов (Y) принимает значения на множестве действительных чисел R , то задача называется задачей регрессии.

Реализовать алгоритм A , позволяющий решать задачи регрессии и классификации, можно с использованием классификационных правил, дерева решений или математических функции [6]. Каждый перечисленный способ имеет свои достоинства и недостатки, которые необходимо учитывать при анализе большого объема данных в конкретной предметной области.

Основным критерием оценки алгоритма была выбрана относительная погрешность (RAE – *relative absolute error*)

$$RAE = \frac{\sum_{i=1}^n (|f_i - y_i|)}{\sum_{i=1}^n (|\bar{y} - y_i|)},$$

где $f(x)$ – значение зависимой переменной, найденной с помощью функции f , а y_i – ее точное (известное) значение.

В качестве инструмента для анализа алгоритмов было использовано программное обеспечение *Weka* [7]. Исходными данными для алгоритмов были 40 записей, которые содержат значения скорости ветра, давления, температуры и мощности РГ с ветротурбиной.

На рис. 1 представлено распределение исходных данных, из которого видно, что выходная мощность ветротурбины имеет четко выраженную зависимость от скорости ветра, а также ограничение по

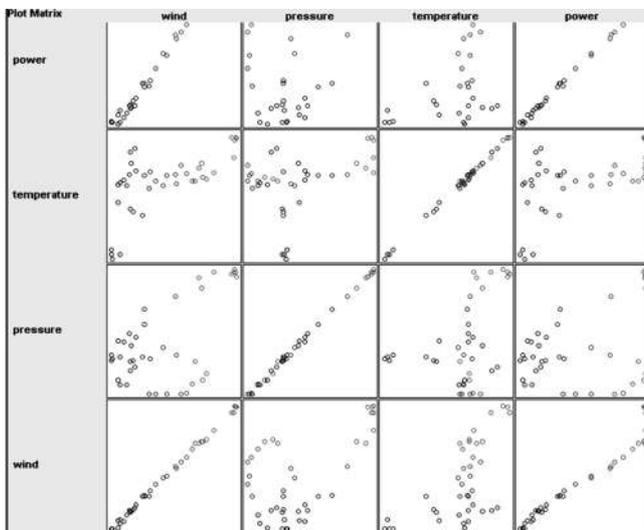


Рис. 1. Распределение исходных данных

выходной мощности при достижении максимальной скорости ветра, на которую рассчитана силовая установка.

Метод построения математической функции регрессии или классификации заключается в поиске функции, которая максимально точно сможет решить поставленную задачу (т. е. поиск функции с минимальной степенью ошибки) [6]:

$$\min_{f \in F} R(f) = \min_{f \in F} \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m c(y_i, f(x_i)),$$

где F – множество всех возможных функций;

$c(y_i, f(x_i))$ – функция потерь, в которой $f(x_i)$ – значение зависимой переменной, найденное с помощью функции f для вектора $x_i \in T$, а y_i – ее точное (известное) значение.

При использовании линейной регрессии осуществляют поиск линейной функции вида [8]:

$$f(\bar{x}) = (\bar{x} \cdot \bar{\omega}) + b,$$

где $\bar{x} = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_n \end{pmatrix}$ – вектор атрибутов;

$\bar{\omega} = \begin{pmatrix} \omega_1 \\ \omega_2 \\ \dots \\ \omega_n \end{pmatrix}$ – вектор весов атрибутов.

К основным достоинствам линейной регрессии можно отнести легкость вычислений, но главным недостатком линейной регрессии является чувствительность к выбросам. Линейная функция для исходного набора данных является:

$$\text{power} = 229.703 \cdot \text{wind} + (-31.8242) \cdot \text{pressure} + (-7.8359) \cdot \text{temperature} + 2058.4$$

Относительная погрешность линейной регрессии равна 18,2271%.

При методе опорных векторов решают задачи классификации и регрессии посредством построения оптимальной разделяющей гиперплоскости в пространстве признаков [6]. Относительная погрешность данного способа равна 19,9893%.

Многослойный перцептрон представляет собой однонаправленную нейронную сеть и отсутствует связи между нейронами одного слоя [9]. Относительная погрешность многослойного перцептрона равна 5,826%.

Математическая функция представления алгоритма подходит для задач, в которых требуется точность, но главным недостатком является плохая интерпретируемость модели.

Другим способом представления задачи классификации и регрессии являются классификационные правила и деревья решений. Данный способ

классификационные правила и деревья решения являются легко интерпретируемыми способами для специалистов, работающих с данными.

Дерево решения является частным случаем графов, который состоит из корня, узлов и листьев. Корнем дерева называется узел, который не имеет родителей (узлов, находящихся на более высоком уровне). Любой узел может иметь несколько ребер, который соединяется с узлами более низкого уровня называемые потомками. Листовым узлом (листом) называется узел, не имеющий потомков [10].

Существуют различные алгоритмы построения деревьев решения задач классификации и регрессии. Анализ литературы показал, что основными алгоритмами являются алгоритмы ID3, C4.5, M5 и CART.

Для решения задачи регрессии с помощью дерева решения был использован алгоритм M5, разработанный Джоном Р. Квинланом (*John R. Quinlan*).

Дерево решений строится рекурсивно сверху вниз и в каждом узле вычисляют *SDR* (*Standard Deviation Reduction*), а затем выбирают данный параметр с наибольшим значением. Если *SDR* меньше некоторого значения ξ или количество подмножества меньше определенного числа, то дальнейшее разбиение на узлы прекращают и данное множество представляют листом дерева решений [11]

$$SDR = sd(T) - \sum_i (T_i / T) \cdot sd(T_i);$$

$$sd = \sqrt{\frac{\sum (x - \mu)^2}{n}}$$

На рис. 2 представлено дерево решений для прогнозирования выработки электроэнергии ветротурбиной на основе накопленной информации за время функционирования МАС. В качестве тестовых данных была взята выборка из 40 подмножеств, которые содержат данные о скорости ветра, давлении, температуры и энергии выработанной ветротурбиной. Из

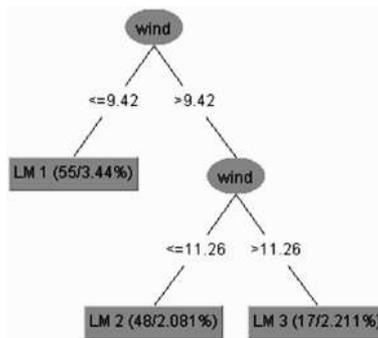


Рис. 3. Дерево решений после усе­чения ветвей

рисунка видно, что параметр температуры не вошел в дерево решений из-за незначительно влияние на изменение генерируемой мощности.

В случае использования большого объема данных эффективность дерева решений резко падает из-за его разрастания. Для повышения эффективности дерева решений применяют механизм отсечения деревьев (*pruning*). На рис. 3 представлено усеченное дерево решений, которые имеет намного меньше узлов для выборки из 40 подмножеств.

В листах дерева решений происходит линейная регрессия, которая максимально точно сглаживает разброс значений после усе­чения дерева.

Линейная регрессия в листах усеченного дерева имеет следующий вид:

LM num:1power=210.4863·wind+(-13.4457)·pressure+531.7884
 LM num:2power=186.4865·wind+(-15.0755)·pressure+964.4998
 LM num:3power=138.5774·wind+(-15.0755)·pressure+1535.6499

Относительная погрешность дерева решений равна 11,8961%.

В качестве способа предоставления алгоритма предлагаем использовать дерево решений, которое позволяет визуализировать обрабатываемые данные для специалистов, работающих с МАС без необходимости в глубоких знаниях в области машинного обучения и относительно высокой точностью по сравнению с другими методами.

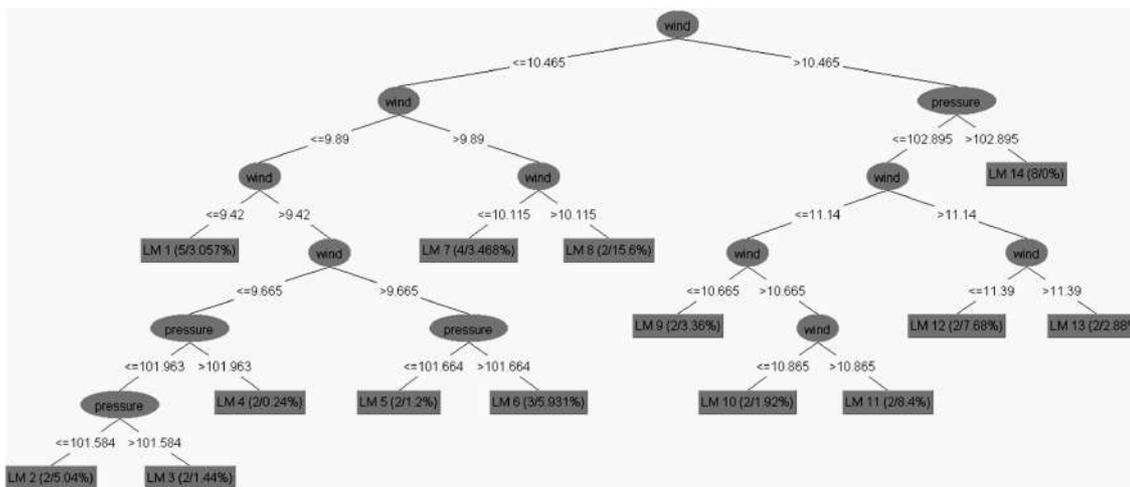


Рис. 2. Дерево решения для прогнозирования выходной мощности ветротурбины

Для повышения точности алгоритма предложено применять выборку данных намного больше чем выборку из 40 подмножеств, которая была использована в качестве тестовых данных для различных способов представления задач регрессии.

Предлагаемый алгоритм целесообразно использовать в качестве прогнозирования выработки электроэнергии, что позволит и в случае выполнения условия по точности заменить аналитическую функцию, которую используют на ранних этапах функционирования МАС, В этом случае аналитическая функция имеет следующий вид:

$$P_3 = P_{\text{тр.м}} \eta_{\text{м}} \eta_{\text{г}} = \frac{\pi \rho c (\lambda, \beta) R^2 v_{\text{в}}^3 \eta_{\text{м}} \eta_{\text{г}}}{2},$$

где c – коэффициент использования энергии ветра, β – угол поворота лопасти, λ – коэффициент быстроходности как отношение окружной скорости конца лопасти $\omega_{\text{г}}$, ρ – плотность воздуха, $v_{\text{в}}$ – скорость ветра, $\eta_{\text{м}} \eta_{\text{г}}$ – коэффициенты полезного действия механической передачи генератора.

Предложенное построение дерева решений также можно использовать другими агентами для прогнозирования потребления электроэнергии конечными потребителями, генерация солнечных панелей на основе различных параметров, которые максимально точно могут определить зависимость между данными.

Заключение

Применение многоагентной системы обеспечивает высокую надежность и масштабируемость РГ. Разработанная модель прогнозирования с использованием машинного обучения (дерево решений) позволяет обрабатывать большой объем информации с целью эффективного прогнозирования генерации и потребления электроэнергии на краткосрочный и долгосрочный период времени.

Литература

1. *N. Dyakin, S. Dyakin, S. Volskiy*. Application of multi-converter in the peak power corrector // PCIM Europe Conference Proceedings. 2013. pp. 1643-1650.

2. *N. Dyakin, S. Dyakin, S. Volskiy*. The peak power corrector for the apartment buildings // PCIM Europe Conference Proceedings. 2012. pp. 1501-1508.

3. *С. Стюарт, П. Норвиг*. Искусственный интеллект. Современный подход. – Москва 2006 г.

4. *Дякин Н. В., Вольский С. И., Борисевич А. В.* Многоагентная система цправления. – Практическая силовая электроника, № 4, 2015, С.15–19.

5. Машинное обучение [Электронный ресурс] // Машинное обучение: [сайт]. [2015]. URL: <http://www.machinelearning.ru> (дата обращения: 16.12.2015).

6. Барсегян А. А. Анализ данных и процессов: учеб. пособие. 3-е изд. – СПб: БХВ-Петербург, 2009, С. 103–131.

7. Weka 3: Data Mining Software in Java [Электронный ресурс] // Weka: [сайт]. [2015]. URL: <http://www.cs.waikato.ac.nz/ml/weka/> (дата обращения: 21.12.2015).

8. *Вьюгин В. В.* Математические основы теории машинного обучения и прогнозирования. – М: МЦНМО, 2013, С. 131–134.

9. *Рычагов М. Н.* Нейронные сети: многослойный перцептрон и сети Хопфилда // Exponenta Pro. Математика в приложениях, №. 1, Jan 2003. pp. 29–37.

10. *Лафоре Р.* Структуры данных и алгоритмы в Java. 2-е изд. – СПб: Питер, 2013, С. 346–354.

11. *Quinlan J. R.* Learning With Continuous Classes // World Scientific. 1992. pp. 343-348.

12. *Witten I. H., Frank E., Hall M. A.* Data mining: practical machine learning tools and techniques. 3rd ed. Burlington: Morgan Kaufmann, 2011. pp.252-257.

Дякин Николай Валерьевич, аспирант кафедры “Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы”, МАИ, тел.: +7(916)-461-13-40, e-mail: dyakin.nikolay@gmail.com.