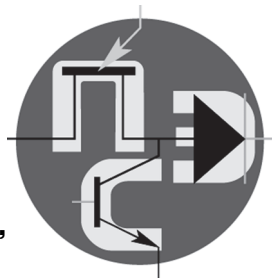


# Периодический научно-технический журнал

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



# Практическая Силовая Электроника

ISSN 1996-7888

№ 4 (60)/2015

## 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 Электротехнические комплексы 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 28.11.2015. 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

<i>А. В. Лукин</i> Секция “Научные проблемы электропитания” Научного совета РАН – сегодня и планы на будущее .....	2
<i>Ю. Н. Либенко</i> Осторожно: терМИНЫ.....	5
<i>С. М. Коротков, А. В. Лукин</i> Мощные преобразователи переменного напряжения в постоянные для систем бесперебойного электропитания постоянного тока.....	9
<i>Е. В. Машуков, Г. М. Ульященко, Д. А. Шевцов, К. В. Куликовский</i> Индикация последовательной аварийной дуги в авиационных системах постоянного тока с использованием аналоговых моделей нагрузок .....	13
<i>Д. А. Ниткин, С. В. Дякин, С. И. Вольский</i> Проблемы синхронизации инвертора с сетью.....	17
<i>Н. Н. Петросян, А. А. Хачатрян, А. С. Геворгян</i> Исследование коммутационных перенапряжений в транзисторных резонансных инверторах с обратными диодами .....	22
<i>Г. А. Белов, А. В. Серебрянников, А. А. Павлова</i> Анализ и расчет характеристик установившегося режима в преобразователе постоянного напряжения с последовательным резонансным инвертором .....	27
<i>Н. В. Дякин, С. И. Вольский, А. В. Борисевич</i> Многоагентная система управления распределенной генерацией энергии .....	38
<i>В. Г. Еременко, Д. О. Варламов, Нян Линн Аунг</i> Однофазный инвертор с интегрированным быстродействующим релейным и широтно-импульсным стабилизатором напряжения .....	43
<i>В. А. Сисин, Ф. В. Шапран</i> Электромагнитная совместимость электронной и электротехнической аппаратуры локомотивов .....	47
<i>Ф. В. Васильев, А. М. Медведев, А. В. Сергеев</i> Токонесущая способность печатных проводников.....	52

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

А. В. Лукин

## СЕКЦИЯ “НАУЧНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ” НАУЧНОГО СОВЕТА РАН – СЕГОДНЯ И ПЛАНЫ НА БУДУЩЕЕ

(доклад на Всероссийской научно-технической  
конференции по средствам электропитания  
“Электропитание-2015”, 09–11 июня 2015 г.,  
г. Санкт-Петербург)

A. V. Lukin

Section “Scientific Problems of Electric Power Supply” of  
Scientific Council of the Russian Academy of Sciences –  
Today and Projected Plans  
(the report at all-Russia Scientific and Technical Conference  
on Power Supply Facilities “Electric Power Supply-2015”,  
June 09–10 2015, St-Petersburgh)

*В докладе отражены задачи Секции на современном этапе развития силовой преобразовательной электроники в России. Подчеркнута необходимость скорейшего перехода к импортозамещению в условиях развивающегося кризиса и введения санкций. Обоснована важность участия ведущих российских ученых в области силовой преобразовательной электроники в разработке долгосрочных программ и направлений развития отрасли.*

*Ключевые слова: электропитание, силовая преобразовательная электроника, импортозамещение.*

*The report reflects the objectives of the Section at the present stage of development of the power conversion electronics in Russia. It underlines the need for a speedy transition to import substitution in the conditions of the developing crisis and the imposition of sanctions. The report substantiates also the importance of the participation of leading Russian scientists in the field of power electronics in developing long-term programs and directions of development of the industry.*

*Key words: electric power supply, power converting electronics, import substitution.*

18 июня 1985 г. по инициативе заместителя академика-секретаря Отделения физико-технических проблем энергетики АН СССР академика К. С. Демирчяна для формирования направлений научных исследований в области источников вторичного электропитания, координации научных исследований и 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”. Председателем подсекции был избран д. т. н., профессор Ю. И. Конев.

После ухода из жизни профессора Ю. И. Конева, доктора технических наук, профессора В. А. Колов, Л. Е. Смольников и В. Ф. Дмитриков проявили инициативу по воссозданию научной деятельности в данном направлении. Их обращение в Научный Совет по комплексной проблеме “Электрофизика, электроэнергетика, электротехника” РАН привело к созданию в декабре 2006 г. в составе этого совета Секции “Научные проблемы электропитания (СНПЭ)”.

11 февраля 2015 г. прошло отчетно-выборное собрание секции, на котором произошли пере выборы состава секции, ее бюро, председателя и ученого секретаря.

Сегодня подготовлен и утвержден План работы секции на 2015 г.

Разрабатывается новая редакция Положения о секции НПЭ.

### Задачи секции

1. Координация НИОКР в области разработок систем и источников вторичного электропитания, систем бесперебойного питания, конверторных и инверторных устройств, сетевых защитных и других устройств силовой электроники, а также элементной базы для военной и гражданской аппаратуры.

Это здорово звучит, но, скорее всего, трудно выполнимо. Первое, сейчас все планы НИОКР формируются в Минпромторге. У них есть свои экспертные советы, и они сами прекрасно знают, как поделить деньги. Еще один эксперт им, я думаю, не очень нужен.

Второе. На наше предложение поучаствовать в экспертизе планов и программ нас могут также заподозрить в предвзятом отношении. А. В. Лукин – директор ЗАО, Ю. Н. Либенко – ведущий специалист НИИВК, В. А. Колосов – начальник отдела НИИВК, профессор В. Ф. Дмитриков – ведет большие хозрасчетные работы в Университете др.

По-моему, более правильная формулировка предложена ученым секретарем Секции, доктором электротехники – Ю. Н. Либенко и профессорами В. А. Колосовым и В. Ф. Дмитриковым: “Поиск и реализация возможности представления СНПЭ в различных форматах (министерских, академических и проч.) по разработке ФЦП, импортозамещению, выдаче экспертных заключений и т. п.”.

(Для справки: в США только 20% фундаментальных исследований финансирует государство, и в распределении этих средств принимает участие АН США, как чисто консультативный орган).

2. Выработка рекомендаций по перспективным направлениям развития систем и устройств электропитания, элементной базы по результатам обсуждений на тематических совещаниях, организуемых бюро секции.

На мой взгляд, это самое действенное мероприятие, которое сегодня может предпринимать секция. Я помню, как проходили заседания подсекции при Ю. И. Коневе, Л. Е. Смольникове. Это зал заседаний Ученого Совета МТИ. Это порядка 30–40 участников, причем, все они – столпы нашей прикладной науки, в основном профессора: Ю. И. Конев, Л. Е. Смольников, Э. М. Ромаш, Т. А. Глазенко, В. А. Колосов, В. И. Мелешин, Г. М. Малышков, Е. В. Машуков, Г. Н. Гулякович, В. П. Миловзоров, Н. Н. Лаптев, В. С. Моин, С. Д. Додик, Ю. К. Захаров, В. Г. Костиков, Ж. А. Мкртчян, В. И. Орехов, Ю. И. Дравович, А. Г. Поликарпов, О. Г. Булатов, В. А. Лабунцов, Б. А. Глебов, Г. А. Белов, Ч. И. Хусаинов и др.

Готовилось 2–3 сообщения на определенную тему и далее – живое обсуждение. Хорошо помню, как Ваш покорный слуга докладывал про квазирезонансные преобразователи (*Vicor*). Очень резко оппонировали профессора А. Г. Поликарпов, О. Г. Булатов, Ю. К. Захаров. Это было достаточно ново, в некотором роде прорыв!

Принималось решение в виде резюме: что хорошо в обсуждаемой проблеме, что – не очень, и давались рекомендации.

Решение как ему выполнять конкретную разработку принимает каждый разработчик сам. Но, тем не менее, ориентироваться в обилии технических решений эти рекомендации ему помогали.

3. Участие членов секции в международных, российских, ведомственных конференциях, семинарах, совещаниях, посвященных вопросам электропитания и смежным с ними.

4. Участие членов секции в подготовке книг, статей, изобретений в области электропитания. Оказание помощи ВУЗам страны по распространению научно-технических достижений в силовой электронике.

Результаты совещаний секции будут публиковаться, в частности в журнале “Практическая силовая электроника”.

Я думаю, что нам надо организовать и свой сайт СНПЭ. Может быть совместно с Ассоциацией “Электропитание”.

5. Организация научно-технических заключений членами секции – специалистами по направлениям на запросы организаций и предприятий.

Теперь может возникнуть законный вопрос, а зачем все это нужно? Какой смысл и какая выгода членам СНПЭ? Зачем становиться членами СНПЭ и работать в ней? Попытаюсь ответить на эти вопросы.

Первое. Большинство членов секции – это люди, на которых держится весь мировой прогресс. Их в мире всего 3–5%. Это люди, у которых работа полностью совпадает с хобби. По-нашему – трудоголики. Они по-другому не могут. Они должны все время двигаться вперед. Они сами ставят себе задачи и сами их решают. В этом смысл их жизни. Поэтому они работают в секции, не имея никакой прямой выгоды в виде зарплаты или еще каких-либо бонусов.

Второе. Выгода все-таки есть!

Во-первых, по результатам заданий секции будут опубликованы итоговые документы по рассматриваемым проблемам. Заинтересованные читатели (разработчики) смогут обратиться за более подробной консультацией к авторам рассмотренной проблемы. А это уже можно сделать на коммерческой основе. Я был свидетелем подобной консультации в компании AT&T. На утренней планерке возник технический вопрос, по которому надо было проконсультироваться с профессором Мартином Шлехтом. В то время работал в Атланте. К 15-и часам он уже был в Далласе в компании AT&T и провел семинар, на котором ответил на все интересующие вопросы. Конечно, эта работа была оплачена.

Во-вторых, с авторами интересных решений, методик, программных продуктов и т. п. могут быть заключены долгосрочные контракты на консультации в период разработки конкретных изделий.

На конференции АРЕС в 1995 г. в Далласе, меня познакомили с профессором Руди Севернсом (соавтор книги Р. Севернс и Г. Блум “Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания”). Он выглядел очень счастливым. Наш менеджер мне объяснил, что недавно его пригласили работать в какую-то большую компанию консультантом на постоянной основе.

Его зарплата увеличилась в разы. Средняя зарплата профессора в университетах США в то время была 3000–5000\$ в месяц.

В-третьих, в п. 5 задач секции предлагается организация выдачи научно-технических заключений. Как вы думаете, к кому первому обратятся за подобным заключением или консультацией – к неизвестному инженеру, или к члену секции, с большим числом научных трудов по конкретному вопросу, одобренных секцией? Экспертные заключения так же оплачиваются. Но как я сказал выше, не это является движущей силой для членов секции.

Наша наука – прикладная. Мое глубокое убеждение, что наши научные результаты – это не обилие “трехэтажных” малопонятных формул – а конкретное изделие, имеющее коммерческий успех. Англичане говорят “*Trust in the pudding*” – правда в пудинге.

Напомню: наука – это система знаний, правильно объясняющая окружающий нас физический и общественный мир. А что может быть более верным подтверждением результатов научных исследований, положенных в основу конкретного изделия, чем не прибыль производящего его предприятия и состояние его банковского счета.

На этом я хотел бы закончить свое сообщение. Я надеюсь, что может быть убедил кого-то, и мы увидим новых желающих вступить в члены секции “Научные проблемы электропитания”.

Спасибо за внимание!

*Лукин Анатолий Владимирович, д. т. н., профессор, Председатель секции “Научные проблемы электропитания” Научного Совета по комплексной проблеме “Электрофизика, электроэнергетика, электротехника” РАН.*

Ю. Н. Либенко

**ОСТОРОЖНО: терМИНЫ!**

U. N. Libenko

Beware: terMINes!

В статье рассмотрена ситуация, существующая в научно-технической и нормативно-технической литературе в части терминологии, применяемой в направлении техники “Силовая электроника” и других смежных с ним направлениях.

Ключевые слова: термин, силовая электроника, источник энергии, первичный источник электропитания, вторичный источник питания.

The paper considers the situation, existing in scientific and technical as well as normative and technical literature with regard to terminology used within the trend of “Power electronics” and other trends adjacent to it.

Keywords: term, power electronics, energy source, primary power source, secondary power source

*“Как вы яхту назовете, так она и поплывет!”*

*Капитан Х. Б. Врунгель*

Памятное многим выражение известного литературного героя – капитана Х. Б. Врунгеля, заимствованное в качестве эпиграфа к данной статье, многократно подтвердило его жизненную актуальность. Однако, не все относится к нему серьезно (герой-то литературный!). В данной статье речь пойдет о терминах, прямо или косвенно относящихся к силовой электронике и смежным с ней направлениям. Их можно встретить в книгах, статьях, нормативно-технических документах (НТД) и условно отнести к трем группам:

- а) отечественные, сохранившие актуальность,
- б) отечественные, утратившие ее частично или полностью,
- в) отечественные, основанные на зарубежных источниках информации.

НТД первых двух групп содержат, в основном, доморожденные термины, установленные еще в советский период времени. НТД третьей группы создавались в условиях современной легкодоступности к зарубежным источникам информации и наличия у некоторых отечественных авторов книг и статей соблазна применить в своих трудах различные “модные” импортные термины, без особой заботы об их соответствии конкретному предмету приложения усилий. Таких прецедентов за последние пару десятков лет накопилось достаточно много и привело к тому, что эти же и ссылающиеся на них другие авторы масштабно “растиражировали” допущенные терминологические неточности и несоответствия до такой степени, что они уже прочно “въелись” в теории и практики вышеупомянутого направления техники в качестве классических определений и понятий.

Еще одна причина терминологического “произвола” заключается в современной технологии создания НТД. Здесь явно прослеживается отсутствие в отечестве централизованной “жесткой руки” или

неисполнение ею должным образом необходимых функций. Вследствие этого появляются новые НТД невысокого уровня качества, ориентированные на интересы отдельных юридических лиц или их групп. Для снижения затрат проводится легкая переработка, а то и просто перевод соответствующих зарубежных стандартов, в большинстве случаев, не учитывающих многие реальные особенности отечественного бытия (что с них взять – антиподы!). Все это усугубляется ущербным процессом “узкого” согласования проектов стандартов в рассматриваемом направлении техники (пример и альтернативный подход изложен в [1]).

Здесь следует пояснить основную причину, приведшую автора к написанию данной статьи. Дело не в том, нравится термин кому-то или нет, а в тех, в разной степени, негативных последствиях, которые могут наступить при недостаточном внимании к данной проблеме. В меньшей мере это отразится на опытных специалистах, численность которых, к сожалению, постоянно уменьшается. Встречавшиеся в разные времена и не с такими проблемами, они попутаются слегка, да и разберутся, что к чему. Больше всего терминологическая путаница может отрицательно отразиться на молодых, не имеющих “старопрежней” подготовки и достаточного практического опыта. Ведь всем известны существующие в стране проблемы с подготовкой специалистов по данному направлению техники (не юристов – экономистов, не менеджеров, не маркетологов).

Перейдем к рассмотрению конкретных примеров, предварив их общим, также известным, но несколько перефразированным вопросом: “О термины! Кто же и зачем вас выдумал?”

Начнем с источников электроэнергии (ИЭЭ). Несмотря на то, что они – из другой области техники (электроэнергетики), специалисты в области силовой электроники должны четко представлять,

что такое “альтернативный”, “возобновляемый” и “нетрадиционный” ИЭЭ, так как приходится в подключаемых к ним преобразователях параметров электроэнергии учитывать их технические особенности, функции и параметры.

Существующие в толковых словарях и популярных компьютерных системах толкования (типа “Википедия” и проч.) определения этих трех терминов сразу вызывают вопрос: зачем авторам многих технических публикаций, применивших их к ИЭЭ, так запутывать ситуацию? Или это объясняется “трудностями перевода” – отговоркой, часто применяемой ими в случае “разоблачения” в неудачном использовании зарубежной терминологии? Судите сами:

*“Альтернатива” – необходимость выбора одной из двух или более исключаящих друг друга возможностей.*

При этом в технической литературе “альтернативными” называют, в основном, ИЭЭ на основе ветрогенераторов, солнечных батарей, приливных генераторов, т. е. ИЭЭ, использующих ресурсы, “возобновляемые” самой природой (пополняемые естественным путем, неисчерпаемые по человеческим масштабам). Возможно, в будущем, такие ИЭЭ и заменят традиционные, использующие ископаемые и исчерпаемые со временем природные ресурсы: уголь, нефть, газ, радиоактивные руды. Но, в настоящее время, они не могут быть сравнимыми по мощности, стоимости, непрерывности выработки электроэнергии с “неэкологичными” традиционными ИЭЭ. Тогда, при чем здесь альтернатива по ее определению (см. выше)? Какая у нас есть сегодня возможность взаимоисключающего выбора ИЭЭ при отсутствии равенства вышеупомянутых характеристик? Ведь мы обсуждаем не научно-фантастические предвидения, а современные и слегка перспективные технические проблемы выработки электроэнергии, а также способы преобразования ее параметров. Чем пока могут быть такие “альтернативные” ИЭЭ? В основном, только резервными по отношению к основным – традиционным в составе систем бесперебойного электроснабжения, и то с рядом существенных ограничений, рассмотрение которых не входит в тему данной статьи. Конечно, при отсутствии традиционных основных ИЭЭ перечисленные выше нетрадиционные могут являться основными, как раз из-за отсутствия альтернативы (нечего им исключать!).

**Подитог 1:** *в настоящее время для реальных применений “альтернативные” ИЭЭ реально таковыми не являются (см. заголовок статьи!). Пусть уж лучше называются “нетрадиционными”, хотя применимость такого термина к ИЭЭ является временной, т. е. зависящей от периода времени, по окончании которого он станет “традиционным”. Принимая во внимание происхождение термина “альтернативный”, можно предположить, что здесь не обошлось без вышеупомянутой “трудности перевода”.*

Все приведенное выше про ИЭЭ – из терминологии электроэнергетики. Возвращаясь в область силовой электроники, встречаем другой, достаточно распространенный перл относительно того же самого ИЭЭ, а именно – “первичный источник электропитания” (часто встречается и другой вариант – “источник первичного электропитания”). Он получил достаточно широкое распространение в книгах и учебниках предыдущего периода времени и поныне используется в статьях, опубликованных в разных научно-технических журналах. Правда, в выпущенных давно [2–4] и относительно недавно [5] НТД термина “первичный” нет. Находим весьма близкий к нему термин “первичный источник питания” в [6]. Это уже из области ЭМС оборудования сетей связи, но, как говорится: “За неимением гербовой ...”. Там определено, что: “первичный источник питания – электрическая сеть общего назначения, или источники переменного или постоянного тока местного происхождения” (наверное, имелись в виду “автономные”, но здесь и сейчас это не так важно).

Из вышеприведенного видно, что “первичный источник электропитания” есть не что иное, как просто ИЭЭ. В областях электроэнергетики и электротехники это не вызывает сомнений. Например, из [7] следует, что “источник электрической энергии – электротехническое изделие (устройство), преобразующее различные виды энергии в электрическую энергию”. Как говорится: “ни прибавить, ни отнять” (вот она – классика!). С позиций же силовой электроники ИЭЭ зачастую видится как “первичный источник электропитания”, так как к нему подключаются “вторичные”. В [2] имеются аж 24 термина “вторичный” применительно к различным средствам электропитания и их составным частям. Следствием этого является изобилие аналогичных терминов в [3 и 4].

ИЭЭ “первичным” является уже по сути (по определению) и не нуждается в нумерации. Здесь нет альтернативы, так же, как понятию “исток реки” (он всегда только один, остальное – притоки, русла и т. п.). А раз так, то и все подключаемые к ИЭЭ источники электропитания РЭА не нуждаются в нумерации. Ведь при современном исполнении их в виде набора (линейки) конструкционно и функционально законченных узлов в виде электронных модулей нулевого уровня разукрупнения: сетевого фильтра, выпрямителя, корректора коэффициента мощности, конвертора так можно дойти и до полного абсурда – нумеровать по нарастающей эти узлы, каждый из которых является для последующего (кроме конвертора) “*n*-ичным” источником питания. На самом деле, все оказалось гораздо проще – по информации, полученной почти из “первых рук”, выяснилось, что на самом деле термин “вторичный” никак не связан с “первичным”, а, опять-таки, является следствием трудности пере-

вода при заимствовании в свое время зарубежной технической информации. Видимо, это “дошло” до авторов [5], введенного в действие в 2009 г. взамен [2], просто исключивших из начального варианта этот необъяснимый термин. В итоге получилось: “Источник электропитания радиоэлектронной аппаратуры (РЭА)” и опять его нечеткое толкование: если имеется ввиду электропитание РЭА в целом, то это – не что иное, как ИЭЭ, а если ее функциональных узлов, то это совсем другое (см. ниже). Авторы [8–10] вообще “совместили несоместимое”: убрали термин “вторичный”, но дали ссылку в части использования терминов на [2], где он растражирован 24 раза (см. выше). Во многих изданиях (публикациях) можно встретить и другой “самопальный” термин – “вторичный источник питания”.

Вариантом выхода из этой путаницы может быть следующее: не надо называть эту часть РЭА (внешнюю или составную) источником питания. Есть, как минимум, два других, более достойных и профессионально правильных термина: преобразователь электроэнергии и адаптер электропитания. Первый давно существует, как бы сам по себе [11], и отражает физическую сущность происходящего в нем процесса: преобразование электрических параметров (характеристик) электроэнергии. Второй, на редкость удачно используя в основе зарубежный термин “адаптер” (*adapter*), отражает местоположение и назначение силового устройства (узла): согласование (взаимное приспособление) электрических характеристик различных силовых устройств (узлов), а также этих характеристик с параметрами ИЭЭ (или питаемых функциональных узлов РЭА). Например, для целого ряда бытовых радиоэлектронных устройств широко используются внешние “сетевые адаптеры”, приспособляющие параметры электропитания устройства (от 3 В до 15 В, на одно или на несколько напряжений) к параметрам электроэнергии ИЭЭ (в основном, 220 В переменного тока). В составе РЭА (ее системы электропитания) любой из вышеупомянутых электронных модулей нулевого уровня разукрупнения, входящих в линейку, адаптирует входные параметры последующего узла к выходным параметрам предыдущего, при этом, первый из них – к параметрам ИЭЭ, а, последний – к параметрам нагрузки.

Все четко и понятно. Выбор любого из двух предложенных выше терминов – на усмотрение его пользователя, исходя из решаемой или описываемой им задачи, причем, абсолютно без помех друг другу. Возможно также их обоюдное применение, в зависимости от конкретной ситуации и даже в рамках одного текста. В конструкторской документации наименование этого же узла должно выбираться однозначно: по наиболее характерному для него признаку – функциональному или конструкционному.

Для полноты информации в части рассматриваемой терминологии следует отметить, что при замене [2] на [5] в последнем появился целый ряд “новых” терминов, зато исчезли некоторые “старые”, такие как: средство, система и функциональный узел вторичного электропитания, коэффициенты стабилизации и сглаживания пульсаций источника электропитания.

**Подитог 2:** с появлением [5] ситуация с терминологией в части источников электропитания несколько улучшилась, однако сам этот “корневой” термин, по мнению автора данной статьи, все же требует доведения до более четкой формулировки (см. вышеприведенные пояснения и предложения). Отсутствие в [5] определения такого принципиально важного термина, как “система электропитания РЭА” объясняется названием данного НТД. Отсутствие его и в других НТД порождает неоднозначность понимания предмета, а порой – просто казусы (см. ниже и снова – заголовок статьи!).

Итак, следующий “занятный” термин из области силовой электроники – “система вторичного электропитания РЭА”. Не обращая уже внимания на “вторичность”, отметим, что без него спутать данную систему с гипотетической “системой первичного электропитания” нельзя ввиду отсутствия таковой. Ее функцию исполняет ИЭЭ, автономный или в виде системы электроснабжения общего назначения. Дело здесь в определении этого термина [2]: “средство вторичного электропитания РЭА, обеспечивающее по заданной программе вторичным электропитанием все цепи комплекса РЭА”. А, если для системы не предусмотрены такая “заданная программа” и реализующие ее аппаратные автоматы или средства вычислительной техники (в большинстве систем это именно так), или РЭА представляет собой не комплекс в его стандартном определении [12], а прибор, или одностоечное изделие, то “все цепи комплекса РЭА” так и не получают электропитание?

Есть и другая крайность – [13], посвященный целиком базовым несущим конструкциям для систем вторичного электропитания. В нем под самой системой понимаются силовые электронные модули (СЭМ) всех трех уровней разукрупнения: от нулевого (СЭМ0) до третьего (СЭМ3).

Но, если СЭМ2 и СЭМ3 (приборное и стоечное/шкафное конструкционные исполнения) еще как-то годятся для размещения в них этой системы, то СЭМ0 – никак не подходит для данного случая: его традиционно причисляют, то к ЭРЭ, то к компонентам систем (в виде их функциональных узлов). Недалеко от него “ушел” и СЭМ1. Вывод: авторы [13] просто перепутали термины из [2]: “средство” и “система”.

Далее, в качестве очередного подитога, целесообразно предложить для обсуждения возможный вариант определения термина “система электропитания РЭА” в его сегодняшнем понимании.

**Подитог 3:** Система электропитания (СЭП) РЭА (СЭП РЭА) – функциональная часть РЭА, обеспечивающая совокупностью своих составных частей электрическую совместимость параметров электропитания функциональных узлов РЭА с параметрами электрической энергии, поступающей от ее источника, а также другие заданные виды совместимости с функциональными узлами РЭА, внешними техническими средствами, условиями эксплуатации и применения. При этом функциональные элементы и узлы СЭП могут входить в состав функциональных узлов РЭА или непосредственно в состав РЭА в виде отдельных устройств, а также представлять собой внешние самостоятельные изделия.

(Продолжение следует)

### Литература

1. Балюк Н. В., Здухов Л. Н., Парфенов Ю. В. и др. Актуальные проблемы гармонизации отечественных и зарубежных стандартов в области защиты гражданской инфраструктуры от мощных электромагнитных воздействий // Технологии ЭМС, 2012, № 3 (42) С. 59–64.
2. ГОСТ 23413 -79 “Средства вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры. Термины и определения”.
3. ГОСТ В 24425-90 “Источники электропитания вторичные унифицированные радиоэлектронной аппаратуры. Общие технические требования”.
4. ГОСТ В 26854-86 “Источники электропитания вторичные унифицированные радиоэлектронной аппаратуры. Правила приемки и методы испытаний”.
5. ГОСТ Р 52907-2008 “Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры. Термины и определения”.
6. ГОСТ Р 55266-2012 “Совместимость технических средств электромагнитная. Оборудование сетей связи. Требования и методы испытаний”.
7. ГОСТ 18311-80 “Изделия электротехнические. Термины и определения основных понятий”.
8. ГОСТ Р 51225-98 “Источники питания унифицированные наземной радиолокационной техники. Ряды номиналов и типоразмеров”.
9. ГОСТ Р 51679-2000. “Источники питания унифицированные наземной радиолокационной техники. Общие технические условия”.
10. ГОСТ Р 51986-2002 “Источники питания унифицированные наземной радиолокационной техники. Требования электромагнитной совместимости”.
11. ГОСТ 23414-79 “Преобразователи электроэнергии полупроводниковые. Термины и определения”.
12. ГОСТ 2.101-68. “Единая система конструкторской документации. Виды изделий”.
13. ГОСТ Р 52420-2005 “Конструкции базовые несущие. Системы вторичного электропитания. Типы и основные размеры”.

**Либенко Юрий Николаевич**, главный специалист НИИВК им. М. А. Карцева, доктор электротехники АЭН РФ, ученый секретарь секции “Научные проблемы электропитания” Научного совета РАН по комплексной проблеме “Электрофизика, электроэнергетика, электроника”.



С. М. Коротков, А. В. Лукин

## МОЩНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ПОСТОЯННОЕ ДЛЯ СИСТЕМ БЕСПЕРЕБОЙНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

S. M. Korotkov,  
A. V. Lukin

Power AC/DC converters for DC uninterruptible electric power systems

*Как известно, уровень развития цивилизации тесно связан с количеством потребляемой энергии. Год от года, энергии требуется все больше, а, следовательно, и требования к источникам бесперебойного питания (ИБП) по мощности тоже растут.*

*В свою очередь, это приводит к необходимости постоянного повышения удельной мощности преобразователей электроэнергии, входящих в состав ИБП.*

*Ключевые слова: электроэнергия, мощность, выпрямитель, источник бесперебойного питания (ИБП), удельная мощность.*

*As it is well known, the level of civilization development is closely associated with the quantity of consumed energy. Year after year, we need more and more energy and consequently the requirements to uninterruptible power sources rated power are also increasing.*

*It leads, in its turn, to the necessity of constant increase of the specific power rating of converters being constituent parts of UPSs.*

*Key words: electric power, power, rectifying unit, uninterruptible power source (UPS), specific power rating.*

Поскольку основная масса компонентов преобразователей, конструктивно занимающая большую часть печатной платы, имеет достаточно малые габариты, то применение силовых элементов, и в первую очередь, моточных компонентов большой высоты, приводит к неэффективному использованию объема всего изделия. Чтобы пространство над малогабаритными, но занимающими значительную площадь платы компонентами, не оставалось неиспользованным, необходимо, в первую очередь, максимально сократить эту площадь. Для этого все компоненты поверхностного монтажа размещают с обратной стороны печатной платы, или переносят на отдельную плату, которую располагают вертикально. Даже входной фильтр и вспомогательный источник питания размещают на отдельных платах, создавая объемную конструкцию наподобие трехмерного тетриса, максимальным образом сокращая неиспользованный объем.

Во-вторых, уменьшают общую высоту изделия, главным образом, за счет применения низкопрофильных сердечников в моточных компонентах.

Уменьшение высоты преобразователей имеет свои разумные пределы, после которых дальнейшее уменьшение высоты дает обратный эффект, так как резко начинает ограничиваться максимальная мощность изделия из-за конечных размеров электромагнитных компонентов и электролитических конденсаторов большой емкости. В настоящее время оптимальной для мощных выпрямителей является высота, близкая к стандартной высоте 1U

для корзины 19" стоек питания. Ширина корпуса рассчитывается из условия размещения в такую корзину нескольких выпрямителей.

Таким образом, можно констатировать, что сейчас оптимальной формой корпуса является достаточно длинный выпрямитель с небольшим поперечным сечением. В такой конструкции для обдува всех тепловыделяющих компонентов достаточно одного мощного вентилятора, причем при такой плотной компоновке скорость потока воздуха получается значительно выше, чем в свободных конструкциях, что значительно повышает эффективность обдува.

Вместе с тем, ограничение высоты под стандарт 1U накладывает физические ограничения на максимальную мощность выпрямителя, поскольку оптимальная форма силовых электромагнитных компонентов мощных преобразователей не намного отличается от формы кубика и не поддается попыткам “размазать” их по плоскости. В настоящее время вполне реально сделать надежный выпрямитель мощностью 1,5 кВт в указанных габаритах, используя традиционную структуру: “корректор коэффициента мощности (ККМ) – мощный накопительный конденсатор – DC/DC преобразователь”. Мощности порядка 1,7...1,8 кВт, являются предельными, при которых силовые компоненты работают с минимальными запасами.

Для увеличения мощности выпрямителя можно в одном корпусе располагать несколько параллельно включенных преобразователей. При этом встроенному в выпрямитель микроконтроллеру

необходимо осуществлять дополнительную функцию равномерного распределения выходного тока между составными частями выпрямителя. Одним из достоинств такого решения является резервирование питания уже в одном корпусе, т. е. выход из строя одного из преобразователей не приведет к пропаданию выходного напряжения, произойдет только уменьшение максимальной выходной мощности. С другой стороны, для замены вышедшего из строя преобразователя потребуется демонтировать весь выпрямитель.

Кроме того, помимо “внутренних” факторов, ограничивающих мощность выпрямителя в указанных габаритах, не менее важным “внешним” фактором является выбор разъема, соединяющего выпрямитель с корзиной. С одной стороны, входные контакты должны быть достаточно удалены друг от друга, а также от других контактов и от корпуса выпрямителя, чтобы обеспечить необходимые требования по электробезопасности. С другой стороны, выходные контакты должны быть рассчитаны на очень большой ток нагрузки. Наконец, разъем должен содержать определенное количество сигнальных контактов для связи выпрямителя с центральным процессором и с внешним миром. Не так просто подобрать разъем, удовлетворяющий этим требованиям, чтобы он при этом не перекрывал путь для воздушного потока, создаваемого вентилятором. Реальный КПД, достижимый в настоящее время при номинальном входном напряжении, не превышает величину порядка 94%, а это значит, что при выходной мощности 1,5 кВт вентилятор должен “сдувать” не менее 100 Вт потерь, так что вопрос о габаритах разъема нельзя сбрасывать со счетов.

Какие компоненты реально ограничивают максимальную мощность выпрямителя при указанных габаритах?

Для первой ступени выпрямителя – ККМ – самой крупногабаритной и ответственной деталью, помимо дросселя, является накопительный электролитический конденсатор. Найти место для второго, дополнительного конденсатора не так просто, так как второго места рядом с вентилятором на плате уже нет. Кроме того, второй конденсатор занимает много места, ограничивая размещение других силовых компонентов, что в определенных случаях делает его применение практически невозможным. Если же ориентироваться на один накопительный конденсатор, то при диапазоне входного напряжения выпрямителя от 85...90 В до 300...305 В и с учетом требований к допустимым пульсациям тока, для выпрямителей в конструктиве 1U лучшим в настоящее время является номинал 560 мкФ × 450 В (Ø30 × 55...60 мм). Этот конденсатор позволяет без снижения характеристик в диапазоне входного напряжения 176...300 В обеспечить выходную мощность выпрямителя до 1,5 кВт, и до 1,7...1,8 кВт, при условии размещения конденсатора

непосредственно в струе воздуха из вентилятора.

Очевидно, что столь жесткие условия эксплуатации накопительного электролитического конденсатора не способствуют увеличению его времени наработки до отказа, и заявляемая отдельными производителями выпрямителей цифра 100 000 часов выглядит сомнительной. Поскольку производители конденсаторов не публикуют формул для расчета их долговечности в различных режимах эксплуатации, остается верить, что конденсатор прослужит указанное время без отказов. Попытки увеличить срок службы за счет применения конденсаторов диаметром 35 мм, допускающих больший ток пульсаций в конструктиве 1U, приводят к значительному сокращению полезной площади печатной платы. Такое решение, в свою очередь, вынуждает уменьшать ширину силовых проводников, что, при токах во входной цепи порядка 10...15 А может привести к уменьшению КПД на 1...2%.

Во второй ступени выпрямителя самой габаритной и не менее ответственной деталью является силовой трансформатор *DC/DC* преобразователя. В конструктиве 1U при использовании современных сердечников типа PQ35, PQ40 можно получить выходную мощность до 1...1,5 кВт, а на сердечнике UU с обмотками из фольги с полиамидной изоляцией – до 1,5...1,8 кВт.

#### Топологии преобразователей постоянного напряжения

Практически, для *DC/DC* преобразователей мощностью более 1 кВт подходят две топологии – мостовая с фазовым сдвигом и резонансная. Обе топологии позволяют распределить тепловые потери между силовым трансформатором и дросселями, чтобы сделать их достаточно миниатюрными и уложиться, таким образом, в габариты стандарта 1U.

При мощности нагрузки 1,5 кВт и выше, когда ток нагрузки составляет несколько десятков ампер, чрезвычайно важную роль играют параметры выпрямительных диодов (или синхронных ключей) на вторичной стороне преобразователя. Каждый лишний мОм (миллиом) у ключа синхронного выпрямителя при таких токах превращается в дополнительные ватты потерь. Естественно, предпочтительнее в этом случае выглядит топология, позволяющая использовать для выпрямления диоды или транзисторы с максимально меньшим допустимым напряжением, а, следовательно, и с меньшим падением напряжения в проводящем состоянии. Поэтому практически во всех современных выпрямителях большой мощности, рассчитанных для работы с аккумуляторами 48 В и более, применяется та или иная вариация *LLC*-резонансного преобразователя. Помимо всех достоинств обычного резонансного преобразователя, при определенном, правильно выбранном сочетании величин

индуктивности намагничивания, индуктивности рассеяния и емкости резонансного конденсатора и при фиксированном номинальном входном напряжении (что обеспечивает ККМ), рабочая частота *LLC*-преобразователя практически не зависит от тока нагрузки. Это свойство *LLC*-преобразователей значительно уменьшает возмущения выходного напряжения при резком изменении тока нагрузки и упрощает разработку схемы обратной связи.

“ММП-Ирбис” около 15 лет назад начал выпуск выпрямителей серии ИП1200А мощностью 1200 Вт. Их конструкция соответствует размещению по 6 выпрямителей в корзине 6U для 19” стойки. Достаточно свободная планировка позволяет применить стандартный сердечник ETD49 для силового трансформатора и кольцевые сердечники из пермаллоя для остальных моточных компонентов. Вторая ступень выпрямителя выполнена по схеме мостового преобразователя с фазовым сдвигом, вторичная сторона выполнена по схеме выпрямителя с удвоением тока. Большие габариты выпрямителя позволили использовать в качестве теплоотвода металлическое основание корпуса и применить для обдува маломощный вентилятор.

Позднее в “ММП-Ирбис” была разработана и осуществлена своя, новая концепция стойки бесперебойного питания, в которой для управления выпрямителями и инверторами не требуется центральный контроллер, а все его функции исполняют сами “умные” выпрямители и инверторы. В рамках этой концепции в дополнение к инверторам, выполненным в виде одной полки высотой 1U для стойки 19”, в таком же корпусе на базе ИП1200А был разработан новый выпрямитель серии ИП3000.

Внешний вид выпрямителя показан на рис. 1.

Силовая часть выпрямителя выполнена по той же схеме, что и ИП1200А, силовой трансформатор выполнен на кольцевом сердечнике, что позволяет вписаться по высоте в указанный стандарт. Каждый выпрямитель содержит по две платы с *AC/DC* преобразователями мощностью 1500 Вт, включенные параллельно на общий выход, а также плату контроллера, следящего за равномерным распределением нагрузки между двумя преобразователями, и выполняющим сервисные функции вместо центрального контроллера стойки.

Внутренний вид выпрямителя ИП3000 показан на рис. 2.



Рис. 1. Выпрямитель ИП3000

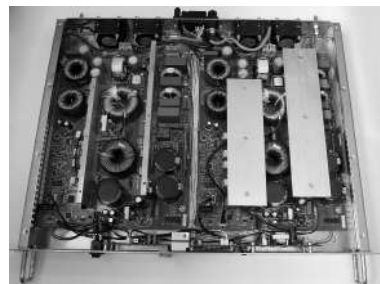


Рис. 2. Выпрямитель ИП3000 со снятой крышкой

Предусмотрены три стандартных исполнения выпрямителей ИП3000 для работы с аккумуляторными батареями 24 В, 48 В и 60 В.

#### Основные технические характеристики ИП3000

- Входное напряжение, В: 170...264 В (возможно снижение до 110...115В с уменьшением мощности);
- Выходное напряжение/ток нагрузки, В/А: 27,4/85, 54,7/55, 67,7/44;
- Амплитуда пульсаций выходного напряжения, мВ: 50;
- Диапазон регулирования выходного напряжения, В: 21...28, 42...58;
- КПД, %: 92;
- Коэффициент мощности: 0,99;
- Диапазон рабочих температур, °С: –10...+40.

Отличительная особенность выпрямителей ИП3000 состоит в том, что данный тип выпрямителей можно применять автономно, они могут работать параллельно, выполнять функцию ограничения тока заряда аккумуляторной батареи с функцией термокомпенсации, не требуя при этом подключения каких-либо дополнительных устройств, кроме датчика тока батареи.

В настоящее время в “ММП-Ирбис” разрабатывается новый выпрямитель для стоек бесперебойного питания в формате 1U. В одну корзину 1U для стойки 19” будет устанавливаться по 5 выпрямителей. Планируемая мощность нагрузки 1500...1600 Вт. Расчетная мощность по электрическим параметрам составляет 1700 Вт, номинальное выходное напряжение пилотного исполнения серии составляет 3,5 В, расчетный номинальный ток нагрузки составляет 31,6 А. Испытания макетного образца подтвердили правильность расчетов параметров силовой части. Измеренный КПД при указанных выходных параметрах и входном напряжении 220 В составил 92%, величина пульсаций выходного напряжения составила 250 мВ.

Окончательное значение номинальной мощности выпрямителя будет уточнено по результатам тепловых испытаний опытных образцов.

На рис. 3 представлена плата выпрямителя с выходной мощностью 1700 Вт.

Для достижения такой высокой удельной мощности силовой трансформатор выполнен на спе-

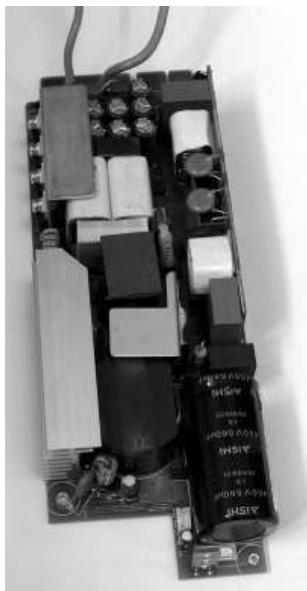


Рис. 3. Плата выпрямителя 1700 Вт



Рис. 4. Силовой трансформатор выпрямителя 1700 Вт

циальном заказном сердечнике типа UU, обмотки намотаны фольгой и переслоены полиамидной лентой, что позволило увеличить допустимый перегрев трансформатора, а также уменьшить его индуктивность рассеяния до 0,1...0,2 мкГн, что практически исключило выбросы напряжения на ключах синхронного выпрямителя. Функции индуктивности намагничивания и индуктивности рассеяния выполняют отдельные дроссели, включенные последовательно и параллельно первичной обмотке трансформатора.

Внешний вид трансформатора показан на рис. 4.

В выпрямителе предусмотрены дополнительные меры для увеличения его срока службы. Помимо температуры собственных компонентов, контролируется температура окружающей среды, что создает дополнительную защиту и гибкость при необходимости снижения выходной мощности.

Переменная скорость вращения вентилятора, в зависимости от перегрева компонентов, увеличивает срок службы вентилятора и снижает акустические шумы. Кроме того, поскольку выпрямитель рассчитан на максимальное входное напряжение 300 В, при котором напряжение на накопительном конденсаторе нельзя устанавливать ниже 425...430 В, введена гибкая зависимость уставки напряжения на накопительном конденсаторе от величины входного напряжения. Таким образом,

при номинальном напряжении 220 В, при котором будет работать выпрямитель большую часть своего срока службы, уставка напряжения на накопительном конденсаторе составляет 380 В, что также способствует увеличению его срока службы. Выпрямители рассчитаны на работу с управлением от центрального контроллера стойки бесперебойного питания.

Выпрямители можно будет использовать и автономно, так как в них заложена функция обеспечения параллельной работы (с подключением соответствующих выводов параллельной работы на общую шину), а также функция внешнего выключения.

Функция защиты от перенапряжения на выходе автоматически отключает модуль, если он является источником перенапряжения, и одновременно отключает его вывод параллельной работы от общей шины, чтобы не оказывать влияния на остальные выпрямители правильно распределять между собой ток нагрузки. Для удобства диагностирования состояния выпрямителя, на передней панели предусмотрена световая индикация с тремя светодиодами.

**Коротков Сергей Михайлович**, к. т. н., руководитель группы ЗАО "ММП-Ирбис", тел. +7(495) 987-10-16.

Е. В. Машуков, Г. М. Ульященко, Д. А. Шевцов, К. В. Куликовский

## ИНДИКАЦИЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ АВАРИЙНОЙ ДУГИ В АВИАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АНАЛОГОВЫХ МОДЕЛЕЙ НАГРУЗОК

E. V. Mashukov, G. M. Uliashenko,  
D. A. Shevtsov, K. V. Kulikovskiy

Arc of a Consecutive Type Fault Detection Using Analog  
Models of Loads for Aircraft DC systems

В статье изложены результаты исследований и разработки метода индикации аварийных дуговых разрядов последовательного типа, основанного на выявлении в токе нагрузки изменений, нетипичных для нормальных процессов. Метод предполагает мониторинг тока нагрузки и его непрерывное сравнение с эталонными значениями тока, синтезированного в схеме индикации с использованием электронной аналоговой модели нагрузки.

Ключевые слова: индикация аварийной дуги, система распределения электроэнергии, автоматы защиты и коммутации.

The paper gives an account on the results of research and development of a technique for arc of a consecutive type fault detection, based on non-relevant for normal processes load current changes detection. The suggested technique assumes load current monitoring and its continuous comparison with reference values of the current, synthesized within the detection circuit, using electronic analogue load model.

Key words: arc fault detection, electrical power distribution systems, solid-state power controller.

Достоинства предложенного метода – отсутствие необходимости в анализах параметров дуги и тот факт, что ее возникновение обнаруживается по энергетическим изменениям в цепи нагрузки, нечувствительным к возможным наводкам. Недостатки – отсутствие универсальности к нагрузкам, необходимость в библиотеке моделей нагрузок, введенных в память защиты [1]. Наибольшую трудность представляет здесь отсутствие доступных и достоверных технических описаний нагрузок, относящихся к цепям их питания, а также разнообразие нагрузок, особенно электронных, относящихся к разным поколениям. Требуются настройки параметров защит при смене номиналов тока и разработка поисковых алгоритмов для отслеживания изменений внутренних параметров нагрузок. Однако, в отличие от методов, отслеживающих признаки дуги, методы, основанные на контроле энергетических процессов, встречают только организационные, а не технические проблемы реализации.

Рассматриваемый метод трудно применять в бытовых системах, где возможна частая смена потребителей электроэнергии, но в авиационных СЭС с наперед заданным комплектом нагрузок он вполне применим.

В качестве практического примера рассмотрим возможность обнаружения дуги в низковольтных системах постоянного тока с нерегулируемыми активно-индуктивными нагрузками, к которым относятся обмотки управления электромагнитными механизмами.

Условимся, что блок индикации дуги (индикатор дуги – ИД) является дополнением к несилевой схеме управления и защиты (СУЗ) транзисторного аппарата защиты и коммутации (рис. 1). Питание

ИД и СУЗ (как правило, двуполярным напряжением  $\pm 12...15$  В) осуществляется от источника вторичного электропитания, входящего в состав АЗК [2]. Сигнал о токе нагрузки снимается с резистивного датчика тока  $R_{ДТ}$  в составе АЗК. Кроме сигнала о токе блок индикации дуги получает информацию о напряжении в сети как разность потенциалов стока силового транзистора и анода блокирующего диода. В схему ИД поступает сигнал о включении силового транзистора АЗК ( $U_{ВКЛ}$ ). Из схемы ИД в схему СУЗ поступает команда об аварийном отключении АЗК.

На рис. 2 приведена функциональная схема индикации дуги в цепи с индуктивно-активными нагрузками без пусковых токов с использованием аналоговой модели нагрузки. На входе компаратора К1 сравниваются два сигнала: напряжение, пропорциональное току нагрузки и напряжение с выхода модели нагрузки, выполненной в виде  $RC$  цепи ( $R2, C1$ ), питающейся от источника сетевого напряжения (источника питания  $U_{ИП}$ ) через ограничительный резистор  $R1$ .

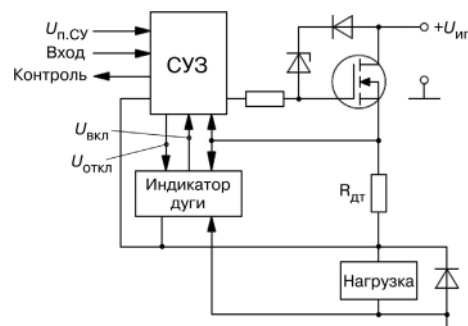


Рис. 1. Функциональная схема АЗК с индикатором дуги

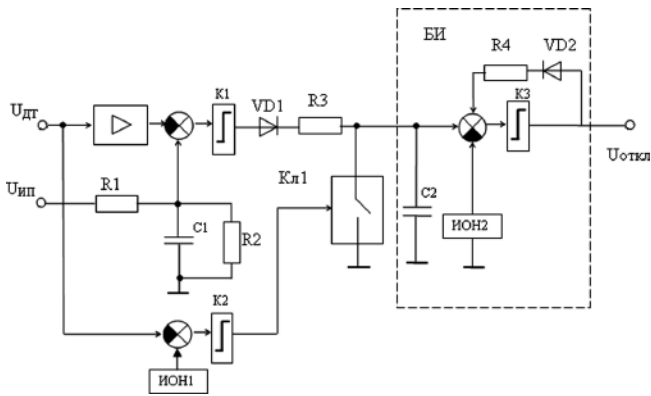


Рис. 2. Функциональная схема блока индикации дуги в цепи с *RL*-нагрузкой без пусковых токов на основе модели нагрузки

Схема рассчитана так, что в неаварийном состоянии фидера напряжение с датчика тока  $U_{ДТ}$  больше, чем опорное напряжение на  $C1$  и на выходе компаратора  $K1$  – отрицательное напряжение, запирающее разделительный диод  $VD1$ . Конденсатор  $C2$  блока интегратора (БИ) не получает зарядного тока через резистор  $R3$ , на выходе блока – отрицательное напряжение. С возникновением дуги ток в цепи нагрузки снижается и становится меньше опорного уровня  $0,75 I_{НОМ}$ . На выходе  $K1$  появляется положительное напряжение, конденсатор интегратора начинает заряжаться. При  $U_{C2} > U_{ИОН2}$  компаратор  $K3$  переключается, положительное напряжение  $U_{ОТКЛ}$  на выходе блока поступает в схему управления АЗК в качестве команды на его отключение. Данное состояние запоминается сигналом обратной связи через  $VD2, R4$ . Компаратор  $K2$  с источником опорного напряжения ИОН1 и ключом  $Kл1$  предназначен для блокировки интегратора в нормально отключенном состоянии АЗК, когда схема управления и защиты находятся под напряже-

нием питания  $U_{П.С.У.}$ , но ток в цепи нагрузки близок к нулю, т. е. меньше опорного уровня.

На рис. 3 приведена компьютерная модель блока индикации дуги. Схема содержит следующие узлы:

- силовой транзисторный ключ АЗК на МДП транзисторе  $M1$  с датчиком тока  $R3$  и источником управляющего напряжения  $V1$ ;
- цепь нагрузки  $R1, L1$  с блокирующим диодом  $D2$ ;
- компаратор сравнения сигналов на операционном усилителе  $U1$  с моделью нагрузки в виде резистивно-емкостной цепи  $R5, R6, C1$ ;
- усилитель сигнала с датчика тока на  $U2$ ;
- интегратор на  $U3$  с источником опорного напряжения  $V15$ , зарядным резистором  $R11$  и накопительным конденсатором  $C2$ ;
- компаратор нулевого тока на  $U4$  с делителем  $R13, R14$ ;
- транзисторный ключ  $Q1$ , блокирующий конденсатор интегратора;
- комбинированная цепь, состоящая из источников напряжения  $V2, V4$ , ключа  $S1$  и диода  $D1$ , выполняющая роль дуги; где напряжение на дуге заменено источником постоянного напряжения  $V2$ , а момент возникновения дуги задается источником импульсного напряжения  $V4$ ;
- источник переменного синусоидального напряжения  $V12$  с амплитудой и частотой, соответствующими пульсациям напряжения сети;
- комбинация из трех источников постоянного напряжения ( $V5, V9, V11$ ), пяти источников импульсного напряжения ( $V3, V6, V7, V8, V10$ ) и пяти ключей  $S2...S6$ , выполняющая роль источника напряжения сети с параметрами, соответствующими требованиям технического руководства КТ – 160 [3]; блок питания схемы нормированным испытательным напряжением и блок интегратора, выделенные пунктиром.

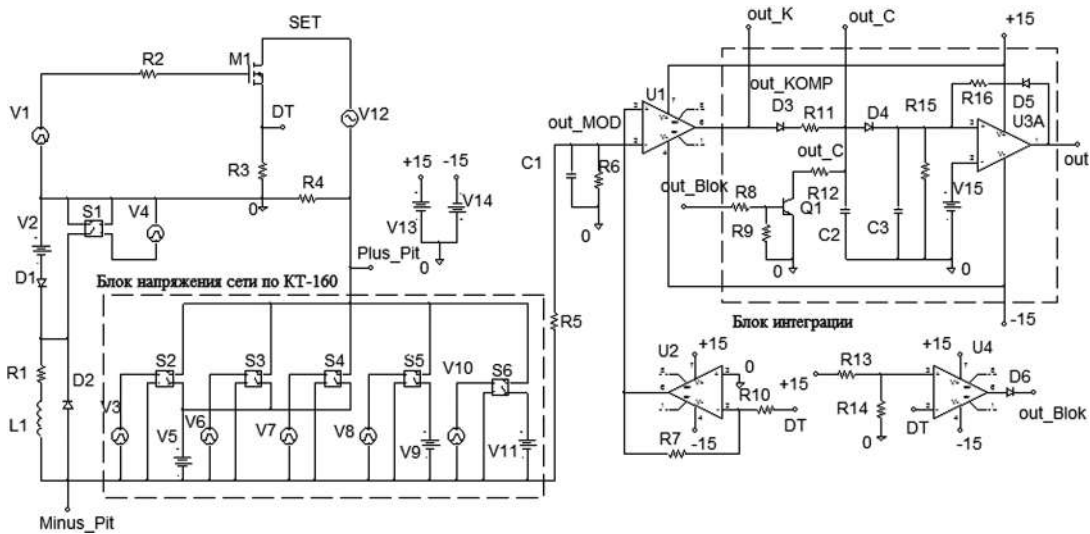


Рис. 3. Компьютерная модель ИД с эквивалентом нагрузки и блоком питания по КТ-160

На рис. 4, 5 приведены временные диаграммы процессов в схеме рис. 3.

Верхняя диаграмма на рис. 4 – напряжение сети с текущими значениями: 27 В – 60 В – 27 В – 18 В – 27 В. Общее время процесса – 1 с.

Средняя диаграмма – напряжения на входах сравнивающего компаратора. До момента возникновения дуги (через 0,6 с после начала процесса) напряжение на неинвертирующем входе меньше, чем на инвертирующем, и напряжение на выходе компаратора отрицательно. С появлением дуги ток в цепи падает ниже опорного уровня, напряжение на неинвертирующем входе становится больше, чем на инвертирующем, и компаратор переключается и начинается заряд конденсатора интегратора.

На нижней диаграмме отражены напряжение на конденсаторе С2 и на выходе схемы. Интервал задержки отключения АЗК после возникновения дуги установлен равным 100 мс, что делает схему нечувствительной к кратковременным помехам.

На рис. 5 приведены диаграммы процессов ликвидации прерывистой дуги с частотой 20 Гц и скважностью  $Q = 2$ . Схема работоспособна на прерывистую дугу, но время срабатывания возросло до 130 мс.

На верхних диаграммах процессов просматриваются пульсации сетевого напряжения, введенные в схему индикации дуги в качестве помехи ее работе. В первом случае – с амплитудой 0,8 В и частотой 200 Гц, во втором случае – с амплитудой 2 В и частотой 1000 Гц. Присутствие нормированных пульсаций напряжения сети не вызвало нарушений в работе схемы.

На рис. 6 приведена компьютерная модель схемы индикации дуги в цепи с RL нагрузкой без пусковых

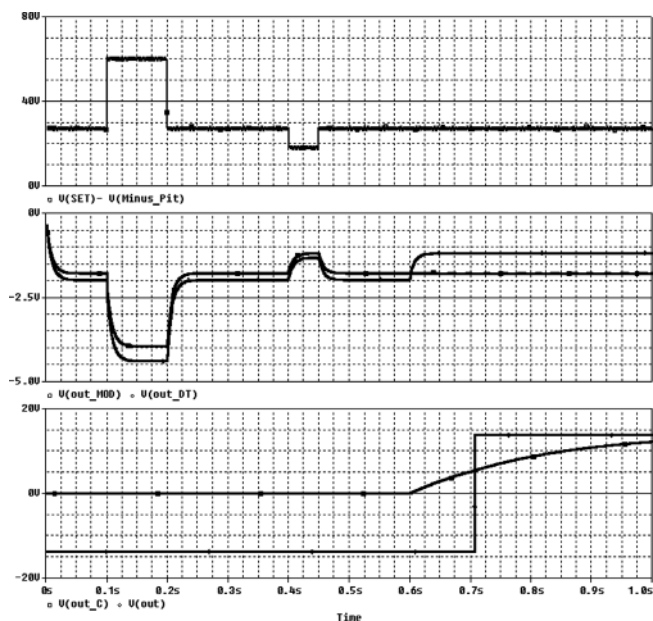


Рис. 4. Процессы в схеме ИД на рис. 3 при индикации спокойной дуги

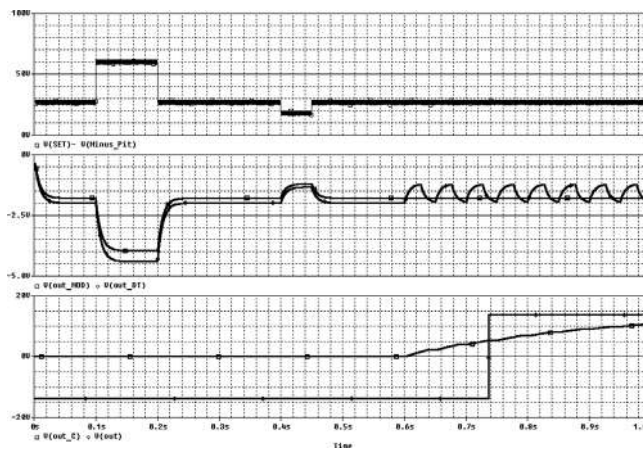


Рис. 5. Процессы в схеме рис. 3 при индикации прерывистой дуги

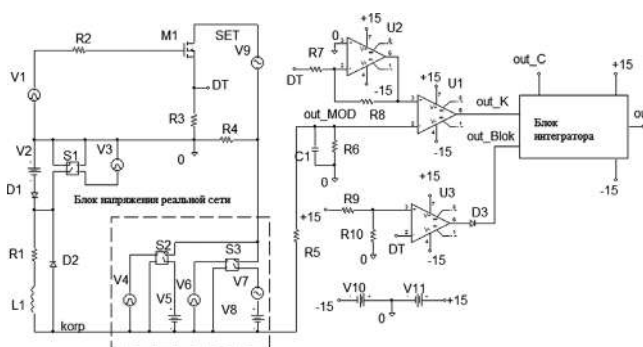


Рис. 6. Компьютерная модель ИД с эквивалентом RL нагрузки и блоком напряжения реальной сети

токов, питающейся от авиационной сети с реальной формой напряжения в переходных режимах. Формирователь напряжения сети здесь состоит из двух источников постоянного напряжения 27 В (V5, V8), источника синусоидального напряжения V7, модулированного экспонентой. Изменение фазы напряжения с  $90^\circ$ С на  $-90^\circ$ С соответствует замене режима системы с отключением мощной нагрузки на режим ее включения. На рис. 7, 8 приведены временные диаграммы процессов при отключении и включении мощной нагрузки. Анализ диаграмм свидетельствует о том, что изменение характера переходного напряжения сети не повлияло на работоспособность схемы индикации дуги.

**Литература**

1. Е. В. Машуков, К. В. Куликовский, Г. М. Ульященко, Д. А. Шевцов. Проблемы ликвидации аварийных дуговых разрядов в авиационных системах электропитания // Практическая силовая электроника, 2013, № 4 (52), С. 17–20.
2. Машуков Е. В., Шевцов Д. А., Ульященко Г. М. Транзисторные аппараты защиты и коммутации для авиационных систем распределения электроэнергии – М.: Изд-во МАИ–ПРИНТ, 2009. – 188 с.

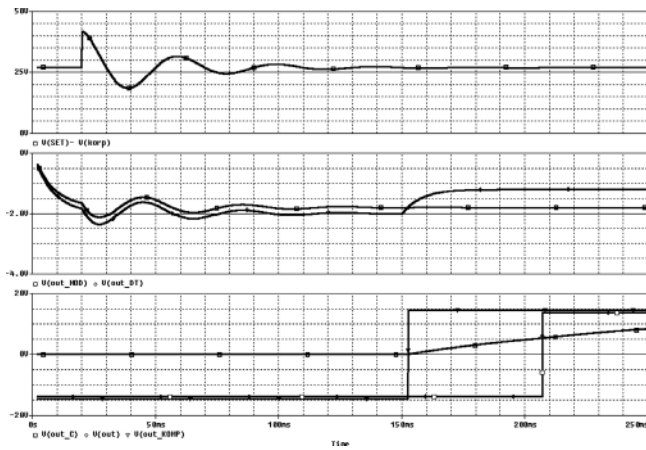


Рис. 7. Временные диаграммы в схеме на рис. 6 при отключении мощной нагрузки в СЭС

3. Квалификационные требования КТ–160Д. Условия эксплуатации и окружающей среды для бортового авиационного оборудования. Требования, нормы и методы испытаний.

**Машуков Евгений Владимирович**, д. т. н., профессор кафедры “Микроэлектронные электросистемы” МАИ, тел.: +7 (499) 158-45-59, e-mail: kaf306@mai.ru;

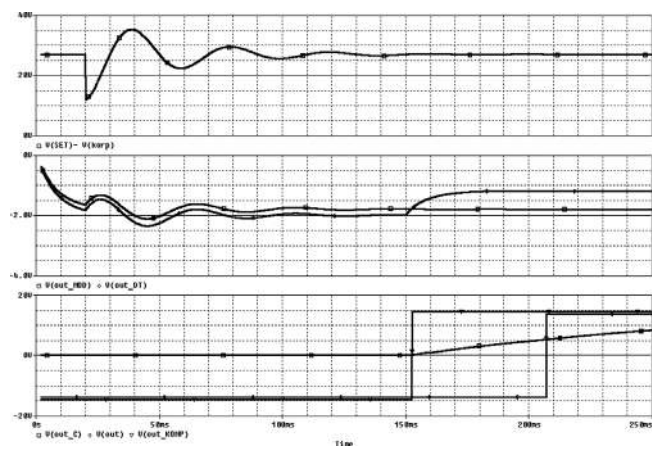


Рис. 8. Временные диаграммы процессов в схеме рис. 6 при включении мощной нагрузки в СЭС

**Ульященко Галина Михайловна**, к. т. н., доцент кафедры “Микроэлектронные электросистемы” МАИ, тел.: +7 (499) 158-45-59, e-mail: kaf306@mai.ru;

**Шевцов Даниил Андреевич**, д. т. н., профессор кафедры “Микроэлектронные электросистемы” МАИ, тел.: +7 (499) 158-45-59, e-mail: kaf306@mai.ru;

**Куликовский Кирилл Владиславович**, аспирант кафедры “Микроэлектронные электросистемы” МАИ, тел.: +7 (499) 158-45-59, e-mail: ex-drummer@rambler.ru.



Д. А. Ниткин, С. В. Дякин, С. И. Вольский

## ПРОБЛЕМЫ СИНХРОНИЗАЦИИ ИНВЕРТОРА С СЕТЬЮ

D. A. Nitkin, S. V. Dyakin,  
S. I. VolskyThe Problems of Synchronization of an Inverter  
With Electrical Grid

В статье освещены основные причины развития альтернативных источников энергии в России и за рубежом. Рассмотрены классические решения синхронизации инвертора на сеть, а также перспективные современные методы.

Ключевые слова: альтернативные возобновляемые источники энергии, инвертор, синхронизация с сетью.

The article highlights the main reasons for development of alternative energy sources in Russia and abroad. Consider the classical solutions of synchronization of inverter with grid, as well as prospective modern methods.

Key words: alternative renewable energy sources, synchronization of the inverter to the grid.

В последнее десятилетие во многих странах мира наблюдается неуклонный рост доли альтернативных возобновляемых источников энергии (ВИЭ) в общем объеме мировой энергетики. К альтернативным традиционно относят солнечные, ветряные, геотермальные и биотопливные источники энергии [1], наиболее перспективными из которых на сегодняшний день являются солнечные панели и ветровые установки.

Активное развитие альтернативных источников энергии обусловлено, как минимум, двумя факторами. Первый из них – это желание уменьшить негативное влияние человека на окружающую среду и воздействовать на экологическую обстановку в мире. В 1992 году была принята Рамочная конвенция ООН об изменении климата [2], признавшая существование проблемы изменения климата, напрямую связанную с последствиями сжигания углеводородов. Для решения этой проблемы необходимо значительно сократить выбросы парниковых газов в атмосферу, что становится возможным благодаря отказу от традиционной энергетики и переходу к экологически более безопасным источникам энергии и технологиям их преобразования. Второй фактор связан с необходимостью отыскания замены ископаемым видам топлива, таким как нефть и природный газ, и, как результат, созданием надежной долговременной основы мировой энергетики. В 2013 году суммарная мощность энергетических установок, действующих в мире с использованием технологий преобразования энергии ветра и солнечной энергии в электричество, превысила отметку в 450 ГВт [3].

Задача энергоэффективности является одной из ключевых и для России. В октябре 2013 года на Первом Международном форуме “Возобновляемая энергетика. Пути повышения энергетической и экономической эффективности” было озвучено, что в соответствии с принятыми планами к 2020 году в России должно быть введено более 6 ГВт ветровых, солнечных и малых гидроэлектростанций. Это

обеспечит около 2,5% выработки электроэнергии в нашей стране.

Как было сказано выше, в настоящее время наиболее перспективными альтернативными ВИЭ являются фотоэлектрические преобразователи (ФЭП) и ветроэлектрические установки (ВЭУ). В силу своей конструктивной простоты, относительно неприхотливости и возможности монтирования непосредственно на крышу здания, экономя таким образом свободное пространство для других целей, именно солнечные панели с каждым годом набирают все большую популярность среди частных домохозяйств и малых предприятий в мире в качестве дополнительного источника питания.

Неотъемлемым звеном преобразования и передачи солнечной энергии в электрическую помимо самих фотоэлементов является статический преобразователь (СП), выполненный на базе современных полностью управляемых полупроводниковых приборов, таких как *IGBT* или силовые *MOSFET* (рис. 1).

Однако, несмотря на внешнюю простоту и изученность схемотехнических решений, разработчики сталкиваются с тремя существенными проблемами:

– обеспечение безопасности при подключении ФЭП к электрическим сетям общего пользования;

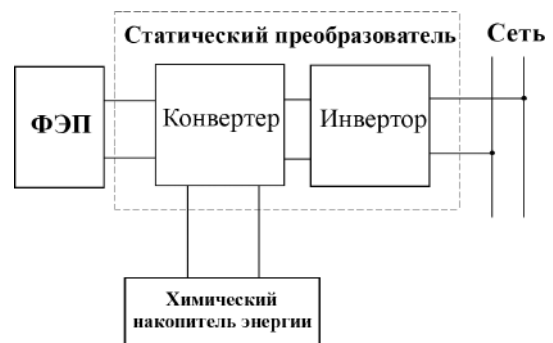


Рис. 1. Структурная схема преобразования солнечной энергии в электрическую

– строгими требованиями к качеству выходного напряжения СП;

– желанием потребителей иметь КПД преобразования электрической энергии, близкий к единице.

Если последнее требование больше относится к вопросам конкуренции производителей СП на рынке, то первые два вопроса требуют серьезного внимания со стороны любого разработчика. Стандарты, введенные в США и многих странах Евросоюза, регламентируют такие параметры как время отключения СП от сети при пропадании напряжения в последней; величину тока утечки от солнечной панели через “землю”; уровень помех, вносимый работающим СП в сеть.

Однако самой первой проблемой, встающей перед разработчиком СП является необходимость синхронизации выходного инвертора напряжения с сетью, к которой он подключен.

### Обзор существующих решений

Классическим и наиболее простым решением для передачи электрической энергии от источника постоянного тока в сеть переменного тока является инвертор, ведомый сетью (ВИН) [4, 5]. Данный класс устройств широко изучен и успешно применяется на протяжении многих десятилетий в различных областях электротехники.

Главным отличием ВИН от автономных инверторов напряжения (АИН) является коммутация полупроводниковых приборов под воздействием электрической сети переменного тока, к которой он подключен. Для функционирования инвертора, ведомого сетью, нет необходимости в сигнальном процессоре, осуществляющем сложные математические операции, и дорогостоящих датчиках тока.

Возможным это становится за счет использования в качестве вентилях полупроводниковых управляемых тиристоров. Это же является одним из главных недостатков ВИН, так как современные тиристоры уступают силовым *IGBT* и *MOSFET* по своим характеристикам, что ограничивает их КПД преобразования энергии. Другими существенными недостатками ВИН являются невозможность использования методов ШИМ для формирования выходных напряжения и тока и, соответственно, решения сопутствующих проблем. При этом ВИН имеют достаточно высокий коэффициент нелинейных искажений (КНИ), неудовлетворяющий требованиям современных стандартов. Указанные недостатки делают невозможным использование классических инверторов, ведомых сетью, в системах ВИЭ, в том числе ФЭП.

Более совершенным подходом к решению вопроса синхронизации инвертора с сетью являются методы, основанные на детектировании перехода через ноль (ДПН), которые в англоязычной литературе принято называть *zero-crossing detection* (*ZCD*) [6]. В основе данного решения лежит

простая идея определения момента времени, в который происходит перемена знака кривой напряжения сети. Далее на основе этих данных происходит формирование управляющего сигнала для вентилей инвертора.

Практическое распространение методы синхронизации с ДПН получили в 90-х годах прошлого века благодаря появлению доступных для разработчиков микроконтроллеров. Главными достоинствами синхронизации по методу ДПН в отличие от ВИН является возможность выбора разработчиком любой классической или проприетарной топологии инвертора и, как результат, возможность достижения требуемых показателей эффективности, качества и безопасности преобразователя в целом.

Однако данный метод имеет существенный недостаток, который связан с чувствительностью к качеству напряжения сети. Наличие высших гармонических в его составе, искажения, вызванные переходными процессами, и случайные возмущения приводят к затруднению синхронизации и ложному срабатыванию детектора. Данная проблема поддается решению путем введения в систему управления фильтра нижних частот и выделения основной гармоники напряжения с помощью разложения в ряд Фурье. Однако такой подход требует априорного знания о частоте напряжения сети, а также усложняет систему управления инвертора и ухудшает его динамические свойства.

В зарубежной литературе описаны и другие вспомогательные методы, основанные, например, на преобразовании Фурье [7], или на динамической гистерезисной характеристике [6]. Хотя указанные решения и позволяют решить поставленную задачу, но, тем не менее, они сложны для реализации и требуют существенных вычислительных ресурсов системы управления.

Наиболее перспективным и удобным является метод синхронизации инвертора с сетью на базе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), в зарубежной литературе, именуемой *phase-locked loop* (*PLL*). Такие системы достаточно подробно изучены и описаны в литературе [8] и широко применяются, в том числе, и в электронике. Система управления, использующая в своем составе ФАПЧ, позволяет синхронизировать инвертор и сеть с неидеальным синусоидальным напряжением, с практически произвольной частотой, которая также может изменяться во времени. К достоинствам также следует отнести простоту принципа, лежащего в основе такого метода, и легкость практической реализации.

### Принцип построения системы ФАПЧ

Традиционная система ФАПЧ включает в себя три основных элемента (рис. 2): фазовый детектор (ФД), фильтр нижних частот (ФНЧ) и генератор, управляемый напряжением (ГУН).

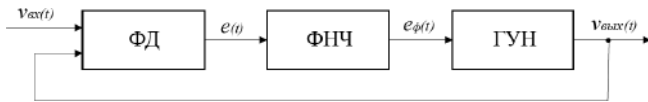


Рис. 2. Структура управления контура системы ФАПЧ

Входным сигналом для такой системы, поступающим на ФД, служат фазы эталонного сигнала и сигнала обратной связи (выходного сигнала ФАПЧ).

Эталонный сигнал:

$$v_{\text{вх}}(t) = V \sin(\omega t + \varphi), \quad (1)$$

где  $\omega$ ,  $\varphi$  – мгновенная частота и начальная фаза сигнала, соответственно.

Сигнал обратной связи:

$$v_{\text{вых}}(t) = \cos(\omega' t + \psi), \quad (2)$$

где  $\omega'$ ,  $\psi$  – мгновенная частота и начальная фаза сигнала, соответственно.

На выходе ФД формируется сигнал ошибки, пропорциональный разности двух входных сигналов:

$$\begin{aligned} e(t) &= V \sin(\omega t + \varphi) \sin(\omega' t + \psi) = \\ &= \frac{V}{2} \{ \sin[(\omega - \omega')t + (\varphi - \psi)] + \\ &+ \sin[(\omega + \omega')t + (\varphi + \psi)] \}. \end{aligned} \quad (3)$$

Необходимо отметить, что фильтр нижних частот подавляет частоты сигнала выше частоты среза, рассчитанной на исключение составляющей с удвоенной частотой. Приняты следующие допущения:

1) В установившемся режиме  $\psi(t)$  стремится к  $\varphi(t)$ , следовательно:

$$\varphi(t) - \psi(t) \rightarrow 0 \text{ и } \sin[\varphi(t) - \psi(t)] \approx \varphi(t) - \psi(t).$$

2) Аналогично, частота сигнала обратной связи стремится к частоте колебаний эталонного сигнала ( $\omega \rightarrow \omega'$  или  $\omega - \omega' \rightarrow 0$ ).

Сигнал ошибки на выходе фильтра нижних частот принимает вид:

$$e_{\Phi}(t) = \frac{V}{2} \sin(\varphi - \psi) = \frac{V}{2} \sin(\Delta\varphi). \quad (4)$$

Выходное напряжение ФД через фильтр нижних частот воздействует на ГУН, который изменяет частоту на своем выходе, подстраивая ее таким образом к эталонной:

$$\omega'(t) = e_{\Phi}(t) + \omega_0, \quad (5)$$

где  $\omega_0$  – центральная частота.

Тогда полная фаза выходного сигнала ФАПЧ будет определяться:

$$\Phi'(t) = \int_0^t \omega'(t) dt = \int_0^t e_{\Phi}(t) dt + \omega_0 t, \quad (6)$$

или

$$\Phi'(t) = \omega_0 t + \psi, \quad (7)$$

где  $\psi$  – начальная фаза выходного сигнала ФАПЧ.

Таким образом, по своей сути описанная система очень схожа с классическим ПИ-регулятором, с той лишь разницей, что выходной величиной ФАПЧ является частота, а входной – разность фаз двух сигналов.

### ФАПЧ на базе ФД с генератором квадратурных сигналов

В классической схеме ФАПЧ фазовый детектор является одним из основных компонентов системы. Необходимо отметить, что при математическом описании работы предыдущей блок-схемы были сделаны допущения, при которых процессы рассматривались в установившемся режиме и высокочастотной составляющей сигнала ошибки пренебрегали, как “подавляемой” фильтром. Однако, когда к устройству подключают сеть, существенное влияние начинает оказывать высокочастотная составляющая  $e(t)$  в выражении (3). Поэтому целесообразно применять генератор квадратурных сигналов (ГКС), который позволяет извлекать квадратурные сигналы без задержек, возникающих из-за искажений входного сигнала, при любой частоте:

$$\begin{aligned} e(t) &= V \sin(\omega t + \varphi) \cos(\omega' t + \psi) - \\ &- V \cos(\omega t + \varphi) \sin(\omega' t + \psi) = \\ &= V \sin[(\omega - \omega')t + (\varphi - \psi)], \end{aligned} \quad (8)$$

или

$$e(t) = V \sin(\Phi - \Phi'). \quad (9)$$

Таким образом, структура контура управления системы ФАПЧ принимает вид, представленный на рис. 3.

Другим преимуществом применения ГКС является возможность реализовать современную систему векторного регулирования, основанную на преобразовании Парка-Горева (в англоязычной

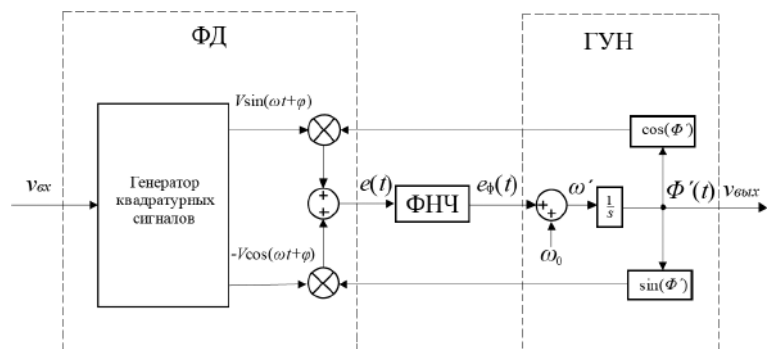


Рис. 3. Структура контура управления системы ФАПЧ с ГКС в составе ФД

литературе данное преобразование именуется, как преобразование Парка). Система регулирования строится в системе координат, вращающейся вместе с управляемым вектором, относительно неподвижной системы координат, и его амплитуда и фаза определяются двумя скалярными величинами проекций на оси координат этой системы. Следовательно, управление вектором, в данном случае, можно свести к управлению величиной и знаком его проекций. Вращение системы учитывают с помощью координатных преобразований, измеряя или вычисляя угол ее поворота относительно неподвижной системы координат [8, 9].

Представим сигналы, формируемые ГКС, через вектор  $v_{\alpha\beta}$  в неподвижной системе координат:

$$v_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = V \begin{bmatrix} \sin(\Phi) \\ -\cos(\Phi) \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Преобразование Парка-Горева заключается в определении проекций обобщенного вектора на ортогональные оси подвижной системы координат  $dq$ , вращающейся относительно неподвижной системы координат  $\alpha\beta$  [10]:

$$v_{dq} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\Phi') & \sin(\Phi') \\ -\sin(\Phi') & \cos(\Phi') \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}. \quad (11)$$

При синхронизации напряжений по частоте выходной сигнал ФД принимает следующий вид:

$$v_{dq} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = V \begin{bmatrix} \sin(\Phi - \Phi') \\ -\cos(\Phi - \Phi') \end{bmatrix}. \quad (12)$$

В результате ФАПЧ с ГКС принимает вид, показанный на рис. 4.

Векторная диаграмма управления системы ФАПЧ с использованием преобразование Парка-Горева представлена на рис. 5, где  $\alpha\beta$  – неподвижная система координат;  $dq$  – подвижная система координат, которая вращается со скоростью  $(\omega - \omega')$  относительно  $\alpha\beta$ ;  $v$  – вектор выходного сигнала ГКС.

В векторной интерпретации работы системы ФАПЧ означает, что подвижная система координат

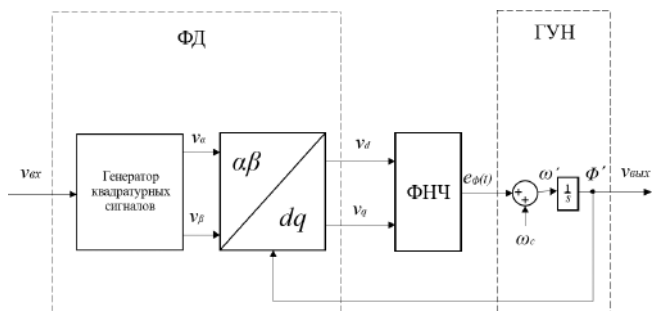


Рис. 4. Структура контура управления системы ФАПЧ с использованием преобразование Парка-Горева

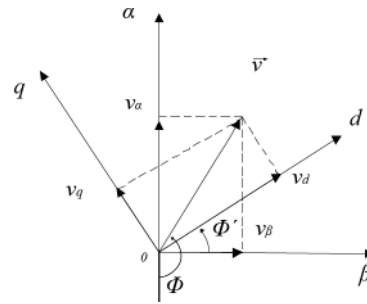


Рис. 5. Векторная диаграмма управления ФАПЧ

$dq$  поворачивается на угол  $\Phi'$  относительно системы  $\alpha\beta$ , образуя виртуальный вектор  $\vec{v}_{dq}$  с проекциями  $v_d$  и  $v_q$  на ортогональные оси  $dq$ . Физический смысл проекций вектора  $\vec{v}$  на оси  $dq$  заключается в том, что проекция вектора  $\vec{v}$  на ось  $d$  ( $v_d$ ) – активная составляющая выходного напряжения ФД, а  $v_q$  – реактивная.

### Заключение

Одним из способов решения задачи повышения энергоэффективности является увлечение доли альтернативных возобновляемых источников энергии в общем энергобалансе. В связи с конструктивной простотой и относительной неприхотливостью набирает популярность применений фотоэлектрические преобразователи в качестве резервного источника питания. Основной проблемой для разработчиков статических преобразователей, являющих неотъемлемым звеном фотоэлектрических преобразователей, является синхронизация инвертора с сетью. Анализ способов синхронизации показал перспективность и эффективность применения метода на базе системы фазовой автоподстройки частоты.

### Литература

1. Попель О. С. Возобновляемые источники энергии: роль и место в современной и перспективной энергетике. – Рос. хим. ж. (Ж. Рос. хим. об-ва им. Д.И. Менделеева), 2008, т. LII, № 6.
2. Рамочная конвенция Организации Объединенных наций об изменении климата 1992 г. FCCC/INFORMAL/84 GE.05-62222 190705 280705.
3. Renewables 2014. Global Status Report 2014. ISBN 978-3-9815934-2-6.
4. Забродин Ю. С. Промышленная электроника. М.: Высшая школа, 1982. С. 315-404.
5. Розанов Ю. К., Рябчицкий М. В., Кваснюк А. А. Силовая электроника. Учебник для вузов. М.: Издательский дом МЭИ, 2007. С. 632.
6. Wall R.W. Simple Methods for Detecting Zero Crossing. In Industrial Electronics Society, IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE, Vol. 3, 2–6 November 2003, pp. 2477–2481.
7. Begovic, M. M., Djuric, P. M., Dunlop, S. and

*Phadke, A. G.* Frequency Tracking in Power Networks in the Presence of Harmonics. IEEE Transactions on Power Delivery, 8(2), April 1993, pp. 480–486.

8. *Evgenije Adzic, Vlado Porobic, Boris Dumnic, Nikola Celanovic, Vladimir Katic.* PLL synchronization in gridconnected converters. The 6th PSU-UNS International Conference on Engineering and Technology (ICET-2013), Novi Sad, Serbia, University of Novi Sad, Faculty of Technical Sciences, May 15-17, 2013. URL: <http://www.psu-uns2013.com/material/papers/Session6/Session6-10107.pdf/> (дата обращения: 7.06.2015).

9. *Калачев Ю.Н.* Векторное регулирование (заметки практика). ЭФО, 2013. С. 13–16. URL: [http://www.privod-news.ru/docs/Vector\\_Kalachev.pdf/](http://www.privod-news.ru/docs/Vector_Kalachev.pdf/) (дата обращения: 1.06.2015).

10. *Карасев А. В., Смирнов В. М.* Некоторые особенности управления трехфазным выпрямителем с коррекцией коэффициента мощности. ГОУВ-ПО “Мордовский государственный университет

им. Н. П. Огарева”, г. Саранск. URL: [http://fetmag.mrsu.ru/2009-3/pdf/control\\_three-phase\\_rectification.pdf/](http://fetmag.mrsu.ru/2009-3/pdf/control_three-phase_rectification.pdf/) (дата обращения: 15.06.2015).

**Вольский Сергей Иосифович**, д.т.н., профессор кафедры “Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы”, Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет), тел.: +7(963)965-51-17, e-mail: [volsky-s@yandex.ru](mailto:volsky-s@yandex.ru);

**Ниткин Дмитрий Андреевич**, к.т.н., доцент кафедры “Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы”, Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет), тел.: +7(916)160-33-34, e-mail: [dmitry.nitkin@mail.ru](mailto:dmitry.nitkin@mail.ru);

**Дякин Сергей Валерьевич**, аспирант кафедры “Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы”, Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет), тел.: +7-915-236-85-67, e-mail: [dyakin.s@gmail.com](mailto:dyakin.s@gmail.com).

Н. Н. Петросян, А. А. Хачатрян, А. С. Геворгян

## ИССЛЕДОВАНИЕ КОММУТАЦИОННЫХ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ В ТРАНЗИСТОРНЫХ РЕЗОНАНСНЫХ ИНВЕРТОРАХ С ОБРАТНЫМИ ДИОДАМИ

N. N. Petrosian, A. A. Khachatrian,  
A. S. Gevorgian

В статье на примере транзисторного резонансного инвертора с встречно-параллельными диодами и R, C, D демпферными цепочками приводится анализ электромагнитных процессов, в результате чего получены формулы для оценки максимальной скорости нарастания напряжения и перенапряжения на силовых транзисторах. С помощью моделирования схемы инвертора получены временные диаграммы тока и напряжения силового транзистора для преобразователя мощностью до 20 кВт.

**Ключевые слова:** резонансный инвертор, обратный диод, коммутационное перенапряжение, схема защиты.

The Study of Commutational Overvoltages in Transistor  
Resonant Inverters With Freewheel Diodes

The paper presents the analysis of electromagnetic processes by the example of transistor resonant inverter with freewheel diodes and R, C, D snubber circuits. We obtained equations allowing evaluate maximum rate of voltage and overvoltage rise over power transistors. Inverter scheme simulation contributed to obtaining current and voltage flow charts of power transistor for the converter with power up to 20 kW.

**Key words:** resonant inverter, freewheel diode, switching overvoltage, protection circuit.

Полупроводниковые вентили (тиристоры, транзисторы диоды) в установках силовой электроники являются элементами, которые в большой степени чувствительны к перегрузкам токам и напряжению. Поскольку эти элементы являются одновременно и наиболее ценными компонентами силовых электронных приборов, а методы защиты других пассивных элементов не отличаются какими либо особенностями, то в дальнейшем рассматриваются только вопросы защиты полупроводниковых вентилях. Основное внимание уделяется вопросам защиты транзисторов, применяемых в мощных преобразователях электроэнергетики.

Во время разработки средств защиты от перенапряжений необходимо узнать причину их возникновения, их амплитуду и энергию. Амплитуда перенапряжений, которые возникают в преобразователях, во многих случаях может быть определена заранее. Если источник перенапряжения находится вне преобразователя, определить их амплитуду и энергию трудно или даже невозможно. Однако, можно опираться на данные, которые получают от результатов измерения и статической разработки [1].

В транзисторных преобразователях электротехнологического назначения нагрузка имеет переменный характер.

Для сохранения напряжения на вентилях, в частности на транзисторах, в допустимых пределах при изменении нагрузки в ходе электротехнологического процесса в этих преобразователях применяют автономные инверторы со встречно-параллельными диодами.

Нужно отметить, что в мощных преобразователях указанного типа при протекании через полу-

проводниковые ключи больших токов и высокой крутизне приближения их к нулевому значению, возникают коммутационные перенапряжения, обусловленные высокой скоростью обрыва обратных токов встречных диодов, которые на повышенных частотах весьма трудно ограничить. Эти перенапряжения могут привести к пробоем полупроводниковых вентилях, а также паразитному отпиранию транзисторов и срыву рабочего режима, вследствие высокой скорости нарастания напряжения  $du/dt$  в прямом направлении [2, 3, 5].

В статье рассмотрены коммутационные перенапряжения и способы их ограничения в мощных транзисторных инверторах со встречно-параллельными обратными диодами с включением нагрузки через разделительную емкость параллельно инверторным мостам.

Принципиальная электрическая схема резонансного инвертора с закрытым входом приведена на рис. 1. Этот инвертор может работать как при наличии, так и отсутствии разрывных токов встречных диодов ( $VD_{01}...VD_{04}$ ).

Рассмотрим работу инвертора с небольшими паузами между моментами закрывания встречных диодов и очередным включением транзисторов.

В этом режиме могут появляться коммутационные перенапряжения на вентилях в моменты обрыва обратного тока встречных диодов и в моменты включения транзисторов.

В полупроводниковых вентилях обратный ток, протекающий после перехода прямого тока через нуль, может достигать больших значений, особенно на повышенных частотах. Выброс обратного тока по амплитуде тем больше, чем больше ампли-

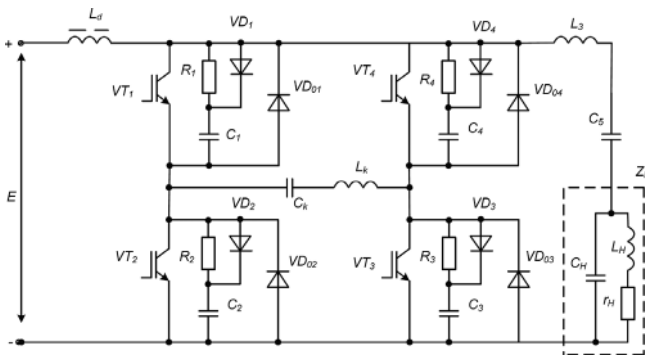


Рис. 1. Принципиальная схема инвертора с удвоением частоты

туда прямого тока и крутизна его приближения к нулю.

Максимальная скорость изменения обратного тока  $di/dt$  в процессе его обрыва очень велика и может достигать до сотен ампер в микросекунду.

Наличие в силовой схеме инвертора индуктивных элементов, запасующих значительную энергию во время протекания через них больших обратных токов  $j_0$ , обуславливает в момент обрыва этих токов появление коммутационных перенапряжений.

В инверторе со встречно-параллельными диодами, (рис. 1) защита от коммутационных перенапряжений выполнен путем подключения параллельно к транзисторам демпфирующих конденсаторов  $C1, \dots, C4$  через диоды  $VD1, \dots, VD4$ , причем зарядные резисторы  $R1, \dots, R4$  активные либо активно-индуктивные [3, 4], присоединенные параллельно диодам  $VD1, \dots, VD4$ . Обратные напряжения на транзисторах в этой схеме малы и равны падению напряжения на включенных встречных диодах.

На рис. 2 приведены временные диаграммы напряжения и токов транзисторов и встречно-параллельно включенных диодов.

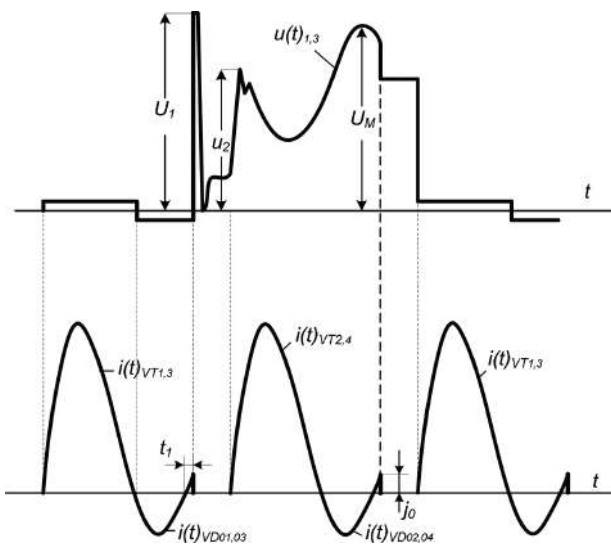


Рис. 2. Временные диаграммы напряжения  $u_{1,3}(t)$  на транзисторах инвертора; тока  $i(t)_{VT1,3}$  через транзисторы; тока  $i(t)_{VD01,03}$  встречно-параллельно включенных диодов

В момент выключения встречного диода (начало интервала  $t_1$ ) при обрыве этого обратного тока на транзисторе появляется мощный импульс прямого напряжения  $U_1$ , который при больших значениях этого тока трудно ограничить по амплитуде и крутизне [5].

После завершения процесса обрыва обратного, тока импульс напряжения  $U_1$  исчезает. Затем, при наличии паузы в момент включения противофазного силового ключа, снова возникает импульс прямого напряжения  $U_2$ , что обусловлено не обрывом обратного тока встречно-параллельного диода, а включением транзисторов другой фазы, а также скачкообразным нарастанием прямого напряжения и на выключенных транзисторах. Второй импульс прямого напряжения  $U_1$  мало демпфируется защитной  $RC$ -цепочкой, присоединенной параллельно транзисторному ключу, поскольку конденсатор (например,  $C1$ ), успевший полностью зарядиться, в момент появления первого импульса  $U_1$  не успевает заметно разрядиться к моменту импульса напряжения  $U_2$ .

Известные схемы защиты коммутационных перенапряжений (рис. 3), в которых разрядное сопротивление подключается разными комбинациями [4, 5]. Схему рис. 3а неэффективно применять в мощных инверторах, работающих на повышенных частотах, из-за чрезмерно больших потерь энергии в разрядных резисторах. Поэтому наиболее часто применяются снабберы по схеме рис. 3б.

В связи с большими величинами токов обратных диодов, достигающих в мощных преобразователях на повышенных частотах нескольких десятков ампер, для ограничения коммутационных перенапряжений, возникающих по выше указанным причинам, приходится использовать защитные конденсаторы сравнительно больших емкостей. При этом скорость нарастания напряжения на этих конденсаторах не должна превышать предельно допустимые нормы [6].

Рассчитаем коммутационные перенапряжения при обрыве обратных диодов. Примем следующее допущение: индуктивность демпферных конденсаторов равна нулю, включение обратных диодов при приложении к ним прямого напряжения про-

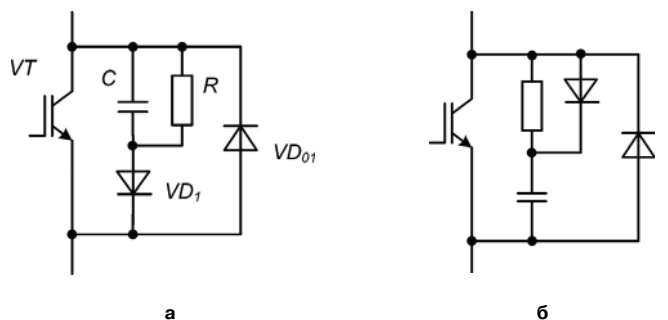


Рис. 3. Схемы демпфирующих цепочек

исходит мгновенно, а собственная емкость диодов тоже ничтожно мала.

Допустим, что резонансный инвертор работает с паузами между моментами обрыва обратного тока обратного диода и моментом включения силового транзистора.

Эквивалентная расчетная схема переходного процесса, начиная с момента обрыва обратного диода, в операторном виде приведена на рис. 4.

В схеме приняты следующие обозначения:  $U_{01}$  – начальное напряжение на коммутирующем конденсаторе  $C_k$ ;  $U_{01}/p$  – ЭДС, учитывающая запас энергии коммутирующего конденсатора  $C_k$ ;  $I_d$  – входной ток инвертора (считается, что этот ток непрерывный, так как индуктивность  $L_d$  дросселя обычно выбирается достаточно большой);  $j_0$  – максимальный ток встречно-параллельного включенных диодов, перед моментом их обрыва;  $I_d L_3$  и  $j_0 L_k$  – ЭДС, учитывающие запасы энергии магнитных полей, создаваемых токами  $I_d$  и  $j_0$ , протекающими через защитную индуктивность  $L_3$  перед коммутацией;  $j_0 L_k$  – ЭДС, учитывающая запас энергии создаваемого током  $j_0$  при протекании через коммутирующую индуктивность  $L_k$  перед коммутацией.

Полагаем, что емкости защитных конденсаторов равными  $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C$ . Начальное значение напряжения на этих емкостях равно нулю, так как при работе соответствующих им транзисторов и встречных диодов демпфирующие цепочки оказываются закороченными и эти конденсаторы разряжены полностью. В эквивалентной схеме операторное сопротивление демпферного конденсатора удвоено ( $2/Cp$ ), так как в каждом полупериоде задействованы две защитные цепочки. Используя эквивалентную схему рис. 4 по законам Кирхгофа можно записать следующие уравнения в операторной форме [5]:

$$\begin{cases} I_C(p) = \frac{I_d}{p} + I_p(p); \\ \frac{E - U_{01} p L_3 I_d + p(L_3 + L_k) j_0}{p} = \\ = I_C(p) \left( \frac{1}{p C_k} + \frac{2}{p C} + p L_k \right) + \\ + I_H R_H (R_H + p L_3), \end{cases} \quad (1)$$

где  $I_C(p)$  – изображение тока, протекающего через демпферный конденсатор  $C$ ;  $I_H(p)$  – изображение тока, протекающего в цепи нагрузки.

В расчетную схему также введен генератор тока  $I_d/p$ , который в течение времени формирует неизменный по величине ток.

Обозначив

$$L_0 = L_3 + L_k,$$

из (1) легко получить выражение для тока через демпферный конденсатор в следующем виде:

$$I_C(p) = \frac{E + R_H I_d - U_{01} + p L_0 j_0}{L_0 \left[ p^2 + \frac{R_H}{L_0} + \left( \frac{C}{C_k} + 2 \right) \frac{1}{L_0 C} \right]}. \quad (2)$$

С учетом того, что  $C/C_0 \ll 2$  (это условие всегда выполняется, так как емкость коммутирующего конденсатора, как правило, намного больше емкости демпфирующего конденсатора), с помощью обратного преобразования Лапласа получим оригинал тока через демпферную цепочку [5]:

$$i_C(t) = \frac{U_3 \sin \omega_d t}{\omega_d L_0} + j_0 \left[ \cos \omega_d t - \frac{\delta \sin \omega_d t}{\omega_d L_0} \right] e^{-\delta t}, \quad (3)$$

где  $\delta = R/(2L_0)$ ;

$$\omega_d = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2};$$

$$\omega_0 = \sqrt{2/(L_0 C)};$$

$$U_3 = E + R_H I_d - U_{01}.$$

Уравнение (3) справедливо только до момента закрывания соответствующих диодов защитных цепочек (VD1...VD4).

Пренебрегая падением напряжения на открытых защитных диодах, нетрудно заметить, что напряжение на демпфирующем конденсаторе равно напряжению на соответствующем транзисторе и параллельно подключенного к ним встречного диода

$$u_C(t) = u_{VT}(t). \quad (4)$$

С учетом того, что  $i_C(t) = C du_{VT}(t)/dt$ , из (3) и (4) получим:

$$\frac{du_{VT}(t)}{dt} = \left[ \frac{U_3 \sin \omega_d t}{\omega_d C L_0} + \frac{j_0}{C} \left( \cos \omega_d t - \frac{\delta \sin \omega_d t}{\omega_d L_0} \right) \right] e^{-\delta t}. \quad (5)$$

Величину максимальной скорости нарастания напряжения на силовом ключе можно найти из (5), дифференцируя и приравняв нулю это уравнение

$$\frac{d^2 u_{VT}(t)}{dt^2} = 0. \quad (6)$$

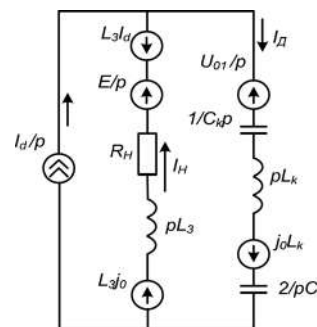


Рис. 4. Эквивалентная схема инвертора для расчета переднего фронта коммутационного скачка напряжения



Решая (6) получим время, при котором возникает максимальная скорость нарастания:

$$t_k = \frac{\arctg \frac{\delta U_3 + j_0 L_0 (\omega_d^2 - \delta^2)}{(U_3 - 2j_0 L_0 \delta) \omega_d}}{\omega_0} \quad (7)$$

Из (7) и (5) получим:

$$\left[ \frac{du_{VT}}{dt} \right]_{\max} = \left[ \frac{U_3 \sin \omega_d t_k + j_0 \left( \cos \omega_d t_k - \frac{\delta \sin \omega_d t_k}{\omega_d L_0} \right)}{\omega_d C L_0} \right] e^{-\delta t_k} \quad (8)$$

Для определения величины перенапряжения на транзисторе после запираания обратного диода проинтегрируем уравнение (5):

$$u_1(t) = \frac{U_3 e^{-\delta t} \left( -\frac{\delta \sin \omega_d t}{\omega_d} - \cos \omega_d t \right)}{2} + \frac{j_0 e^{-\delta t} \sin \omega_d t}{C \omega_d} + A \quad (9)$$

С учетом того, что  $u_1(t) = 0$  при  $t = 0$ , находим постоянную интегрирования  $A = U_3/2$ .

Приравняв уравнение (5) нулю получим время, при котором напряжение на транзисторе максимально:

$$t_m = \frac{\arctg \left( \frac{\delta}{\omega_d} - \frac{U_3}{j_0 \omega_d L_0} \right)}{\omega_d} \quad (10)$$

Из (9) и (10) получим максимальную величину (размах) напряжения  $U_1$ :

$$U_1 = e^{-\delta t_m} \left[ -\frac{U_3}{2} \left( \frac{\delta \sin \omega_d t_m + \cos \omega_d t_m}{\omega_d} \right) + j_0 \frac{\sin \omega_d t_m}{C \omega_d} \right] + \frac{U_3}{2} \quad (11)$$

Величина разрядного сопротивления  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$  демпфирующей цепочки, выбирается из условия обеспечения разряда емкости  $C$ , времени открытого состояния силового транзистора и встречного диода [5, 7]:

$$3R \geq 1/f, \quad (11a)$$

где  $f$  – выходная частота инвертора, который в рассматриваемой схеме в два раза выше, чем частота работы транзисторов  $F$ .

Мощность  $P_d$ , теряемая в разрядном резисторе, с учетом (11) определяется следующим образом:

$$P_d = \frac{C U_1^2}{2} F = \frac{C U_1^2}{4} f = \frac{U_1^2}{12} R \quad (12)$$

Наиболее тяжелым режимом, с точки зрения защиты инвертора от коммутационных перенапряжений, является режим короткого замыкания нагрузки.

В этом режиме  $\delta = 0$ ,  $U_3 = E$ . С учетом последнего из (8) и (11) получим:

$$\left[ \frac{du_{VT}(t)}{dt} \right]_{\max} = \frac{E \sin \omega_d t_k}{\omega_d C L_0} + \frac{j_0 \cos \omega_d t_k}{C}; \quad (13)$$

$$U_1 = \frac{E(1 - \cos \omega_d t_k)}{2} + j_0 \frac{\sin \omega_d t_k}{C \omega_d}; \quad (14)$$

$$t_k = \frac{1}{\omega_d} \arctg j_0 \frac{\omega_d L_0}{E} \quad (15)$$

Таким образом, зная параметры элементов преобразователя и амплитуды обратного тока  $j_0$  через обратные диоды, можно рассчитать максимальное напряжение  $U_1$  и максимальную скорость нарастания напряжения на транзисторах.

На рис. 5 приведены графики перенапряжения  $U_1$  в относительных единицах и скорости нарастания напряжения на транзисторах (В/мкс) в зависимости параметров демпфирующей цепочки согласно формулам (13), (14). Как видно из приведенных графиков эти параметры слабо зависят от активной составляющей этой цепочки и значительно сильнее зависят от емкости демпфирующего конденсатора. Последнее необходимо учитывать при выборе элементов защитной схемы.

На рис.6 приведены схема и временные диаграммы токов и напряжений инвертора, полученные с помощью OrCAD 9.2 при параметрах:  $f = 20,0$ кГц;  $R = 1,75$  Ом;  $E = 500$  В. Остальные параметры показаны на схеме.

Как видно, полученные с помощью моделирования результаты полностью совпадают с аналитическими исследованиями, приведенными выше.

## Выводы

1. Получены основные расчетные формулы для оценки максимальных значений токов и напряжений на элементах схемы.

2. Получены временные и статистические характеристики на примере резонансного преобразователя мощностью 20 кВт (при активной составляющей  $R_n = 1,75$  Ом).

## Литература

1. Энергетическая электроника: Справочное пособие: Пер. с нем. / Под ред. В. А. Лабунцова. – М.: Энергоатомиздат, 1987 – 464 с.

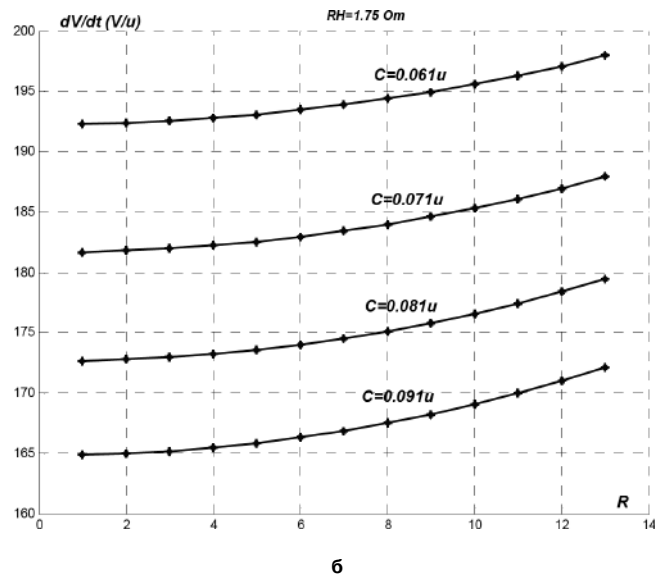
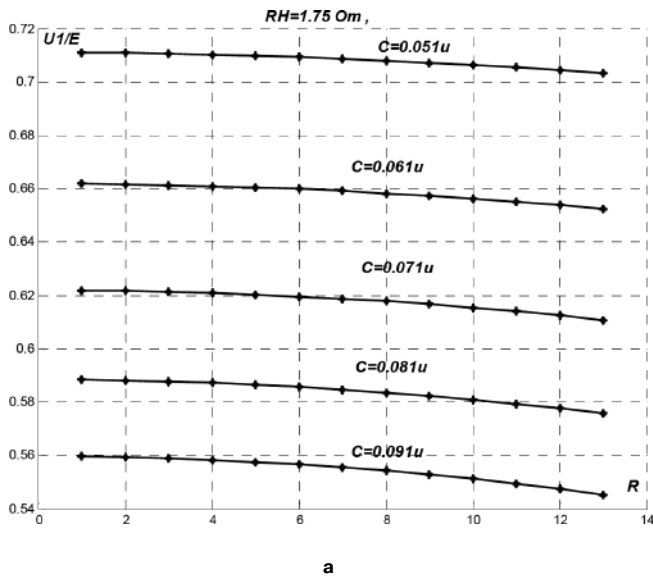


Рис. 5. Графики перенапряжения  $U_1$  в относительных единицах и скорости нарастания напряжения на транзисторах соответственно по формулам (13) и (14): а – графики перенапряжения  $U_1$ ; б – скорости нарастания напряжения на транзисторах

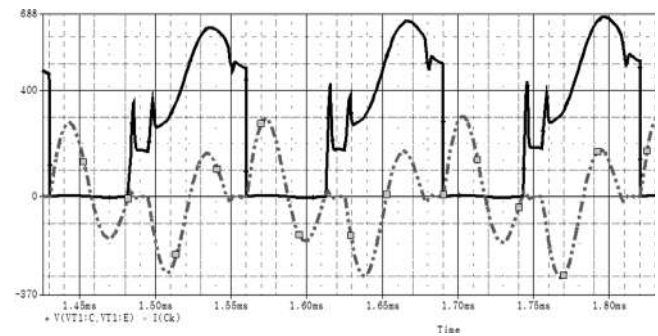
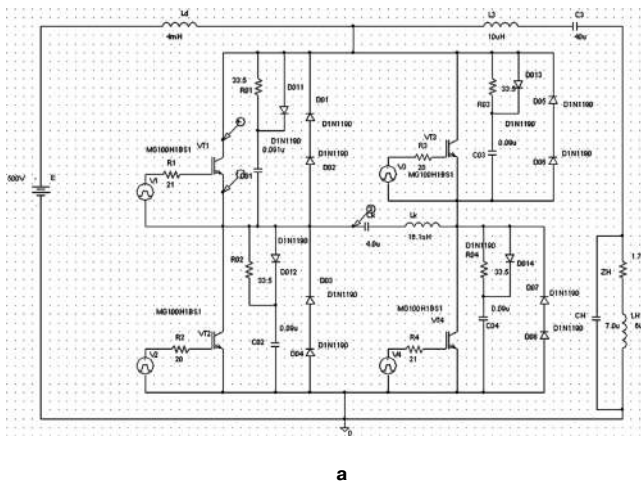


Рис. 6. Модель схемы инвертора (а) и временные диаграммы токов и напряжений (б)

2. Поляков В. Д., Чаколья Э. Высоочастотный генератор для индукционного нагрева // Электротехника. – 2000, №12, С. 31–35.

3. Кацнельсон С. М. Анализ электромагнитных процессов в мостовом тиристорном инверторе со встречно-параллельными диодами и удвоением частоты // Труды УАИ. – 1971. – Вып. 22, Сб. 1, С. 6–37.

4. Шапиро С. В. Тиристорные генераторы ультразвуковой частоты. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 144 с.

5. Тиристорные преобразователи частоты для индукционного нагрева металлов // Тр. Уфимского авиационного института. – Уфа: УАИ, 1971, вып. XXII. Сборник 1; 130 с.

6. Руденко В. С., Сенько В. И., Чиженко И. М. Основы преобразовательной техники. – М.: Высшая школа, 1980. – 424 с.

7. Силкин Е. М. Транзисторные преобразователи частоты для индукционного нагрева // Электротехника, 2004, № 10, С. 24–30.

**Петросян Норик Нагапетович**, д. т. н., профессор, заведующий кафедрой “Электронная техника” НПУА (Армения), тел.: (+374) 94 32-94-62;

**Хачатрян Арег Ашотович**, магистр кафедры “Электронная техника” НПУА (Армения), тел.: (+374) 77 80-60-10;

**Геворгиян Амалия Самвеловна**, магистр кафедры “Электронная техника” НПУА (Армения), тел.: (+374) 94 32-18-14.

Г. А. Белов, А. В. Серебрянников, А. А. Павлова

# АНАЛИЗ И РАСЧЕТ ХАРАКТЕРИСТИК УСТАНОВИВШЕГОСЯ РЕЖИМА В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ РЕЗОНАНСНЫМ ИНВЕРТОРОМ

G. A. Belov, A. V. Serebryannikov, A. A. Pavlova

Analysis and Calculation of Steady-State Characteristics of a DC-DC Converter with Series Resonant Inverter

Рассмотрена схема преобразователя постоянного напряжения (ППН) с последовательным резонансным инвертором с фазовым регулированием в режиме непрерывного и прерывистого тока, когда частота переключений больше резонансной частоты контура. Выведены соотношения в векторно-матричной форме для расчета переходных процессов и характеристик установившегося режима. Выполнены расчеты регулировочных и внешних характеристик. Полученные результаты сравнены с известными.

The paper considers the scheme of the DC-DC voltage converter with a series resonant inverter with phase control in continuous (CCM) and discontinuous current (DCM) modes in case of switching frequency is greater than resonant frequency of the resonant circuit. The equations in vector-matrix form for calculating transients and steady-state characteristics are derived. Calculations of adjusting and external characteristics were performed. The obtained results were compared with the known.

Ключевые слова: преобразователь постоянного напряжения, последовательный резонансный инвертор, расчет процессов, регулировочных и внешних характеристик.

Key words: DC-DC converter, series resonant inverter, calculation of processes, adjusting and external characteristics.

Преобразователи постоянного напряжения (ППН) с последовательным резонансным инвертором перспективны для применений в качестве “трансформаторов постоянного напряжения” в связи с их высоким КПД на сравнительно высоких частотах переключений  $f$ . ППН, работающие в режиме прерывистого тока (РПТ) в резонансном контуре, когда частота переключений  $f$  меньше резонансной частоты контура  $f_k$ , были ранее подробно исследованы [1]. В настоящее время в ряде работ представлены результаты исследований и разработок ППН с последовательным резонансным инвертором, работающих как в режиме непрерывного тока (РНТ), так и в РПТ, с фазовым регулированием и  $f > f_k$  при их использовании для преобразования энергии солнечных модулей в энергию переменного тока с частотой и напряжением промышленной сети [2–5].

На рис. 1а представлена схема ППН с последовательным резонансным инвертором, наиболее часто используемая в качестве “трансформатора постоянного напряжения” [1, 6–8]. При этом в режиме непрерывного тока обеспечиваются переключения транзисторов VT1–VT4 при нулевом значении напряжения. Например, когда транзистор VT4 начинает закрываться, его ток начинает убывать, ток резонансного контура начинает протекать через внутренний обратный диод транзистора VT3. Поэтому отпирание VT3 происходит при очень малом обратном напряжении на нем, равном прямому падению напряжения на внутреннем диоде VT3.

В так называемых микроинверторах для солнечных модулей вместо обычного выходного двухполупериодного выпрямителя используется

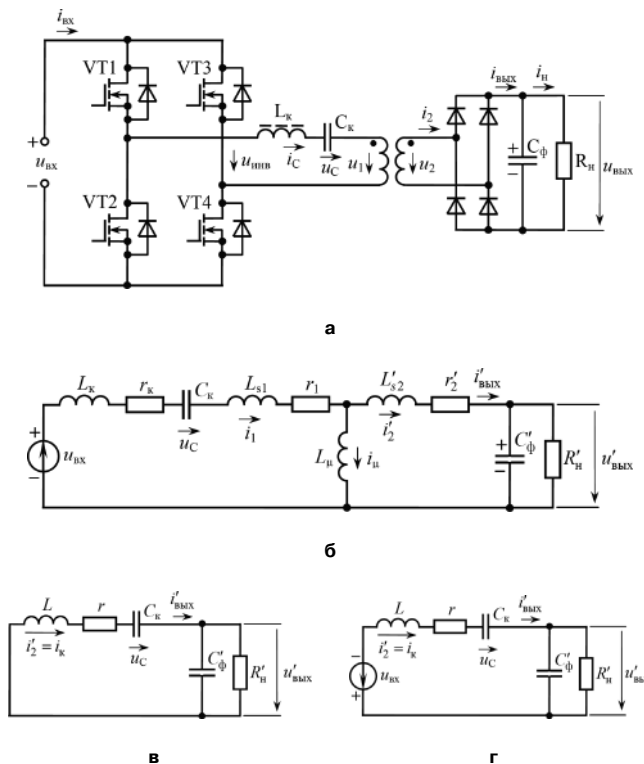


Рис. 1. Схема силовой части ППН с последовательным резонансным инвертором (а); эквивалентные схемы на трех рабочих интервалах (б–г)

преобразователь частоты (ПЧ), осуществляющий преобразование высокочастотного напряжения в напряжение сети [2–5]. По этой теме имеется большой объем результатов экспериментальных исследований ППН с замкнутыми системами управления [2–6], однако методы расчета процессов в ППН с последовательным резонансным инвертором, анализа режимов и расчета характеристик до сих пор разработаны недостаточно.

Регулирование среднего значения выходного тока ППН  $i_{\text{вых.ср}}$  осуществляется за счет того, что моменты отпирания транзисторов VT3, VT4 отстают на время  $\gamma T/2$  ( $0 \leq \gamma \leq 1$ ) от моментов отпирания транзисторов VT1, VT2 (рис. 2).

При включении транзисторов VT1, VT4 (рис. 1а) открываются также диоды VD1, VD4 выходного выпрямителя, становится справедливой эквивалентная схема на рис. 1б, где  $L_k$  и  $r_k$  – индуктивность и активное сопротивление дросселя резонансного контура;  $C_k$  – емкость конденсатора контура;  $L_{s1}$  и  $L'_{s2}$  – индуктивность рассеяния первичной обмотки и приведенная к первичной обмотке индуктивность рассеяния вторичной обмотки;  $L_\mu$  – индуктивность намагничивания трансформатора;  $r_1$  и  $r'_{s2}$  – активное сопротивление первичной обмотки и приведенное к первичной обмотке активное сопротивление вторичной обмотки;  $u'_{\text{вых}}$  – выходное напряжение, приведенное к первичной обмотке. Для схемы на рис. 1б справедливо уравнение

$$L_k \frac{di_1}{dt} + r_k i_1 + u_C + L_{s1} \frac{di_1}{dt} + r_1 i_1 + L'_{s2} \frac{di'_2}{dt} + r'_{s2} i'_2 = u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}}.$$

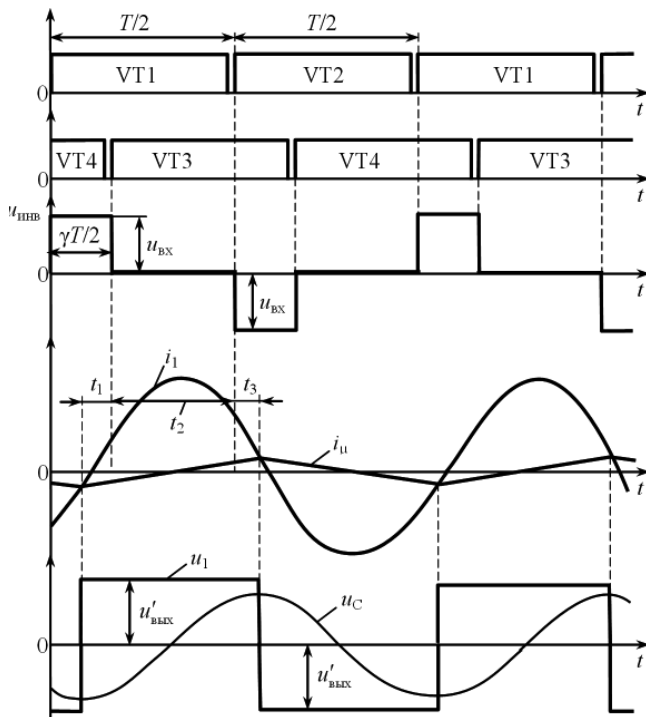


Рис. 2. Временные диаграммы для ППН с последовательным резонансным инвертором в РНТ

Подставив выражение  $i_1 = i'_2 + i_\mu$  в это уравнение, получим

$$u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}} - (L_k + L_{s1}) \frac{di_\mu}{dt} - (r_k + r_1) i_\mu = L \frac{di'_2}{dt} + r i'_2 + u_C,$$

где  $L = L_k + L_{s1} + L'_{s2}$  и  $r = r_k + r_{s1} + r'_{s2}$  – суммарная индуктивность и активное сопротивление последовательного резонансного контура. Поскольку индуктивность  $L_\mu$  обычно на два порядка больше, чем индуктивность рассеяния  $L_s = L_{s1} + L'_{s2}$ , то ток намагничивания  $i_\mu$  сравнительно мал и изменяется намного медленнее, чем ток контура  $i_k = i'_2$ . Поэтому в левой части полученного уравнения можно пренебречь величинами, зависящими от тока  $i_\mu$ .

Переключения диодов выходного выпрямителя происходят при  $i'_2 = 0$ .

Для конденсатора резонансного контура справедливо уравнение

$$C_k \frac{du_C}{dt} = i'_2 + i_\mu,$$

где в связи со сказанным выше можно пренебречь током  $i_\mu$ .

При дальнейшем анализе выходное напряжение считается постоянным в течение периода переключений  $T$ .

На интервале  $t_1$  открыты транзисторы VT1, VT4 и согласно схеме на рис. 1б справедливы дифференциальные уравнения

$$L \frac{di_k}{dt} + r i_k + u_C = u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}},$$

$$C_k \frac{du_C}{dt} = i_k,$$

которые представим в векторно-матричной форме

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bv_1, \tag{1}$$

где  $x$  – вектор состояния,  $A$  и  $B$  – матрицы, определяемые выражениями

$$x = \begin{bmatrix} i_k \\ u_C \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_k} & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, v_1 = u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}}, \tag{2}$$

$u'_{\text{вых}} = u_{\text{вых}}/n_{\text{тр}}$ ,  $n_{\text{тр}} = w_2/w_1$  – коэффициент трансформации трансформатора,  $w_1$ ,  $w_2$  – число витков первичной и вторичной обмоток.

Тогда решение уравнения (1) при  $v_1 = \text{const}$  имеет вид

$$x(t) = e^{At} [x(0) - x^t(\infty)] + x^t(\infty); \tag{3}$$

где

$$x^t(\infty) = -A^{-1}Bv_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}} \end{bmatrix}; \tag{4}$$

$$A^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & C_k \\ -L & -rC_k \end{bmatrix}; x(0) = \begin{bmatrix} i_k(0) \\ u_C(0) \end{bmatrix}.$$

Фундаментальная (переходная) матрица  $e^{At}$  для системы (1) может быть представлена в виде [10]

$$e^{At} = \Phi(t) = \begin{pmatrix} \Phi_{11}(t) & \Phi_{12}(t) \\ \Phi_{21}(t) & \Phi_{22}(t) \end{pmatrix}, \quad (5)$$

где

$$\begin{aligned} \Phi_{11}(t) &= e^{-\alpha_k t} \left( \cos \omega_k t - \frac{\alpha_k \sin \omega_k t}{\omega_k} \right), \\ \Phi_{12}(t) &= -\frac{e^{-\alpha_k t} \sin \omega_k t}{\omega_k L}, \\ \Phi_{21}(t) &= \frac{e^{-\alpha_k t} \sin \omega_k t}{\omega_k C_k}, \\ \Phi_{22}(t) &= e^{-\alpha_k t} \left( \cos \omega_k t + \frac{\alpha_k \sin \omega_k t}{\omega_k} \right); \end{aligned} \quad (6)$$

$\alpha_k$  и  $\omega_k$  – коэффициент затухания и собственная частота резонансного контура, определяемые выражениями

$$\alpha_k = \frac{r}{2L}; \quad \omega_k = \sqrt{\frac{1}{T_k^2} - \alpha_k^2} = \frac{1}{T_k} \sqrt{1 - \zeta_k^2}; \quad (7)$$

$T_k = \sqrt{LC_k}$  – постоянная времени LC-контура;  $\zeta_k = \alpha_k T_k$  – коэффициент демпфирования, изменяющийся у колебательного звена от 0 до 1.

Из векторного решения (3) уравнения (1) с учетом (4), (5) следуют выражения для первого этапа процесса на интервале  $t_1$

$$i_k = \Phi_{11}(t) i_k(0) + \Phi_{12}(t) [u_C(0) - (u_{ВХ} - u'_{ВЫХ})], \quad (8)$$

$$u_C = \Phi_{21}(t) i_k(0) + \Phi_{22}(t) [u_C(0) - (u_{ВХ} - u'_{ВЫХ})] + u_{ВХ} - u'_{ВЫХ}. \quad (9)$$

На втором этапе процесса (на интервале  $t_2$ ), начинающемся с момента запираания транзистора VT4 и отпираания транзистора VT3, согласно эквивалентной схеме на рис. 1в справедливо уравнение, отличающееся от (1) значением внешнего воздействия, которое  $v_2 = -u'_{ВЫХ}$ . Решение уравнения

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bv_2$$

для второго этапа процесса при  $v_2 = -u'_{ВЫХ} = \text{const}$  имеет вид

$$x(t) = e^{A(t-t_1)} [x(t_1) - x^{t_2}(\infty)] + x^{t_2}(\infty), \quad (10)$$

где значение  $x(t_1)$  определяется подстановкой  $t = t_1$  в выражение (3),

$$x(t_1) = e^{At_1} [x(0) - x^{t_1}(\infty)] + x^{t_1}(\infty), \quad (11)$$

$$x^{t_2}(\infty) = -A^{-1} B v_2 = \begin{pmatrix} 0 \\ -u'_{ВЫХ} \end{pmatrix}. \quad (12)$$

Подставив выражение (11) в решение (10), получим

$$\begin{aligned} x(t) &= e^{At} [x(0) - x^{t_1}(\infty)] + e^{A(t-t_1)} \times \\ &\times [x^{t_1}(\infty) - x^{t_2}(\infty)] + x^{t_2}(\infty), \end{aligned} \quad (13)$$

где учтено тождество

$$e^{A(t-t_1)} e^{At_1} = e^{At}.$$

Учитывая значения (4) и (12), из решения (13) получаем скалярные выражения для второго этапа процесса:

$$\begin{aligned} i_k &= \Phi_{11}(t) i_k(0) + \Phi_{12}(t) [u_C(0) - (u_{ВХ} - u'_{ВЫХ})] + \\ &+ \Phi_{12}(t - t_1) u_{ВХ}, \\ u_C &= \Phi_{21}(t) i_k(0) + \Phi_{22}(t) [u_C(0) - (u_{ВХ} - u'_{ВЫХ})] + \\ &+ \Phi_{22}(t - t_1) u_{ВХ} - u'_{ВЫХ}. \end{aligned} \quad (14)$$

Для проверки выражений (14) подставим в них  $t = t_1$ . С учетом значений  $\Phi_{12}(0) = 0$ ,  $\Phi_{22}(0) = 1$  из (14) получим значения

$$\begin{aligned} i_k(t_1) &= \Phi_{11}(t_1) i_k(0) + \Phi_{12}(t_1) [u_C(0) - (u_{ВХ} - u'_{ВЫХ})], \\ u_C(t_1) &= \Phi_{21}(t_1) i_k(0) + \Phi_{22}(t_1) [u_C(0) - \\ &- (u_{ВХ} - u'_{ВЫХ})] + u_{ВХ} - u'_{ВЫХ}. \end{aligned} \quad (15)$$

совпадающие с получаемыми из (8) и (9) для конца первого интервала.

Решение уравнения

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bv_3$$

для третьего этапа процесса, начинающегося в момент запираания транзистора VT1 и отпираания транзистора VT2, когда остаются открытыми транзисторы VT2, VT3 и становится справедливой эквивалентная схема на рис. 1г, при  $v_3 = -(u_{ВХ} - u'_{ВЫХ})$  имеет вид

$$x(t) = e^{A(t-t_1-t_2)} [x(t_1+t_2) - x^{t_3}(\infty)] + x^{t_3}(\infty), \quad (16)$$

где значение  $x(t_1+t_2)$  определяется подстановкой  $t = t_1+t_2$  в выражение (13),

$$\begin{aligned} x(t_1+t_2) &= e^{A(t_1+t_2)} [x(0) - x^{t_1}(\infty)] + \\ &+ e^{At_2} [x^{t_1}(\infty) - x^{t_2}(\infty)] + x^{t_2}(\infty), \end{aligned} \quad (17)$$

асимптотическое значение вектора состояния на интервале  $t_3$

$$x^{t_3}(\infty) = -A^{-1} B v_3 = \begin{pmatrix} 0 \\ -(u_{ВХ} + u'_{ВЫХ}) \end{pmatrix}. \quad (18)$$

Подставив выражение (17) в решение (16), получим для третьего этапа процесса (на интервале  $t_3$ )

$$\begin{aligned} x(t) &= e^{At} [x(0) - x^{t_1}(\infty)] + e^{A(t-t_1)} \times \\ &\times [x^{t_1}(\infty) - x^{t_2}(\infty)] + e^{A(t-t_1-t_2)} \times \\ &\times [x^{t_2}(\infty) - x^{t_3}(\infty)] + x^{t_3}(\infty). \end{aligned} \quad (19)$$

Учитывая значения (4), (12), (18), из (19) получаем скалярные выражения для третьего этапа процесса:

$$\begin{aligned} i_k &= \Phi_{11}(t)i_k(0) + \Phi_{12}(t)[u_C(0) - (u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}})] + \\ &+ \Phi_{12}(t-t_1)u_{\text{вх}} + \Phi_{12}(t-t_1-t_2)u_{\text{вх}}, \\ u_C &= \Phi_{21}(t)i_k(0) + \Phi_{22}(t)[u_C(0) - (u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}})] + \\ &+ \Phi_{22}(t-t_1)u_{\text{вх}} + \Phi_{22}(t-t_1-t_2)u_{\text{вх}} - \\ &- (u_{\text{вх}} + u'_{\text{вых}}). \end{aligned} \quad (20)$$

Для проверки выражения (20) подставим в них  $t = t_1 + t_2$ . Тогда с учетом значений  $\Phi_{12}(0) = 0$ ,  $\Phi_{22}(0) = 1$  получим значения для момента  $t = t_1 + t_2$  в конце второго этапа:

$$\begin{aligned} i_k(t_1 + t_2) &= \Phi_{11}(t_1 + t_2)i_k(0) + \Phi_{12}(t_1 + t_2) \times \\ &\times [u_C(0) - (u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}})] + \Phi_{12}(t_2)u_{\text{вх}}, \\ u_C(t_1 + t_2) &= \Phi_{21}(t_1 + t_2)i_k(0) + \Phi_{22}(t_1 + t_2) \times \\ &\times [u_C(0) - (u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}})] + \\ &+ \Phi_{22}(t_2)u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}}, \end{aligned} \quad (21)$$

совпадающие с получаемыми для момента окончания второго этапа из выражений (14).

В конце третьего этапа длительностью  $t_3$  вектор состояния согласно (19) достигает значения

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t_1 + t_2 + t_3) &= e^{A(t_1+t_2+t_3)} [\mathbf{x}(0) - \mathbf{x}^{t_1}(\infty)] + \\ &+ e^{A(t_2+t_3)} [\mathbf{x}^{t_1}(\infty) - \mathbf{x}^{t_2}(\infty)] + \\ &+ e^{At_3} [\mathbf{x}^{t_2}(\infty) - \mathbf{x}^{t_3}(\infty)] + \mathbf{x}^{t_3}(\infty). \end{aligned} \quad (22)$$

Процессы во втором “полупериоде” тока последовательного резонансного контура  $i_k = i'_2$ , длительность которого равна  $T/2$  только в установившемся режиме, протекают аналогично процессам первого “полупериода”, которые рассмотрим подробнее.

Поскольку значения тока  $i_k$  в начале и конце “полупериода” заранее известны, значения координат вектора состояния в конце “полупериода” проще определяются из скалярных выражений (20), а не из векторного равенства (22). С учетом кривой тока  $i_k$  на рис. 2 в расчетных формулах (20) принимаем  $i_k(0) = i_k(t_1 + t_2 + t_3) = 0$ . Кроме того, как видно из рис. 2, в РНТ  $t_2 = (1 - \gamma)T/2$ . Тогда из первого равенства (20) получается уравнение для расчета времени  $t_3$  при заданных значениях  $t_1$

$$\begin{aligned} \Phi_{12} \left[ \frac{(1-\gamma)T}{2} + t_1 + t_3 \right] \times [u_C(0) - (u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}})] + \\ + u_{\text{вх}} \Phi_{12} \left[ \frac{(1-\gamma)T}{2} + t_3 \right] + \Phi_{12}(t_3)u_{\text{вх}} = 0, \end{aligned} \quad (23)$$

$$\Phi_{12}(t_3)u_{\text{вх}} = 0,$$

а из второго равенства (20) следует выражение для расчета значения напряжения на конденсаторе

$$\begin{aligned} u_C(t_1 + t_2 + t_3) &= \Phi_{22}[(1-\gamma)T/2 + t_2 + t_3] \times \\ &\times [u_C(0) - (u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}})] + \Phi_{22}[(1-\gamma)T/2 + \\ &+ t_3] u_{\text{вх}} + \Phi_{22}(t_3)u_{\text{вх}} - (u_{\text{вх}} + u'_{\text{вых}}). \end{aligned} \quad (24)$$

Уравнение (23) представим в виде

$$u'_{\text{вых}} = -u_C(0) + [1 - F_1(\gamma, t_1, t_3)]u_{\text{вх}} \quad (25)$$

с выделенной нелинейной функцией

$$F_1(\gamma, t_1, t_3) = \frac{\Phi_{12} \left[ (1-\gamma)\frac{T}{2} + t_3 \right] + \Phi_{12}(t_3)}{\Phi_{12} \left[ (1-\gamma)\frac{T}{2} + t_1 + t_3 \right]}. \quad (26)$$

Уравнения (24) и (25) позволяют рассчитывать дискретные значения переменной  $u_C(t)$  в переходном и установившемся процессах при  $u_{\text{вх}} = \text{const}$ . При этом необходимо учитывать следующие ограничения:

1) как видно из равенства (8), где  $i_k(0) = 0$ , а функция  $\Phi_{12}(t) < 0$  в интервале  $0 < t < \pi/\omega_k$ , для появления положительного тока  $i_k$  на интервале  $t_1$  необходимо выполнение условия  $u_C(0) - (u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}}) < 0$ ;

2) выходное напряжение ППН  $u_{\text{вых}} \geq 0$ ;

3) при  $t_1 + t_2 + t_3 < T/2$  возникает режим прерывистого тока (РПТ) в резонансном контуре.

В установившемся режиме в связи с симметрией схемы резонансного инвертора справедливо равенство  $u_C(t_1 + t_2 + t_3) = -u_C(0)$ , с учетом которого из равенства (24) найдем выражение

$$\begin{aligned} u_{C,\text{уст}}(0) &= u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}} + \\ &+ \frac{2u_{\text{вых}} - \left\{ \Phi_{22} \left[ (1-\gamma)\frac{T}{2} + t_3 \right] + \Phi_{22}(t_3) \right\} u_{\text{вх}}}{1 + \Phi_{22} \left[ (1-\gamma)\frac{T}{2} + t_1 + t_3 \right]}, \end{aligned} \quad (27)$$

справедливое как в РНТ, так и в РПТ.

Подставив (27) в (25), с учетом равенства  $t_3 = \gamma T/2 - t_1$  найдем

$$\begin{aligned} u'_{\text{вых,уст}} &= \frac{u_{\text{вх}}}{2} \left\{ \Phi_{22} \left( \frac{T}{2} - t_1 \right) + \right. \\ &+ \left. \Phi_{22} \left( \gamma \frac{T}{2} - t_1 \right) - F_1(\gamma, t_1) \left[ 1 + \Phi_{22} \left( \frac{T}{2} \right) \right] \right\}, \end{aligned} \quad (28)$$

где

$$F_1(\gamma, t_1) = \frac{\Phi_{12} \left( \frac{T}{2} - t_1 \right) + \Phi_{12} \left( \gamma \frac{T}{2} - t_1 \right)}{\Phi_{12} \left( \frac{T}{2} \right)}. \quad (29)$$

При анализе важно определить, на каком из трех рабочих интервалов происходит прерывание

тока контура в РПТ. В течение времени  $\gamma T/2$  при выполнении условия  $u_C(0) - (u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}}) < 0$  прерывание тока невозможно, поэтому ток  $i_k$  прерывается на интервале  $t_2$  в результате постепенного уменьшения времени  $t_3$  при увеличении  $t_1$ . Поскольку в установившемся РНТ справедливо равенство  $t_1 + t_3 = \gamma T/2$ , то при возрастании  $t_1$  до значения  $\gamma T/2$  ток контура спадает до нуля в конце интервала  $t_2$ , наступает режим работы без интервала  $t_3$ , являющийся граничным между РНТ и РПТ. Тогда для РПТ из выражений (14) при  $t = t_1 + t_2 \leq T/2$  следуют уравнения

$$\Phi_{12}(t_1 + t_2) [u_C(0) - (u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}})] + \Phi_{12}(t_2)u_{\text{вх}} = 0,$$

$$u_C(t_1 + t_2) = \Phi_{22}(t_1 + t_2)[u_C(0) - (u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}})] + \Phi_{22}(t_2)u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}},$$

первое из которых представим в виде

$$u'_{\text{вых.уст}} = -u_C(0) + [1 - F_2(t_1, t_2)]u_{\text{вх}}, \quad (30)$$

где нелинейная функция

$$F_2(t_1, t_2) = \frac{\Phi_{12}(t_2)}{\Phi_{12}(t_1 + t_2)}. \quad (31)$$

Полагая во втором из полученных уравнений  $u_C(t_1 + t_2) = -u_C(0)$ , решим его относительно  $u_C(0)$ :

$$u_{\text{Суст}}(0) = u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}} + \frac{2u'_{\text{вых}} - [1 + \Phi_{22}(t_2)]u_{\text{вх}}}{1 + \Phi_{22}(t_1 + t_2)}. \quad (32)$$

Подставив выражение (32) в (30), получим

$$\begin{aligned} (u'_{\text{вых.уст}})_{\text{РПТ}} &= \frac{u_{\text{вх}}}{2} \{1 + \Phi_{22}(t_2) - F_2(t_1, t_2) \times \\ &\times [1 + \Phi_{22}(t_1 + t_2)]\}. \end{aligned} \quad (33)$$

Уравнение для границы между РНТ и РПТ получается из (33) при подстановке  $t_1 = \gamma T/2$ ,  $t_1 + t_2 = T/2$ :

$$\begin{aligned} u'_{\text{вых.уст.гр}} &= \frac{u_{\text{вх}}}{2} \left\{ 1 + \Phi_{22} \left[ (1 - \gamma) \frac{T}{2} \right] - \right. \\ &\left. - F_2(t_1, t_2) \left[ 1 + \Phi_{22} \left( \frac{T}{2} \right) \right] \right\}. \end{aligned} \quad (34)$$

### Определение среднего значения выходного тока

Среднее значение выходного тока в переходном режиме, приведенное к первичной обмотке, будем определять из соотношения

$$i'_{\text{вых.ср}} = \frac{\int_0^{t_1} i_k dt + \int_{t_1}^{t_1+t_2} i_k dt + \int_{t_1+t_2}^{t_1+t_2+t_3} i_k dt}{t_1 + t_2 + t_3},$$

где ток конденсатора резонансного контура  $i_k$  на интервалах времени  $(0, t_1)$ ,  $(t_1, t_1 + t_2)$ ,  $(t_1 + t_2, t_1 + t_2 + t_3)$  определяется выражениями (8), (14), (20). Тогда получаем (35). Подставив выражения (35) в соотношение для  $i'_{\text{вых.ср}}$ , получим равенство

$$\begin{aligned} i'_{\text{вых.ср}} &= \frac{1}{t_1 + t_2 + t_3} \left\{ i_C(0) \int_0^{t_1+t_2+t_3} \Phi_{11}(t) dt + [u_C(0) - (u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}})] \times \right. \\ &\times \left. \int_0^{t_1+t_2+t_3} \Phi_{12}(t) dt + u_{\text{вх}} \int_{t_1}^{t_1+t_2+t_3} \Phi_{12}(t-t_1) dt + u_{\text{вх}} \int_{t_1+t_2}^{t_1+t_2+t_3} \Phi_{12}(t-t_1-t_2) dt \right\}, \end{aligned}$$

которое после замены переменных под интегралом принимает вид (36).

Для упрощения интегрирования элементов переходной матрицы  $e^{At}$  воспользуемся равенствами

$$\begin{aligned} \int_{t_n}^{t_k} e^{At} dt &= \begin{vmatrix} \int_{t_n}^{t_k} \Phi_{11}(t) dt & \int_{t_n}^{t_k} \Phi_{12}(t) dt \\ \int_{t_n}^{t_k} \Phi_{21}(t) dt & \int_{t_n}^{t_k} \Phi_{22}(t) dt \end{vmatrix}, \\ \int_{t_n}^{t_k} e^{At} dt &= \mathbf{A}^{-1} (e^{At_k} - e^{At_n}), \end{aligned}$$

где  $t_n$  и  $t_k$  – моменты начала и конца интегрирования; обратная матрица

$$\mathbf{A}^{-1} = \begin{vmatrix} 0 & C_K \\ -L & -rC_K \end{vmatrix}.$$

Приравнивая правые части этих равенств с учетом выражения

$$\begin{aligned} \int_0^{t_1} i_k dt &= i_k(0) \int_0^{t_1} \Phi_{11}(t) dt + [u_C(0) - (u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}})] \int_0^{t_1} \Phi_{12}(t) dt; \\ \int_{t_1}^{t_1+t_2} i_k dt &= i_k(0) \int_{t_1}^{t_1+t_2} \Phi_{11}(t) dt + [u_C(0) - (u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}})] \int_{t_1}^{t_1+t_2} \Phi_{12}(t) dt + u_{\text{вх}} \int_{t_1}^{t_1+t_2} \Phi_{12}(t-t_1) dt; \\ \int_{t_1+t_2}^{t_1+t_2+t_3} i_k dt &= i_k(0) \int_{t_1+t_2}^{t_1+t_2+t_3} \Phi_{11}(t) dt + [-(u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}}) + u_C(0)] \int_{t_1+t_2}^{t_1+t_2+t_3} \Phi_{12}(t) dt + u_{\text{вх}} \int_{t_1+t_2}^{t_1+t_2+t_3} \Phi_{12}(t-t_1) dt + u_{\text{вх}} \int_{t_1+t_2}^{t_1+t_2+t_3} \Phi_{12}(t-t_1-t_2) dt. \end{aligned} \quad (35)$$

$$i'_{\text{вых.ср}} = \frac{1}{t_1 + t_2 + t_3} \left\{ i_k(0) \int_0^{t_1+t_2+t_3} \Phi_{11}(t) dt + [u_C(0) - (u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}})] \int_0^{t_1+t_2+t_3} \Phi_{12}(t) dt + u_{\text{вх}} \int_0^{t_2+t_3} \Phi_{12}(\tau) d\tau + u_{\text{вх}} \int_0^{t_3} \Phi_{12}(\tau) d\tau \right\}. \quad (36)$$

$$e^{At_k} - e^{At_n} = \begin{bmatrix} \Phi_{11}(t_k) - \Phi_{11}(t_n) & \Phi_{12}(t_k) - \Phi_{12}(t_n) \\ \Phi_{21}(t_k) - \Phi_{21}(t_n) & \Phi_{22}(t_k) - \Phi_{22}(t_n) \end{bmatrix}$$

получим искомые тождества

$$\begin{aligned} \int_{t_n}^{t_k} \Phi_{11}(t) dt &= C_k [\Phi_{21}(t_k) - \Phi_{21}(t_n)]; \\ \int_{t_n}^{t_k} \Phi_{12}(t) dt &= C_k [\Phi_{22}(t_k) - \Phi_{22}(t_n)]; \\ \int_{t_n}^{t_k} \Phi_{22}(t) dt &= -L[\Phi_{11}(t_k) - \Phi_{11}(t_n)] - \\ &\quad - rC_k [\Phi_{21}(t_k) - \Phi_{21}(t_n)]; \\ \int_{t_n}^{t_k} \Phi_{22}(t) dt &= -L[\Phi_{12}(t_k) - \Phi_{12}(t_n)] - \\ &\quad - rC_k [\Phi_{22}(t_k) - \Phi_{22}(t_n)]; \end{aligned} \quad (37)$$

Согласно (37) и (6)

$$\begin{aligned} \int_0^{t_1+t_2+t_3} \Phi_{11}(t) dt &= C_k \Phi_{21}(t_1 + t_2 + t_3), \\ \int_0^{t_1+t_2+t_3} \Phi_{12}(t) dt &= C_k [\Phi_{22}(t_1 + t_2 + t_3) - 1], \\ \int_0^{t_2+t_3} \Phi_{12}(\tau) d\tau &= C_k [\Phi_{22}(t_2 + t_3) - 1], \\ \int_0^{t_3} \Phi_{12}(\tau) d\tau &= C_k [\Phi_{22}(t_3) - 1]. \end{aligned}$$

Тогда из (36) получим формулу

$$\begin{aligned} i'_{\text{вых.ср}} &= \frac{C_k}{t_1 + t_2 + t_3} \{ \Phi_{21}(t_1 + t_2 + t_3) i_C(0) + \\ &\quad + [\Phi_{22}(t_1 + t_2 + t_3) - 1] \times \\ &\quad \times [-(u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}}) + u_C(0)] + \\ &\quad + u_{\text{вх}} [\Phi_{22}(t_2 + t_3) + \Phi_{22}(t_3) - 2] \}, \end{aligned} \quad (38)$$

из которой для установившегося режима при  $i_k(0) = 0$ ,  $t_1 + t_2 + t_3 = T/2$  с учетом (27) найдем

$$\begin{aligned} (i'_{\text{вых.ср.уст}})_{\text{РНТ}} &= \frac{4fC_k}{1 + \Phi_{22}\left(\frac{T}{2}\right)} \left\{ u_{\text{вх}} \left[ \Phi_{22}\left(\frac{T}{2} - t_1\right) + \right. \right. \\ &\quad + \Phi_{22}\left(\gamma\frac{T}{2} - t_1\right) - \Phi_{22}\left(\frac{T}{2}\right) - 1 \left. \right] - \\ &\quad \left. - u'_{\text{вых}} \left[ 1 - \Phi_{22}\left(\frac{T}{2}\right) \right] \right\}, \end{aligned} \quad (39)$$

Уравнения (28) и (39) позволяют рассчитывать внешние характеристики ППН в РНТ, поскольку значение  $t_1$  может быть найдено из уравнения (28) и подставлено в (39). Чтобы избежать решения нелинейного относительно  $t_1$  уравнения (28), построим специальный алгоритм расчета.

Подставив выражение (28) в (39), преобразуем уравнение (39) к виду

$$\begin{aligned} (i'_{\text{вых.ср.уст}})_{\text{РНТ}} &= 4fC_k u_{\text{вх}} \left\{ \frac{1}{2} \left[ \Phi_{22}\left(\frac{T}{2} - t_1\right) + \right. \right. \\ &\quad + \Phi_{22}\left(\gamma\frac{T}{2} - t_1\right) + F_1(\gamma, t_1) \times \\ &\quad \left. \left. \times \left[ 1 - \Phi_{22}\left(\frac{T}{2}\right) \right] \right] - 1 \right\}. \end{aligned} \quad (40)$$

Уравнения (28), (32) при  $\gamma = \text{const}$  представляют собой параметрическое задание функции  $u'_{\text{вых.уст}}$  от  $i'_{\text{вых.ср.уст}}$  с параметром  $t_1$ .

В то время как для определения среднего значения выходного тока в переходном режиме необходимо вычисление интегралов (35), выходной ток в установившемся режиме может быть определен значительно проще, поскольку справедливо уравнение

$$i_k = C_k \frac{du_C}{dt}.$$

С учетом этого уравнения имеем

$$i'_{\text{вых.ср}} = \frac{2}{T} \int_0^{t_1+t_2+t_3} i_k dt = 2fC_k \Delta u_C(t_1 + t_2 + t_3),$$

где  $\Delta u_C(t_1 + t_2 + t_3)$  – приращение напряжения на конденсаторе за время  $t_1 + t_2 + t_3$ , которое в установившемся режиме

$$\Delta u_C(t_1 + t_2 + t_3) = -2u_{\text{уст}}(0).$$

Следовательно, справедливо равенство

$$i'_{\text{вых.ср.уст}} = -4fC_k u_{\text{уст}}(0), \quad (41)$$

в которое в РНТ необходимо подставить выражение (27), а в РПТ – выражение (32). Тогда для РНТ получим выражение (39), а для РПТ – выражение

$$\begin{aligned} (i'_{\text{вых.ср.уст}})_{\text{РПТ}} &= \frac{4fC_k}{1 + \Phi_{22}(t_1 + t_2)} \left\{ u_{\text{вх}} [\Phi_{22}(t_2) - \right. \\ &\quad - \Phi_{22}(t_1 + t_2)] - \\ &\quad \left. - u'_{\text{вых}} [1 - \Phi_{22}(t_1 + t_2)] \right\}. \end{aligned}$$

Подставив в это равенство выражение (33), получим

$$\begin{aligned} (i'_{\text{вых.ср.уст}})_{\text{РПТ}} &= 4fC_k \frac{u_{\text{вх}}}{2} \left\{ \Phi_{22}(t_2) - 1 + \right. \\ &\quad \left. + F_2(t_1, t_2) [1 - \Phi_{22}(t_1 + t_2)] \right\}. \end{aligned} \quad (42)$$



В уравнениях (33), (42) имеем  $t_1 = \gamma T/2$ . Уравнения (33), (42) при  $\gamma = \text{const}$  параметрически задают функцию  $u'_{\text{вых.уст}}$  от  $i'_{\text{вых.ср.уст}}$  в РПТ, но с параметром  $t_2$ .

**Расчет характеристик ППН**

В полученных расчетных соотношениях перейдем к относительным величинам

$$x = \frac{i_k}{4fC_k u_{\text{вх}}}; \quad y = \frac{u_C}{u_{\text{вх}}}; \quad \overline{u_{\text{вых}}} = \frac{u'_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}};$$

$$\overline{i_{\text{вых}}} = \frac{i'_{\text{вых}}}{4fC_k u_{\text{вх}}}; \quad \overline{t} = t/T.$$

Тогда для РНТ из (28) и (40) получим

$$\overline{i_{\text{вых.ср.уст}}} = \frac{1}{2} \left[ \Phi_{22} \left( \frac{T}{2} - t_1 \right) + \Phi_{22} \left( \gamma \frac{T}{2} - t_1 \right) + F_1(\gamma, t_1) \left[ 1 - \Phi_{22} \left( \frac{T}{2} \right) \right] \right] - 1;$$

$$\overline{u_{\text{вых.уст}}} = \frac{1}{2} \left\{ \Phi_{22} \left( \frac{T}{2} - t_1 \right) + \Phi_{22} \left( \gamma \frac{T}{2} - t_1 \right) - F_1(\gamma, t_1) \left[ 1 + \Phi_{22} \left( \frac{T}{2} \right) \right] \right\};$$

$$F_1(\gamma, t_1) = \frac{\Phi_{12} \left( \frac{T}{2} - t_1 \right) + \Phi_{12} \left( \gamma \frac{T}{2} - t_1 \right)}{\Phi_{12} \left( \frac{T}{2} \right)}; \tag{43}$$

$$y_{\text{уст}}(0) = 1 - \overline{u_{\text{вых}}} + \frac{2\overline{u_{\text{вых}}} - \left[ \Phi_{22} \left( \frac{T}{2} - t_1 \right) + \Phi_{22} \left( \gamma \frac{T}{2} - t_1 \right) \right]}{1 + \Phi_{22} \left( \frac{T}{2} \right)};$$

для РПТ получим

$$\overline{i_{\text{вых.ср.уст}}} = \frac{1}{2} \left\{ \Phi_{22}(t_2) - 1 + F_2(t_1, t_2) \left[ 1 - \Phi_{22}(t_1 + t_2) \right] \right\};$$

$$\overline{u_{\text{вых.уст}}} = \frac{1}{2} \left\{ 1 + \Phi_{22}(t_2) - F_2(t_1, t_2) \left[ 1 + \Phi_{22}(t_1 + t_2) \right] \right\}; \tag{44}$$

$$F_2(t_1, t_2) = \frac{\Phi_{12}(t_2)}{\Phi_{12}(t_1 + t_2)};$$

$$y_{\text{уст}}(0) = 1 - \overline{u_{\text{вых}}} + \frac{2\overline{u_{\text{вых}}} - \left[ 1 + \Phi_{22}(t_2) \right]}{1 + \Phi_{22}(t_1 + t_2)}.$$

Расчет граничной кривой между областями непрерывного и прерывистого токов проводится по формуле (34)

$$\overline{u_{\text{вых.уст.гр}}} = \frac{1}{2} \left\{ 1 + \Phi_{22} \left[ (1-\gamma) \frac{T}{2} \right] - F_2 \left[ \gamma \frac{T}{2}, (1-\gamma) \frac{T}{2} \right] \left[ 1 + \Phi_{22} \left( \frac{T}{2} \right) \right] \right\}. \tag{45}$$

Таким образом, характеристики ППН для установившегося режима строятся отдельно для РНТ и РПТ. В РНТ необходимо задаваться значениями  $\gamma$  и  $\overline{t_1}$  и по формулам (43) рассчитывать значения  $\overline{i_{\text{вых.ср.уст}}}$  и  $\overline{u_{\text{вых.уст}}}$ ; после чего строятся графики, представленные на рис. 3–5. В РПТ необходимо задаваться значениями  $\gamma$  и  $\overline{t_2}$  и строить характери-

стики. При этом в РПТ  $\gamma$  меняется от 0 до  $\gamma_{\text{гр}}$ , а в РНТ – от  $\gamma_{\text{гр}}$  до 1; в РПТ  $\overline{t_1} = \gamma/2 = \text{const}$ , а  $\overline{t_2}$  меняется от  $(1-\gamma)/2$  до 0; в РНТ  $\overline{t_2} = (1-\gamma)/2 = \text{const}$ , а  $\overline{t_1}$  меняется от  $\gamma/2$  до 0.

Промежуточные величины, входящие в перечисленные формулы, рассчитываются следующим образом:

$$\overline{\Phi_{12}}(t) = \frac{\Phi_{12}(t)}{4fC_k} = -\frac{\pi}{2(1-\zeta_k^2)} \frac{f_k}{f} e^{-\alpha_k t} \sin \omega_k t,$$

$$\overline{\Phi_{21}}(t) = 4fC_k \Phi_{21}(t) = \frac{2}{\pi} \frac{f}{f_k} e^{-\alpha_k t} \sin \omega_k t,$$

где учтены тождества, полученные с учетом (7),

$$\frac{1}{4fC_k \omega_k L} = \frac{\omega_k}{4f\omega_k^2 LC_k} = \frac{\pi}{2(1-\zeta_k^2)} \frac{f_k}{f},$$

$$\frac{4fC_k}{\omega_k C_k} = \frac{2}{\pi} \frac{f}{f_k}.$$

Аргументы синуса, косинуса и экспоненты, входящие в выражения для элементов переходной матрицы (6), выражаются через относительное время  $t/T$  и параметр  $f_k/f$ :

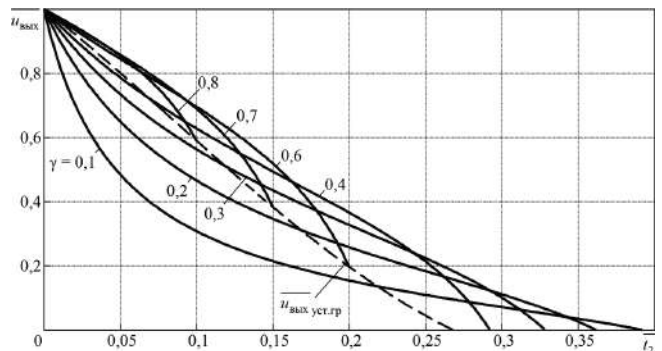


Рис. 3. Регулировочные характеристики ППН в РПТ

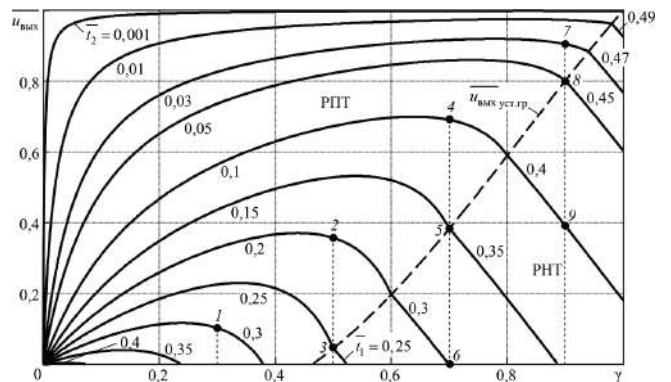


Рис. 4. Регулировочные характеристики ППН в РПТ и РНТ (отмечены и пронумерованы точки, для которых построены временные диаграммы на рис. 6)

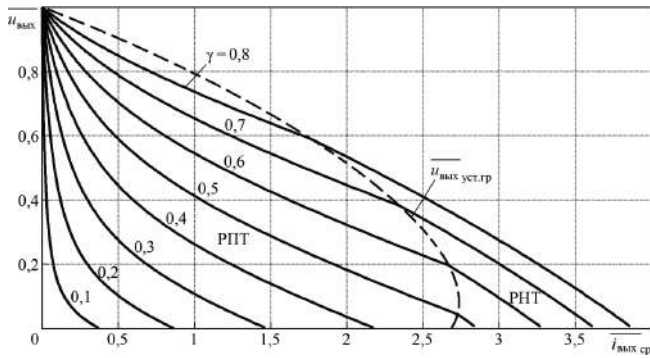


Рис. 5. Внешние характеристики ППН

$$\omega_k t = \omega_k T \frac{t}{T} = 2\pi \frac{f_k}{f} \frac{t}{T}, \quad \alpha_k t = \frac{\alpha_k}{\omega_k} \omega_k t = \frac{2\pi \zeta_k}{\sqrt{1-\zeta_k^2}} \frac{f_k}{f} \frac{t}{T},$$

где

$$\frac{\alpha_k}{\omega_k} = \frac{\zeta_k}{\sqrt{1-\zeta_k^2}}, \quad \zeta_k = \alpha_k T_k = \frac{r}{2L} \sqrt{LC_k} = \frac{1}{2} r \sqrt{\frac{C_k}{L}} = \frac{1}{2Q},$$

$Q = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{L}{C_k}}$  – добротность последовательного резонансного контура.

На рис. 3–7 принято  $Q = 5$  ( $\zeta_k = 0,1$ ),  $f_k/f = 0,9$ .

Для построения осциллограмм тока и напряжения на интервале  $t_1$  с учетом (8) и (9) получим

$$\begin{aligned} x &= \Phi_{11}(t) + \overline{\Phi_{12}(t)}[y(0) - (1 - \overline{u_{\text{вых}}})] \\ y &= \overline{\Phi_{21}(t)}x(0) + \Phi_{22}(t) [y(0) - (1 - u_{\text{вых}})] + \\ &\quad + 1 - \overline{u_{\text{вых}}}. \end{aligned} \quad (46)$$

На интервале  $t_2$  с учетом (10) и (12) получим

$$\begin{aligned} x &= \Phi_{11}(t-t_1)x(t_1) + \overline{\Phi_{12}(t-t_1)} \times \\ &\quad \times [\overline{u_{\text{вых}}} + y(t_1)], \\ y &= \overline{\Phi_{21}(t-t_1)}x(t_1) + \Phi_{22}(t-t_1) \times \\ &\quad \times [\overline{u_{\text{вых}}} + y(t_1)] - \overline{u_{\text{вых}}}. \end{aligned} \quad (47)$$

На интервале  $t_3$  с учетом (16) и (18) получим

$$\begin{aligned} x &= \Phi_{11}(t-t_1-t_2)x(t_1+t_2) + \\ &\quad + [\overline{u_{\text{вых}}} + y(t_1+t_2) + 1] \overline{\Phi_{12}(t-t_1-t_2)}, \\ y &= \overline{\Phi_{21}(t-t_1-t_2)}x(t_1+t_2) + \Phi_{22}(t-t_1-t_2) \times \\ &\quad \times [\overline{u_{\text{вых}}} + y(t_1+t_2) + 1] - 1 - \overline{u_{\text{вых}}}. \end{aligned} \quad (48)$$

$$\begin{aligned} i_{\text{вх.ср}} &= \frac{1}{t_1+t_2+t_3} \left\{ i_k(0) \left[ \int_0^{t_1} \Phi_{11}(t) dt - \int_{t_1+t_2}^{t_1+t_2+t_3} \Phi_{11}(t) dt \right] + [u_{\text{уст}}(0) - (u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}})] \left[ \int_0^{t_1} \Phi_{12}(t) dt - \int_{t_1+t_2}^{t_1+t_2+t_3} \Phi_{12}(t) dt \right] - \right. \\ &\quad \left. - u_{\text{вх}} \left[ \int_{t_1+t_2}^{t_1+t_2+t_3} \Phi_{12}(t-t_1) dt + \int_{t_1+t_2}^{t_1+t_2+t_3} \Phi_{12}(t-t_1-t_2) dt \right] \right\} = \frac{1}{t_1+t_2+t_3} \left\{ i_k(0) \left[ \int_0^{t_1} \Phi_{11}(t) dt - \int_{t_1+t_2}^{t_1+t_2+t_3} \Phi_{11}(t) dt \right] + \right. \\ &\quad \left. + [-(u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}}) + u_{\text{уст}}(0)] \left[ \int_0^{t_1} \Phi_{12}(t) dt - \int_{t_1+t_2}^{t_1+t_2+t_3} \Phi_{12}(t) dt \right] - u_{\text{вх}} \left[ \int_{t_2}^{t_2+t_3} \Phi_{12}(\tau) d\tau + \int_0^{t_3} \Phi_{12}(\tau) d\tau \right] \right\}. \end{aligned} \quad (*)$$

На рис. 6 приведены временные диаграммы изменения переменных и в течение половины периода  $T/2$  в установившемся режиме для различных точек на плоскости  $(i_{\text{вх.ср}}, \gamma)$ . По ним, в частности, можно проверить выполнение равенства (41).

На рис. 7 построены зависимости  $i_{\text{вх.ср}}$  от  $\gamma$  при постоянных значениях  $u_{\text{вх}}$ , сравнивая которые с приведенными в [8], обнаруживаем их качественное совпадение.

### Определение среднего значения входного тока

На этапе  $t_2$  входной ток отсутствует, поскольку ток резонансного контура  $i_k$  замыкается через транзисторы VT1, VT3, минуя источник  $u_{\text{вх}}$ . На этапе  $t_3$  ток  $i_k$  замыкается через транзисторы VT2, VT3 и источник  $u_{\text{вх}}$  в направлении, противоположном имевшему место на этапе  $t_1$ . Поэтому среднее значение входного тока в переходном режиме определяется по соотношению

$$i_{\text{вх.ср}} = \frac{1}{t_1+t_2+t_3} \left( \int_0^{t_1} i_k dt - \int_{t_1+t_2}^{t_1+t_2+t_3} i_k dt \right),$$

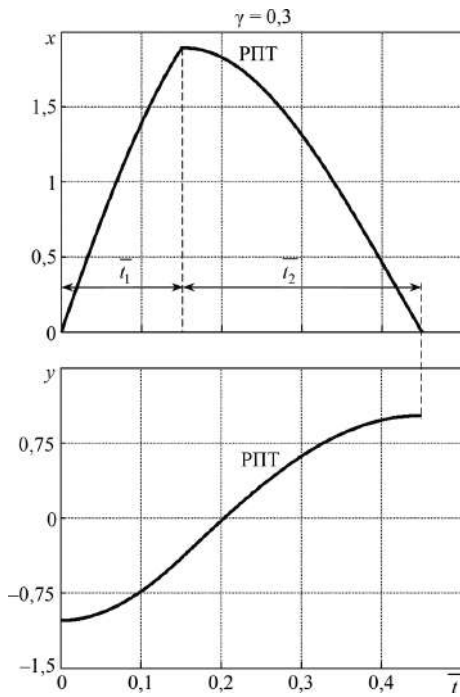
где ток резонансного контура  $i_k$  на интервалах времени  $(0, t_1)$ ,  $(t_1+t_2, t_1+t_2+t_3)$  определяется выражениями (8), (20). Тогда, подставив выражения (46) в последнее соотношение, получим равенство (\*).

С учетом тождеств (37) получим формулу

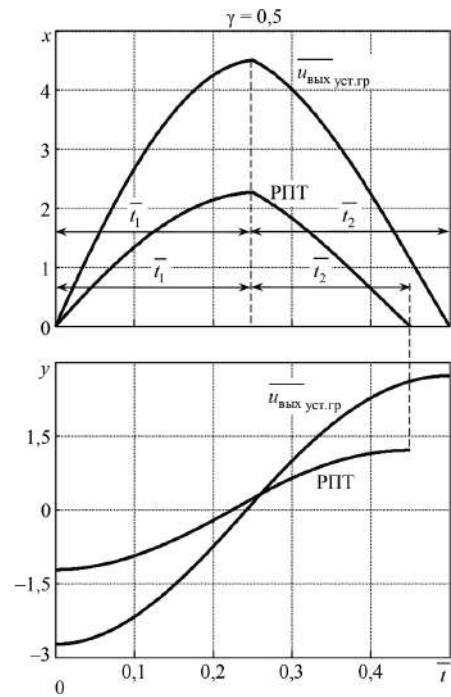
$$\begin{aligned} i_{\text{вх.ср}} &= \frac{C_k}{t_1+t_2+t_3} \left\{ i_k(0) [\Phi_{21}(t_1) - \right. \\ &\quad \left. - \Phi_{21}(t_1+t_2+t_3) + \Phi_{21}(t_1+t_2)] + \right. \\ &\quad \left. + [-(u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}}) + u_{\text{уст}}(0)] \times \right. \\ &\quad \left. \times [\Phi_{22}(t_1) - 1 - \Phi_{22}(t_1+t_2+t_3) + \Phi_{22}(t_1+t_2)] - \right. \\ &\quad \left. - u_{\text{вх}} [\Phi_{22}(t_2+t_3) - \Phi_{22}(t_2) + \Phi_{22}(t_3) - 1] \right\}. \end{aligned} \quad (49)$$

Отсюда для установившегося режима при  $i_k(0) = 0$  с учетом (25) следует

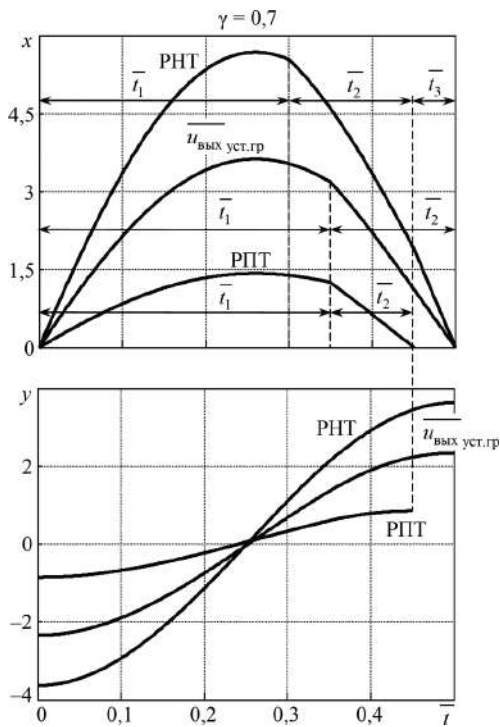
$$\begin{aligned} i_{\text{вх.ср.уст}} &= \frac{2C_k}{T} \left\{ [u_{\text{уст}}(0) - (u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}})] \times \right. \\ &\quad \times \left[ \Phi_{22}(t_1) + \Phi_{22}\left((1-\gamma)\frac{T}{2} + t_1\right) - \Phi_{22}\left(\frac{T}{2}\right) - 1 \right] - \\ &\quad \left. - u_{\text{вх}} \left[ \Phi_{22}\left(\frac{T}{2} - t_1\right) + \Phi_{22}\left(\gamma\frac{T}{2} - t_1\right) - \Phi_{22}\left((1-\gamma)\frac{T}{2}\right) - 1 \right] \right\}, \end{aligned}$$



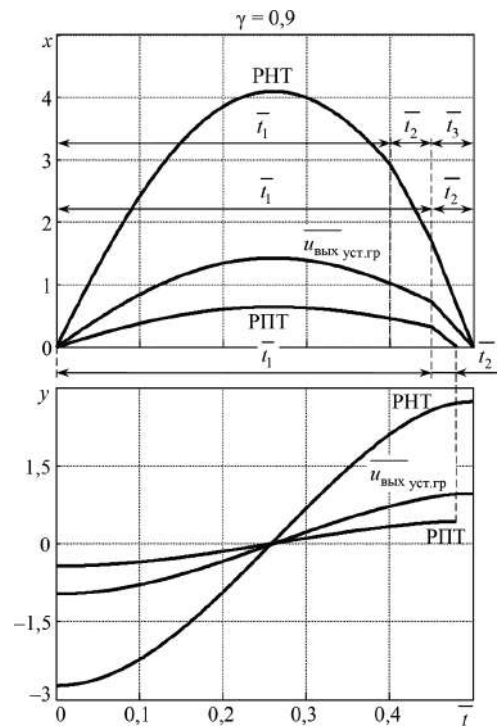
а



б



в



г

Рис. 6. Временные диаграммы процессов за полпериода переключений при различных значениях  $\gamma$  для указанных на рис. 4 точек 1 (а); 2, 3 (б); 4–6 (в); 7–9 (г)

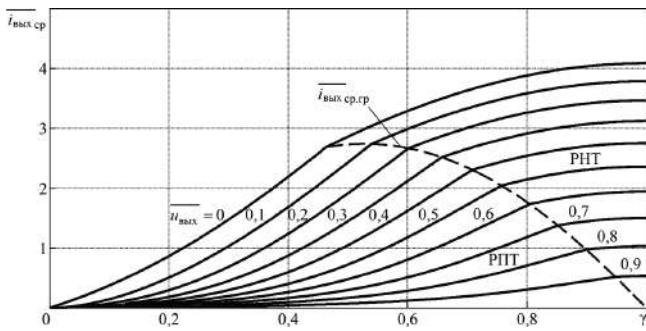


Рис. 7. Регулировочные характеристики ППН в РПТ и РНТ

а после подстановки выражения (25) и преобразований

$$i'_{\text{вых.ср.уст}} = G_1 u_{\text{вх}} - G_2 u_{\text{вых}}, \quad (50)$$

где введены обозначения (\*\*).

При  $t_2 = t_3 = 0$ ,  $t_1 = T/2$ ,  $\gamma = 1$  выходной ток  $i'_{\text{вых.ср.уст}}$  должен совпадать со входным током  $i_{\text{вх.ср.уст}}$ . Тогда коэффициенты  $G_1$ ,  $G_2$ , входящие в (49), принимают значения

$$G_1 = 2fC_{\kappa} \left[ 2 - \frac{4\Phi_{22}\left(\frac{T}{2}\right)}{1 + \Phi_{22}\left(\frac{T}{2}\right)} \right] = 4fC_{\kappa} \frac{1 - \Phi_{22}\left(\frac{T}{2}\right)}{1 + \Phi_{22}\left(\frac{T}{2}\right)}$$

$$G_2 = 4fC_{\kappa} \left[ 1 - \frac{2\Phi_{22}\left(\frac{T}{2}\right)}{1 + \Phi_{22}\left(\frac{T}{2}\right)} \right] = 4fC_{\kappa} \frac{1 - \Phi_{22}\left(\frac{T}{2}\right)}{1 + \Phi_{22}\left(\frac{T}{2}\right)} = G_1.$$

$$G_1 = 2fC_{\kappa} \left\{ 1 + \Phi_{22}\left[\frac{(1-\gamma)T}{2}\right] - \frac{\left[ \Phi_{22}\left(\frac{T}{2} - t_1\right) + \Phi_{22}\left(\frac{\gamma T}{2} - t_1\right) \right] \left[ \Phi_{22}(t_1) + \Phi_{22}\left(\frac{(1-\gamma)T}{2} + t_1\right) \right]}{1 + \Phi_{22}\left(\frac{T}{2}\right)} \right\}; \quad (**)$$

$$G_2 = 4fC_{\kappa} \left\{ 1 - \frac{\Phi_{22}(t_1) + \Phi_{22}\left[\frac{(1-\gamma)T}{2} + t_1\right]}{1 + \Phi_{22}\left(\frac{T}{2}\right)} \right\}.$$

После подстановки этих значений в формулу (49) убеждаемся в совпадении токов  $i_{\text{вх.ср.уст}}$  и  $i'_{\text{вых.ср.уст}}$  при  $t_2 = t_3 = 0$ .

По формуле (39) с учетом значения  $\Phi_{22}(0) = 1$  получим

$$i'_{\text{вых.ср.уст}} = \frac{4fC_{\kappa} \left[ 1 - \Phi_{22}\left(\frac{T}{2}\right) \right] (u_{\text{вх}} - u'_{\text{вых}})}{1 + \Phi_{22}\left(\frac{T}{2}\right)}.$$

### Заключение

Проведенные расчеты и исследования будут продолжены с целью:

1) анализа КПД преобразователя

$$\eta = \frac{u_{\text{вых.уст}} i'_{\text{вых.ср.уст}}}{u_{\text{вх}} i_{\text{вх.ср.уст}}};$$

2) расчета переходных процессов с учетом изменения выходного напряжения;

3) анализа ППН с замкнутой системой управления;

4) изготовления и исследования экспериментального образца с замкнутой системой управления.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ в рамках проекта № 15-48-02189-р\_поволжье\_а.

### Литература

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

2. Minjie Chen, Afridi K.K., Perreault D.J. A Multilevel Energy Buffer and Voltage Modulator for Grid-Interfaced Microinverters // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2015. – Vol. 30. – Issue 3. – PP. 1203–1219.

3. Trubitsyn A., Pierquet B. J., Hayman A. K., Gamache G. E., Sullivan C. R., Perreault D. J. High-efficiency inverter for photovoltaic applications // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE-2010). – 2010. – PP. 2803–2810.

4. *Krein P. T., Balog R. S.* Cost-Effective Hundred-Year Life for Single-Phase Inverters and Rectifiers in Solar and LED Lighting Applications Based on Minimum Capacitance Requirements and a Ripple Power Port // Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC-2009). Twenty-Fourth Annual IEEE. – 2009. – PP. 620–625.

5. *Pierquet B. J., Perreault D. J.* A Single-Phase Photovoltaic Inverter Topology With a Series-Connected Energy Buffer // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2013. – Vol. 2. – Issue 10. – P. 4603–4611.

6. *Feng Weiyi, Mattavelli Paolo, Lee Fred C.* Pulsewidth Locked Loop (PWLL) for Automatic Resonant Frequency Tracking in LLC DC-DC Transformer (LLC-DCX) // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2013. – Vol. 28. – Issue 4. – PP. 1862–1869.

7. Тиристорные преобразователи высокой частоты / Е.И. Беркович, Г. В. Ивенский, Ю. В. Иоффе и др. – Л.: Энергия, 1973. – 200 с.

8. *Глебов Б. А., Жигачев В. А.* Мостовой резонансный DC/DC-преобразователь с фазовым управле-

нием силовыми транзисторами // Практическая силовая электроника. – 2015. – № 1(57). – С. 29–35.

9. *Krishnaswami H.* Photovoltaic microinverter using single-stage isolated high-frequency link series resonant topology // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE-2011). – 2011. – PP. 495–500.

10. *Ройтенберг Я. Н.* Автоматическое управление: учеб. пособие. – М.: Наука, 1978. – 552 с.

**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;

**Серебрянников Александр Владимирович**, доцент кафедры промышленной электроники Чувашского государственного университета имени И.Н. Ульянова, кандидат технических наук; тел.: 8-927-867-20-20; e-mail: alex-silver@mail.ru;

**Павлова Анфисия Александровна**, ст. преподаватель кафедры промышленной электроники Чувашского государственного университета имени И. Н. Ульянова; тел.: 8-927-851-68-98.

Н. В. Дякин, С. И. Вольский, А. В. Борисевич

## МНОГОАГЕНТНАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ РАСПРЕДЕЛЕННОЙ ГЕНЕРАЦИЕЙ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

N. V. Dyakin, S. I. Volsky,  
A. V. Borisevich

Multi-Agent Control System for Distributed  
Electric Energy Generation

В статье рассмотрены возможности эффективного применения распределенной генерации электрической энергии. Приведен агент ветроустановки рассматриваемой системы электроснабжения, который позволяет обрабатывать информацию и уточнять расчет прогноза преобразуемой мощности в режиме реального времени.

Ключевые слова: альтернативные возобновляемые источники энергии, агент, многоагентная система.

The article considers the possibility of effective implementation of distributed electric power generation. It describes an agent of wind turbines for the power-supply system under consideration, which allows process information and improve calculation of converted power consumption forecast in real time mode.

Key words: alternative renewable energy sources, agent, multi-agent system.

В современной российской электроэнергетике существует ряд проблем, связанных с централизованной генерацией и сопутствующей ей передачей электроэнергии для конкретного потребителя, а именно:

- строительство новых генерирующих мощностей не успевают за ростом спроса на новые мощности со стороны потребителей (длительный срок введения новых мощностей при централизованном генерировании электроэнергии);
- существенные потери мощности при передаче электроэнергии вследствие, как правило, большой удаленности потребителей;
- высокая стоимость подключения для новых потребителей;
- огромный провал между ночной и дневной нагрузкой, который оказывает негативный характер на износ и эффективность оборудования.

Благодаря развитию накопителей электроэнергии и альтернативной энергетики возникает растущий интерес к распределенной генерации (РГ) электроэнергии. Такой подход позволяет решить указанные выше проблемы, благодаря быстрому вводу новых генерирующих станций сравнительно малой мощности, снижению потерь мощности в магистральных сетях при передаче электроэнергии за счет расположения установок в непосредственной близости от потребителя и возможности гибкого управления ими.

Следует отметить, что график потребляемой мощности имеет как правило циклический характер с пиками в дневное и провалами в ночной период времени. Этот фактор оказывает существенное влияние на снижение эффективности работы любой системы генерации, в том числе и на РГ. С целью снижения негативного характера приведенного

выше фактора используются накопители энергии или интеллектуальные системы сдвига нагрузки во времени, которые позволяют нагрузить генераторы в ночное время и снизить потребление электроэнергии в дневное время суток.

В настоящее время такими компаниями как *Hitachi* (при использовании кислотных аккумуляторных батарей), *Beacon Power* (с применением инерционного накопителя энергии), *Vestas* (посредством использования ветротурбины), *Enercon* (посредством использования ветротурбины), *GE Energy* (путем применения системы перераспределения электроэнергии) уже реализованы проекты по применению РГ, которые сочетают в себе традиционные силовые электроустановки (поршневые или турбинные), альтернативную энергетику и накопители электроэнергии.

### Выбор типа управления

Эффективность любой системы РГ существенно зависит от выбора типа управления. К основным критериям выбора типа управления следует отнести:

- надежность;
- время выработки решения (ВВР);
- точность (оптимальность).

Существуют два вида управления РГ: централизованное и децентрализованное. В свою очередь, централизованное управление подразделяют на единоначальное и иерархическое. При *единоначальном* управлении существует центральное устройство управления (ЦУУ), которое управляет и планирует работу остальных объектов. При выходе из строя ЦУУ система перестает функционировать, что является ее главным недостатком. Для повышения надежности применяют метод резервирования, который в случае отказа основного ЦУУ обеспечивает переключение на резервный ЦУУ или используют

иерархическую систему управления. *Иерархическое* управление подразумевает разделение системы на уровни групп, которые управляют нижестоящими по уровню группами.

При простоте реализации и высокой точности принятия решения ЦУУ имеет сравнительно низкие показатели по надежности и ВВР.

Бурное развитие различных типов накопителей электроэнергии, альтернативной энергетики и традиционных установок генерации создает предпосылки для перехода от централизованного к децентрализованному управлению. Децентрализованное или коллективное управление, в котором каждый элемент принимает собственное решение, согласно поставленным задачам, и в последствии осуществляет обмен своим решением с другими элементами системы РГ для достижения общей поставленной задачи.

Достоинствами децентрализованного управления являются:

- относительно высокая надежность благодаря отсутствию единого органа управления;
- сравнительно высокие показатели ВВР, так как каждое принятие решения связано только с одной группой решения частных задач.

К основному недостатку централизованного управления следует отнести сложность алгоритмизации управления.

Централизованное управление имеет экспоненциальную зависимость ВВР от числа элементов в группе, а децентрализованное – прямопропорциональную зависимость. Данный фактор определяет малое ВВР децентрализованного управления по сравнению с централизованным. На рис. 1 представлены зависимости ВВР для каждой стратегии управления от числа элементов [1].

Любая РГ обслуживает множество потребителей электроэнергии, каждый из которых имеет собственные цели. Одна группа потребителей может быть нацелена на максимальное снижение стоимости 1 кВт ч в течении дня. При этом для достижения поставленной задачи система управления РГ должна



Рис. 1: Время группового решения при различных типах управления

включать ряд нагрузок (например, стиральные машины) в часы, когда стоимость 1 кВтч минимальна. В тоже время другая часть потребителей может быть нацелена на получении электроэнергии высокого качества и безразлична к стоимости 1 кВтч. Этот фактор определяет необходимость функционирования системы управления РГ в режиме реального времени. Согласно приведенным требованиям для выполнения поставленных задач наиболее подходит децентрализованное управление, которое может быть эффективно реализовано в многоагентной системе.

Однако несмотря на большое количество печатных трудов по этой теме, применение децентрализованного управления до сих пор не нашло широко применения из-за трудности согласования силовых установок от различных компаний производителей, моделирования нагрузки на краткосрочный период времени, обеспечения надежности и масштабируемости системы.

### Агент ветроустановки

Важной задачей при разработке РГ является обработка и хранение большого объема информации. Для повышения производительности и надежности РГ целесообразно использовать парадигму многоагентной системы (МАС) из области искусственного интеллекта, которая состоит из нескольких интеллектуальных агентов, реализующих децентрализованное управление. Главное преимущество подобного подхода, по сравнению с централизованным является возможность оптимального перераспределения обмена информации внутри всей системы между специализируемыми агентами, которые, выполняют определенную функцию и совершают обмен информацией между собой.

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.) [2]. Внедрение МАС в РГ позволяет достичь:

- масштабируемости;
- гибкости;
- надежности;
- автономности;
- повышения эффективности выработки электроэнергии;
- упрощения планирования.

Основными агентами МАС являются: агент нагрузки, агент накопителей энергии, агент ветрогенератора агент солнечных батарей, агент традиционных источников генерации, агент окружающей среды, агент моделирования и агент внешней сети.

*Агент ветрогенератора (АГВГ)* обеспечивает оптимальное управление, при прогнозировании

процессов за краткосрочный и долгосрочный период времени, согласно информации, полученной от агента окружающей среды (АГОС). Это позволяет при высокой зависимости от погодных условий, сбалансировать необходимый уровень электроэнергии для потребителя за счет других силовых установок, и в том числе и накопителей энергии. При этом АГВГ осуществляет обмен информацией между другими агентами, например, агентом моделирования (АГМ) и агентом накопителей энергии (АГНЭ).

Мощность воздушного потока можно выразить следующим образом [3, 4]:

$$P_{в,м} = \frac{\rho A v_b^3}{2}, \quad (1)$$

где  $\delta$  – плотность воздуха,  $v_b$  – скорость ветра.

В общем виде механическая мощность турбины (колеса) ветрогенератора зависит от геометрических особенностей лопастей (площади лопаток ветроколеса  $A$ ) и коэффициента использования энергии ветра:

$$P_{тр,м} = P_{в,м} C(\lambda, \beta) A, \quad (2)$$

где  $C$  – коэффициент использования энергии ветра,  $A = \pi R^2$  – ометаемая площадь (поверхность, описываемой лопастями несущего винта при их вращении),  $\beta$  – угол поворота лопасти,  $\lambda = \omega_r / v_b$  – коэффициент быстроходности как отношение окружной скорости конца лопасти  $\omega_r$  к скорости ветра.

Преобразуем выражение (2) через радиус лопастей ветроколеса:

$$P_{тр,м} = \frac{\pi \rho C(\lambda, \beta) R^2 v_b^3}{2}. \quad (3)$$

Математическая модель коэффициента использования энергии имеет следующий вид:

$$C(\lambda, \beta) = c_1 \left( \frac{c_2}{\lambda_i} - c_3 \beta - c_4 \right) e^{-\frac{c_5}{\lambda_i}} + c_6 \lambda, \quad (4)$$

где  $\lambda_i$  – (коэффициент связи угла поворота и коэффициента быстроходности);  $c_1 \dots c_6$  – вспомогательные коэффициенты. При этом  $c_1 = 0,5176$ ;  $c_2 = 116$ ;  $c_3 = 0,4$ ;  $c_4 = 5$ ;  $c_5 = 21$ ;  $c_6 = 0,0068$ .

С учетом коэффициента связи угла поворота и коэффициента быстроходности

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0,08\beta} - \frac{0,035}{\beta^3 + 1}. \quad (5)$$

На рис. 2 представлены зависимости коэффициента использования энергии ветра от коэффициента быстроходности при различных значениях угла лопатки ветроколеса  $\beta = 0^\circ$ ;  $\beta = 1^\circ$ ;  $\beta = 2^\circ$ ;  $\beta = 3^\circ$  со-

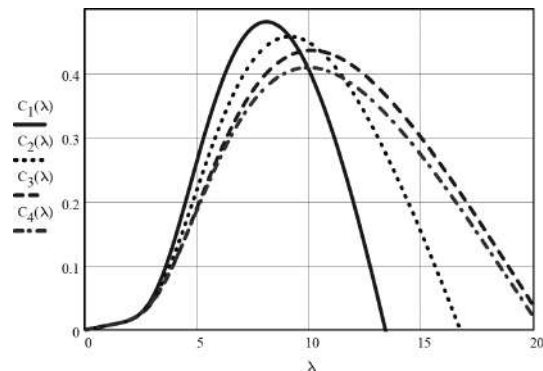


Рис. 2: Зависимость коэффициента использования энергии ветра от коэффициента быстроходности и угла поворота лопасти

ответственно. Из приведенного графика видно, что коэффициент использования энергии ветра имеет максимальное значение при  $\beta = 0^\circ$ .

С учетом последнего вывода и после подстановки (5) в (4) получена зависимость максимального коэффициента использования энергии ветра от коэффициента быстроходности:

$$C_{\max}(\lambda) = c_1 \left( \frac{c_2 \lambda}{1 - 0,035 \lambda} - c_4 \right) e^{-\frac{c_5 \lambda}{1 - 0,035 \lambda}} + c_6 \lambda. \quad (6)$$

Энергетическую характеристику силовой ветроустановки можно разделить на три зоны.

*Первая зона* характеризует запуск ветроколеса при условии, что скорость ветра превысила необходимое минимальное значение ( $v_{\min} < v_{cutIn}$ ).

*Во второй зоне* силовая ветроустановка выходит на номинальный режим работы, при котором достигается максимальное использование энергии ветра.

*Третья зона* характеризует превышение скорости ветра номинального значения, при котором необходимо ограничить отбираемую мощность от ветроколеса. Данное ограничение зависит от допустимого значения максимальной мощности генератора и механической прочности конструкции ветроколеса. При этом выполнение ограничения осуществляют либо путем поворота гондолы или посредством изменения угла лопаток ветроколеса [5].

В качестве примера с использованием выражений (2) и (6) на рис. 3 построена зависимость механической мощности ветроустановки “V82–1.65 MW” компании Vestas от скорости ротора при различных скоростях ветра: 5; 9; 12 и 12,5 м/с соответственно. Из графика (рис. 3) видно, что с увеличением скорости ветра механическая мощность резко возрастает и начинает превышать расчетную номинальную мощность генератора  $P_{out}$ . В этом случае необходимо ограничить отбираемую мощность вышеуказанными методами.

На рис. 4 приведена зависимость коэффициента использования ветра от скорости ветра.



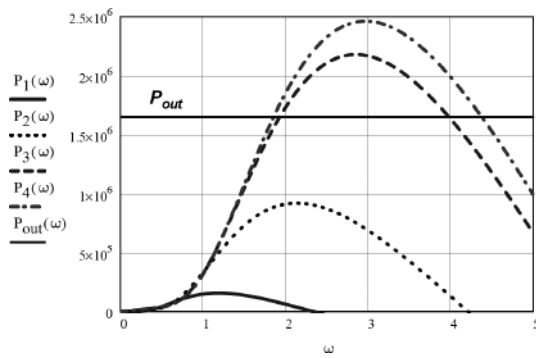


Рис. 3: Зависимость механической мощности ветроколеса от скорости вращения

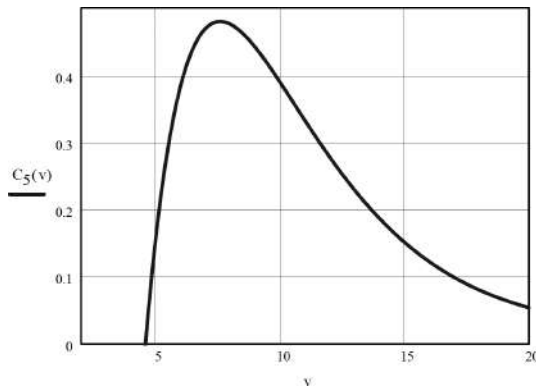


Рис. 4: Зависимость коэффициента использования энергии ветра от скорости ветра

С учетом выражения (3), а также коэффициентов полезного действия механической передачи ( $\eta_m$ ) и генератора ( $\eta_r$ ) получена зависимость генерируемой мощности ветроустановки:

$$P_3 = P_{тр,м} \eta_m \eta_r = \frac{\pi \rho C(\lambda, \beta) R^2 v^3 \eta_m \eta_r}{2}. \quad (7)$$

Зная максимальные значения коэффициента использования энергии ветра при заданных значениях скорости ветра посредством интерполяции дискретных значений мощности  $\sum_{j=1}^k P_{3,экс,j}(t)$  выведена аналитическая функция расчета генерируемой мощности ветроустановки в единицу времени:

$$P_3(t) = UP_{3,м}(t), \quad (8)$$

где  $P_{3,м}(t)$  – объединение аналитических вспомогательных полиномов.

При этом, с учетом высокой устойчивости при больших количествах дискретных значений [6], для определения вспомогательных полиномов в качестве сплайн интерполяции использованы кубические полиномы:

$$P_{3,м}(t) = a_n + b_n(t - t_n) - c_n(t - t_n)^2 + d(t - t_n)^3. \quad (9)$$

В режиме первой адаптации агента целесообразно использовать аналитическую функцию

(8). В дальнейшем, в процессе работы ветроустановки, эффективно применять эксплуатационную аналитическую функцию  $P_{3,экс}(t)$  генерируемой мощности ветроустановки, которая основана на полученных в ходе эксплуатации данных  $\sum_{j=1}^k P_{3,экс,j}(t)$ . При этом рассматриваемая аналитическая функция  $P_{3,экс}$  будет уточняться в течение всего времени эксплуатации.

Аналитическая функция  $P_{3,экс}(t)$  аналогично (8) получена с использованием объединения полиномов  $\sum_{j=1}^k P_{3,экс,j}(t)$  и имеет следующий вид:

$$P_{3,экс}(t) = UP_{3,экс,м}(t), \quad (10)$$

где  $P_{3,экс,м}(t) = a_n + b_n(t - t_n) - c_n(t - t_n)^2 + d(t - t_n)^3$  – объединение вспомогательных полиномов, полученных по ходу эксплуатации.

В случае, если разность ( $\Delta$ ) между функциями  $P_{3,экс}(t)$  и  $P_3(t)$  превышает некоторое значение  $\xi$ , заданное в проекте, то в агенте следует использовать выражение (10).

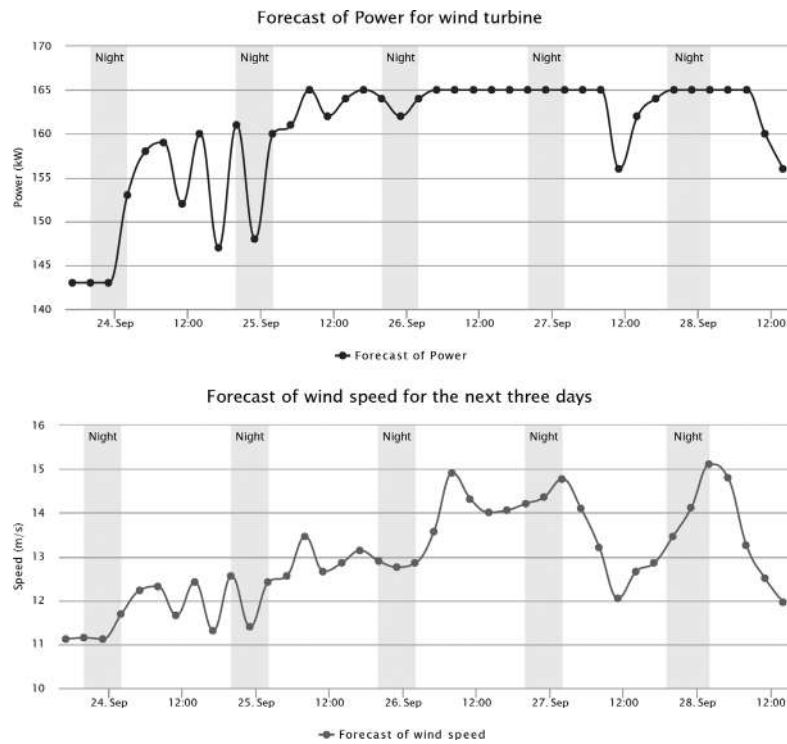
На рис. 5 представлен пример работы агента ветроустановки (верхний график). На нижнем графике показан прогноз скорости ветра, полученный от агента окружающей среды. С помощью Web-технологий технический специалист или конечный потребитель сможет отслеживать и анализировать работу конкретного агента в реальном времени. Из рис. 5 видно, что при повышении номинальной мощности, система будет ограничивать отбор энергии от ветроколеса для предотвращения механического повреждения конструкции установки.

### Заключение

Применение многоагентной системы позволяет достичь масштабируемости и высокой надежности РГ. Одной из задач многоагентной системы является интеграция уже готовых силовых установок от разных производителей. Основной задачей при обработке большого объема информации является разработка алгоритма управления и прогнозирования агентов как единого целого. Предложенный агент ветроустановки является одним из примеров такого подхода.

### Литература

1. Каляев И. А., Гайдук А. Р. Модели и алгоритмы коллективного управления в группах роботов. – ФИЗМАТЛИТ 2009 г., С.45–54.
2. С. Стюарт, П. Норвиг. Искусственный интеллект. Современный подход. – М.: “Вильямс”, 2006. – 1408 с.
3. M. Pucci and M. Cirrincione, “Neural MPPT control of wind generators with induction machines without speed sensors,” – IEEE Trans. Ind. Elec., vol. 58, no. 1, Jan. 2011, pp. 37–47.
4. Ruchi Gupta, Deependra Kumar Jha, Vinod Kumar Yadav, Sanjeev Kumar. “A Multi-Agent Framework



Рису. 5: Моделирование генерации электроэнергии на краткосрочный период времени

for Operation of a Smart Grid". – Energy and Power Engineering, 2013, 5, pp.1330–1336.

5. Зубова Н.В. Повышение режимной управляемости ветроэнергетических установок с изменяемой геометрией лопастей регуляторами на нечетной логике. – Новосибирск, Диссертация на соискание ученой степени к. т. н./ На правах рукописи, 2014, С. 12–20.

6. Зализняк В. Е. Основы научных вычислений, введение в числовые методы для физики. – Москва, издательство Едиториал УРСС, 2002, С. 223–225.

**Дякин Николай Валерьевич**, аспирант кафедры "Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы", МАИ тел.: +7 (916) 461-13-40, e-mail: dyakin.nikolay@gmail.com;

**Вольский Сергей Иосифович**, д.т.н., профессор кафедры "Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы" МАИ, тел.: +7 (963) 965-51-17, e-mail: volsky-s@yandex.ru;

**Борисевич Алексей Валерьевич**, к. т. н., инженер-исследователь, Samsung SDI, тел.: +82 10 4892 3656, e-mail: a.borisevich@samsung.com, alex.borysevych@gmail.com.

В. Г. Еременко, Д. О. Варламов, Нян Линн Аунг

## ОДНОФАЗНЫЙ ИНВЕРТОР С ИНТЕГРИРОВАННЫМ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИМ РЕЛЕЙНЫМ И ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫМ СТАБИЛИЗАТОРОМ НАПЯЖЕНИЯ

V. G. Eremenko, D. O. Varlamov,  
Nyan Linn Aung

Single-phase inverter with an integrated high-speed  
relay and PWM voltage regulator

В статье приведены результаты разработки однофазного инвертора напряжения с синусоидальным стабилизированным выходным напряжением с питанием от солнечной батареи (СБ) для индивидуальных потребителей в тропических условиях. Мощность инвертора 0–2 кВт, постоянное напряжение питания 10–14 В, выходное напряжение 220 В ( $\pm 10\%$ ) с коэффициентом гармоник  $K_{Г(УН)} \leq 10\%$ . Инвертор предназначен для эксплуатации в отдаленных районах с большой влажностью и затрудненным техническим обслуживанием. Инвертор может работать в режиме несимметричной импульсной нагрузки без модуляции выходного напряжения.

**Ключевые слова:** система электропитания, солнечная батарея, однофазный инвертор, моделирование, схема техническая оптимизация, импульсная нагрузка, релейный регулятор, широтно-импульсный регулятор.

This article presents the results of a single-phase voltage inverter with stabilized output sine wave and fed from a solar panel for individual consumers in tropical conditions design. The power of the inverter is 0–2 kW, input dc voltage power supply 10–14 V, output voltage of 220 V ( $\pm 10\%$ ) with  $THD \leq 10\%$ . The inverter is designed for using in remote areas under conditions of high humidity and hindered maintenance. The inverter can be operated under pulsed mode of unbalanced loads conditions, it produces sinusoidal output voltage without output voltage modulation.

**Keywords:** power system, solar panel, single-phase inverter, modeling, optimization of the technical scheme, the pulse load, relay control, pulse width control.

Задача работы заключалась в следующем:

1. Разработать быстродействующий регулятор, работающий при разных режимах: дополнительного включения несимметричной импульсной нагрузки, включения нагрузки с  $\cos\varphi = 0,4\dots 1$ , изменение нагрузки от холостого хода до номинальной.

2. Выявить соотношение параметров измерительного блока между постоянным опорным напряжением и задающим генератором пилообразного напряжения.

В [1] рассматривается сложный метод формирования выходного напряжения однофазного инвертора путем формирования синусоидального напряжения заданной формы, его сравнения с выходным напряжением и формирования импульсных сигналов для управления транзисторами инвертора. Эта система формирования напряжения инвертора с обратной связью не обеспечивает быстродействие во всем диапазоне нагрузок. В [2–6] не приведены простые схемотехнические решения, удовлетворяющие заданию.

В разработанной схеме управления инвертора, модель которого приведена на рис. 1, нет инерционных элементов в цепи обратной связи. Для обеспечения быстродействующего регулирования амплитуда выпрямленного выходного напряжения на R5 сравнивается с заданным опорным напряжением  $U_{op1}$ , которое состоит из двух частей: постоянного опорного напряжения  $U_{op2}$  и

пилообразного напряжения высокой частоты ПГЗ (4 кГц), но меньшей амплитуды, наложенного на постоянное опорное напряжение.

Питание инвертора осуществляется от СБ, моделируемой источником тока PV1, диодом VD9, резистором R1 и источником напряжения U. СБ через диод VD заряжает аккумуляторную батарею (АБ). Защита АБ от перезаряда реализуется транзистором VT, закорачивающим выход СБ. Инвертор по мостовой схеме VT1–VT4 по постоянному току подключен к АБ, формирует синусоидальное напряжение на конденсаторе C2, к которому подключена нагрузка L2 и R2. Конденсатор C2 вместе с индуктивностью рассеяния  $L_\sigma$  трансформатора (TV), образует параллельный резонансный контур, формирующий синусоидальное выходное напряжение. Индуктивность рассеяния трансформатора  $L_\sigma$  достаточно велика благодаря высокому коэффициенту трансформации  $K_{TV} = 22$ .

Регулятор начинает работать в режиме ШИМ – ограничителя амплитуды выходного напряжения инвертора, благодаря пилообразному напряжению (ПГЗ) с частотой 4кГц, а затем при понижении амплитуды выпрямленного выходного напряжения инвертора на R5 до уровня заданного постоянного опорного напряжения  $U_{op2}$ , регулятор переходит в релейный режим.

Пониженное напряжение инвертора  $U_H$  с 220 В до 7 В делителем на резисторах R3 и R4, выпрям-

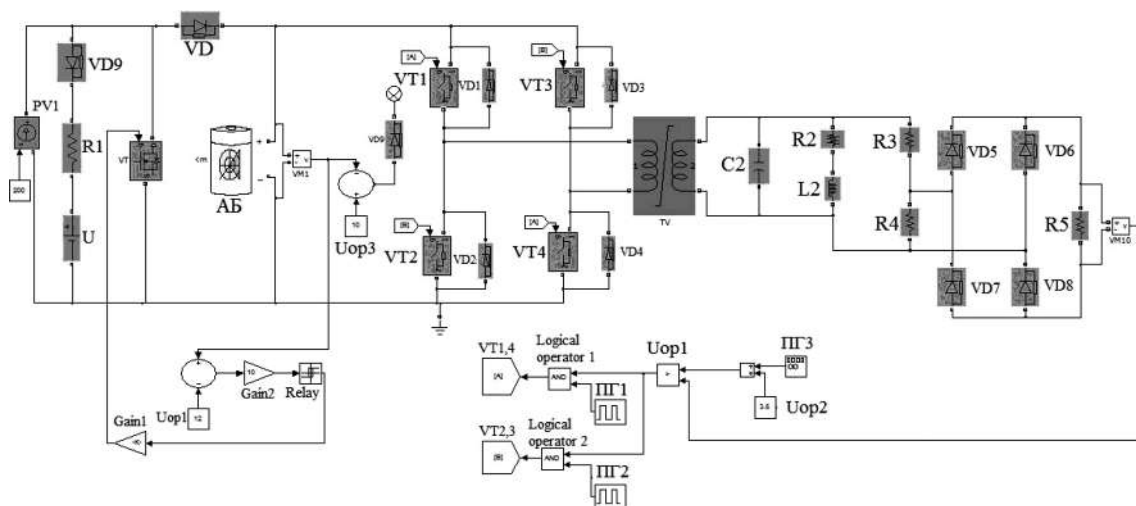


Рис. 1. Модель однофазного инвертора со стабилизацией выходного напряжения в программе Simulink

ляется диодами VD5–VD8 с балластной нагрузкой R5 до  $U_{R5}$  и сравнивается с заданным опорным напряжением  $U_{op1}$ , у которого есть пилообразные пульсации ( $U_{op2} + ПГ3$ ). Амплитуда пилообразного напряжения ПГ3 = 0,5 В и уровень постоянного опорного напряжения  $U_{op2} = 2,7$  В при  $U_{AB} = 10 \dots 14$  В обеспечивают выходное напряжение 220 В благодаря трансформатору TV.

Импульсы пилообразного напряжения при превышении выпрямленного напряжения инвертора  $U_{R5}$  запирают силовые транзисторы рис. 2.

На рис. 3 приведены осциллограммы рабочих процессов в инверторе с хорошим качеством выходного напряжения.

В табл.1 приведены зависимости напряжения на нагрузке  $U_{H3}$  разработанного инвертора и коэффициент гармоник  $K_{г(УH3)}$  для различных уровней напряжения AB ( $U_{AB}$ ).

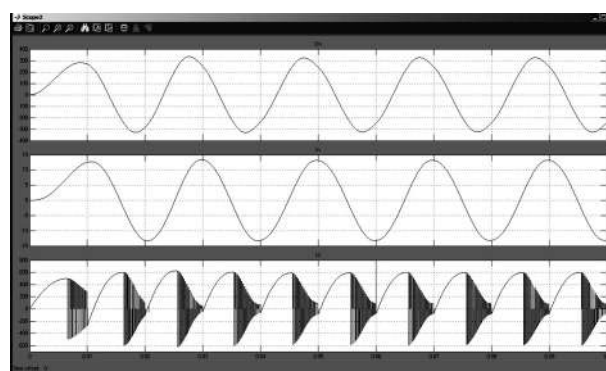


Рис. 3. Рабочие осциллограммы инвертора при  $U_{AB} = 14$  В: напряжение на выходе инвертора; ток нагрузки; ток источника питания (сверху вниз)

Таблица 1

Напряжение AB, $U_{AB}$ , В	Напряжение на нагрузке, $U_{H3}$ , В	Коэффициент нелинейных искажений $K_{г(УH3)}$ , %
10	221	5,7
11	229,5	6,43
12	227	8,63
13	231,3	10,08
14	230	12,8

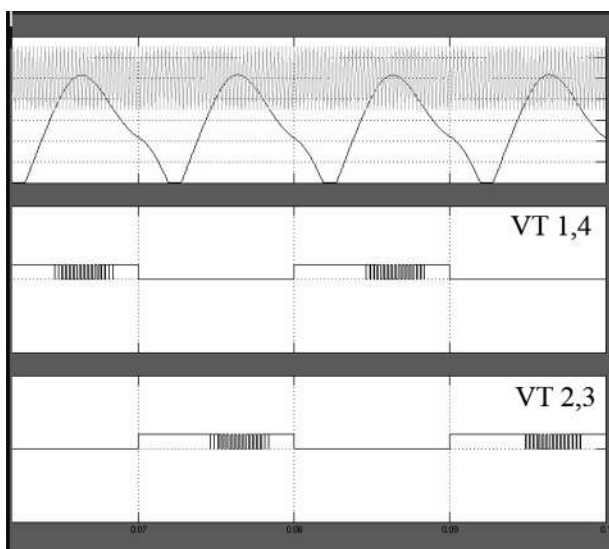


Рис. 2. Сравнение выпрямленного напряжения с опорным; управляющие импульсы транзисторов VT1 и VT4; управляющие импульсы транзисторов VT2 и VT3 (в) (сверху вниз)

### Экспериментальные результаты

Положительным свойством данного способа регулирования является то, что система регулирования поддерживает требуемый уровень напряжения  $U_{H3}$  с мало изменяющимся коэффициентом искажений  $K_{г(УH3)} = 5,7 \dots 12,8$  %.

Работа предложенной схемы сравнивалась с двумя известными методами управления инвертора:

1. Релейный регулятор напряжения.
2. Регулятор с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), в котором амплитуда пилообразного напряжения изменяется от нуля до максимума и используется фильтрующий конденсатор, вклю-

чаемый параллельно R5, сглаживающий пульсации выпрямленного напряжения  $U_{R5}$ , подаваемое в измерительный орган (рис. 1).

На рис. 4 показаны итоговые результаты этих трех методов регулирования напряжения. Релейный регулятор напряжения поддерживает требуемый уровень напряжения  $U_H$ , но не обеспечивает нужный коэффициент гармоник  $K_{Г(UH1)} = 5,71...14 \%$ . Регулятор с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) не обеспечивает стабильность напряжения –  $U_{H2}$ , но имеет приемлемый коэффициент искажений  $K_{Г(UH2)} = 4.03-4,82 \%$ .

Результаты испытания разработанного регулятора при разных  $\cos\phi$  показаны на рис. 5.

Разработанный регулятор сохраняет качество напряжения при  $\cos\phi = 0,4...1$  с максимальной мощностью 2 кВт. Регулятор обеспечивает точность  $U_H = 220 (\pm 10\%)$  и  $K_r \leq 10\%$ .

Исследовано влияние на работу однофазного инвертора напряжения с включением несимме-

тричной импульсной нагрузки, подключенной параллельно к нагрузке R2 и L2 для двух регуляторов: регулятор с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) и разработанный регулятор с интегрированным релейным и широтно-импульсным модулятором (ШИМ-Реле). На рис. 6 показана временная диаграмма включения несимметричной импульсной нагрузки с частотой 50Гц.

На рис. 7 показаны временные диаграммы  $U_H$ ,  $I_H$  и ток источника питания  $I_n$ , для этой нагрузки при режиме  $U_{AB} = 14$  В. Для ШИМ регулятора при тактовой частоте  $f_p = 1$ кГц с амплитудой  $U_{p(макс)} = 5$  В видно, что появляется модуляция выходного напряжения с частотой 25 Гц из-за задержки в звене измерительного органа напряжения на фильтрующем конденсаторе.

На рис. 8 показаны временные диаграммы  $U_H$ ,  $I_H$  и  $I_n$  в схеме разработанного регулятора (ШИМ-Реле) при режиме  $U_{AB} = 14$  В, в котором модуляции выходного напряжения полностью отсутствует.

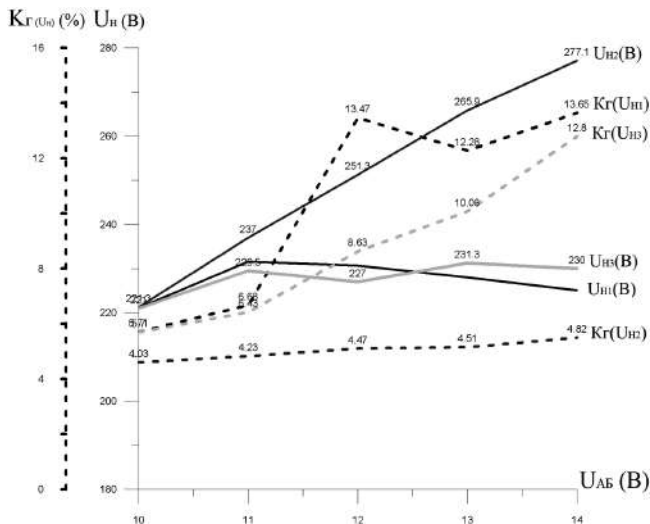


Рис. 4. Результаты моделирования автоматической стабилизации выходного напряжения инвертора

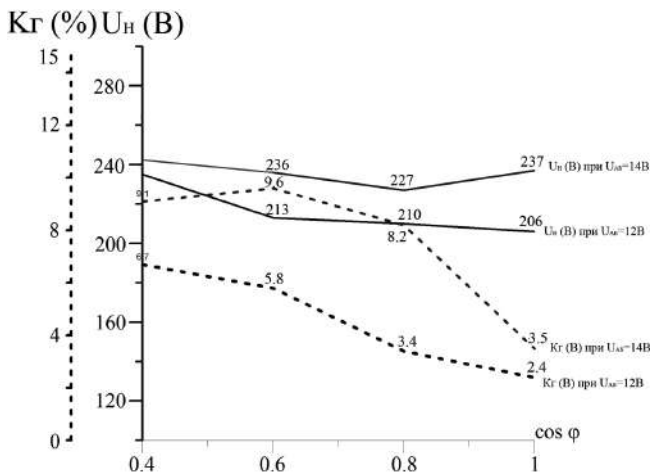


Рис. 5. Зависимости  $U_H$  и  $K_r$  от  $\cos\phi$

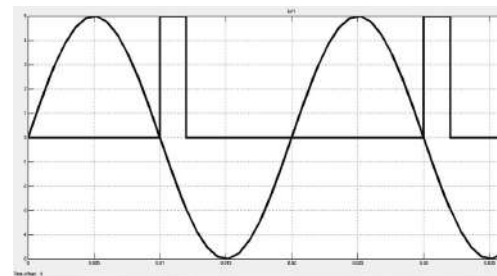


Рис. 6 Временная диаграмма включения несимметричной импульсной нагрузки

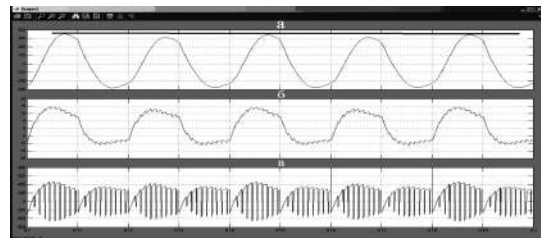


Рис. 7 Результаты моделирования по схеме (рис. 1): выходное напряжение инвертора; ток, протекающий через нагрузку; ток источника питания (на входе инвертора), – сверху вниз

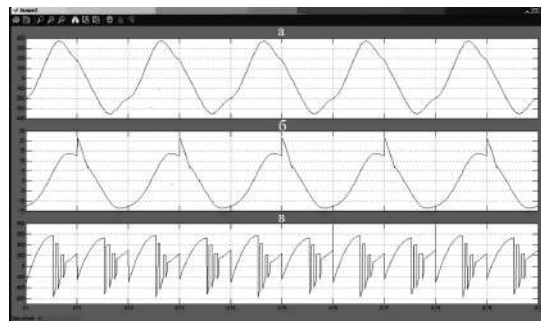


Рис. 8. Результаты моделирования по схеме (рис. 1): выходное напряжение инвертора (вверху), ток нагрузки (в середине), ток источника питания (на входе инвертора – внизу)

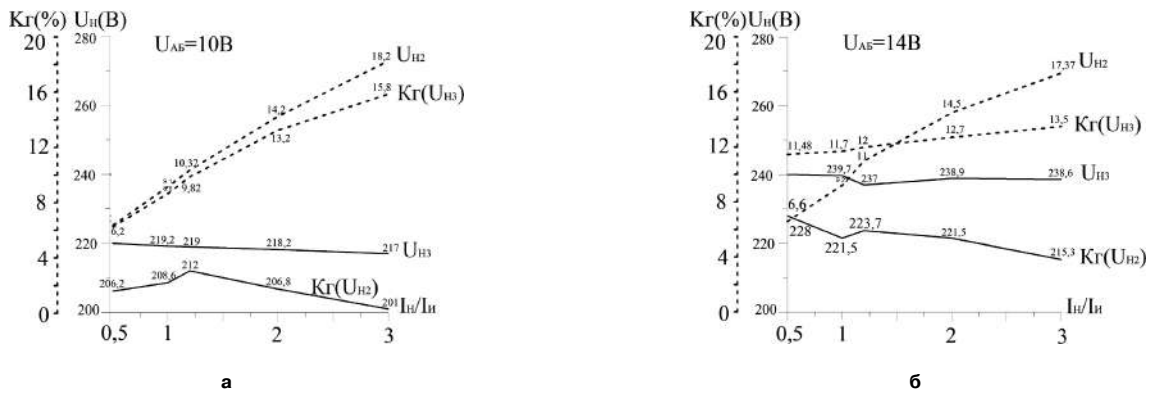


Рис. 9 Результаты влияния на работу инвертора включения несимметричной импульсной нагрузки: а –  $U_{AB} = 10 В$ ; б –  $U_{AB} = 14 В$

На рис. 9 показаны выходные характеристики инвертора с регуляторами ШИМ и ШИМ-Реле при двух режимах напряжения  $U_{AB} = 10 В$  и  $14 В$  с включением несимметричной импульсной нагрузки.

Исследование показало, что у регулятора ШИМ при  $U_{AB} = 14 В$  с включением несимметричной импульсной нагрузки имеет повышенное искажение  $K_{r(U_{H2})}$  до 18 %. Разработанная схема (ШИМ-Реле) обеспечивает стабильность напряжения  $U_{H3}$  и низкий коэффициент искажений  $K_{r(U_{H3})}$  на рис. 9.

Разработанный регулятор с интегрированным релейным и широтно-импульсным модулятором (ШИМ-Реле) обеспечивает высокую точность стабилизации напряжения  $\pm 4 \%$  –  $U_{H3}$ , при требуемом диапазоне изменения напряжения входа  $\pm 27 \%$ , при этом коэффициент искажений составляет  $K_{r(U_{H3})} = 5,7...12,8\%$ . Рекомендуется использовать данную схему регулирования для тропических условий. Разработанный регулятор не содержит интегральных схем управления, что обеспечивает его надежную эксплуатацию при отсутствии технического обслуживания.

#### Литература

1. Готтлиб, И. М. Источники питания. Инверторы, конверторы, линейные и импульсные стабилизаторы/ И. М. Готтлиб. – М.: Постмаркет, 2000. – 552 с.
2. Хасаев, О. И. Транзисторные преобразователи напряжения и частоты/ О. И. Хасаев. – М.: Наука, 1966. – 175 с.
3. Моин В. С., Лаптев Н. Н. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергия, 1972. – 512 с.

4. Забродин Ю. С. Промышленная электроника: Учебник для вузов. – М.: Высш. школа, 1982. – 496 с.

5. Коржавин О. А. Динамические характеристики импульсных полупроводниковых преобразователей и стабилизаторов постоянного напряжения. – М.: Радио и Связь, 1997. – 300 с.

6. Сергеев Б. С. Схемотехника функциональных узлов источников вторичного электропитания. – М.: Сов. Радио, 1992. – 224 с.

7. Сообщество пользователей Matlab и Simulink [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://matlab.exponenta.ru/>, свободный.

8. Поискное проектирование устройств силовой электроники (трансформаторно-полупроводниковые устройства): учебное пособие для вузов / Мыцык Г. С., Бериллов А. В., Михеев В. В. – М.: Издательский дом МЭИ, 2010. – 284 с.

**Еременко Владимир Григорьевич**, д. т. н., профессор кафедры "Электротехнических комплексов автономных объектов и электрического транспорта (ЭКАОиЭТ)" ФГБОУ ВПО НИУ "МЭИ", тел.: +7(906) 762-13-91, e-mail: EremenkoVG@mpei.ru;

**Варламов Дмитрий Олегович**, старший преподаватель кафедры электрооборудование автомобиля и трактора МГТУ "МАМИ", тел.: +7(916) 513-72-16, email: varlamovd@mail.ru;

**Нян Линн Аунг**, аспирант, Электротехнических комплексов автономных объектов и электрического транспорта (ЭКАОиЭТ)" ФГБОУ ВПО НИУ "МЭИ", тел.: 8(968)644-98-06, e-mail: aungaung184@gmail.com.

В. А. Сисин, Ф. В. Шапран

## ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ ЭЛЕКТРОННОЙ И ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ АППАРАТУРЫ ЛОКОМОТИВОВ

V. A. Sisin,  
F. V. ShapranElectromagnetic Compatibility of Electronic and  
Electrical Equipment of Locomotives

Показано, что внедрение современной электронной аппаратуры на локомотивах сопровождается ужесточением требований к ее электромагнитной совместимости с мощными электротехническими системами и приборами. В наиболее значительной степени важность этих вопросов возрастает с внедрением на локомотивах импульсных методов преобразования тягового тока. Выполнен обзор существующих нормативных документов, регламентирующих уровни электромагнитных помех и методик для снижения их негативного влияния на электронную аппаратуру, обеспечивающую безопасность движения поездов. В результате выполненного анализа определены направления, которые необходимо решить для обеспечения функционирования электронной аппаратуры в условиях влияния мощных электромагнитных помех внутри кузова локомотива.

**Ключевые слова:** электромагнитная совместимость, электронная аппаратура, безопасность движения поездов, электротехническая аппаратура, локомотив, кузов локомотива, испытания аппаратуры, воздействие электромагнитных полей.

The paper shows that implementation of modern electronic equipment mounted on railway locomotives is accompanied by requirement strengthening to its electromagnetic compatibility with high-power electrical systems and instruments. Most largely the importance of these issues grows up with the implementation of switched mode conversion of traction current on locomotives. The review of current regulatory documents specifying EMI levels and methods of reduction of their negative impact on electronic equipment, providing safe railway operation was carried out. The analysis results allow determine directions, that should be solved to provide electronic equipment functioning in power EMI conditions inside locomotive body.

**Key words:** electromagnetic compatibility, electronic equipment, railway safety, electrotechnical equipment, locomotive, locomotive body, equipment tests, electromagnetic disturbance.

Модернизация подвижного состава сети железных дорог сопровождается увеличением сложности и количества электронных приборов и систем, устанавливаемых на локомотивах. В основном, эта аппаратура является цифровой, а она по сравнению с аналоговой в более значительной степени подвержена влиянию различного рода электромагнитных помех. Одновременно с этим, силовая электротехническая аппаратура локомотива принципиально является мощным генератором, который создает внутри кузова различного рода электрические и магнитные поля. К этой аппаратуре относятся не только тяговые устройства, но и другие различного вида силовые преобразователи.

Эти обстоятельства требуют проведения работ по экспериментальному и научному исследованию электромагнитной совместимости (ЭМС) бортовой электронной аппаратуры с силовыми электротехническими устройствами локомотива. Одна из трудностей выполнения этого исследования заключается в отсутствии достаточно корректной нормативной базы, определяющей электротехнические, конструктивные и эксплуатационные требования к компоновке аппаратуры, разводке кабельных сетей и допустимым уровням помех в пространстве кузова локомотива.

Показатели ЭМС являются важнейшими параметрами, регламентирующими обеспечение безопасности функционирования приборов и оборудования практически всей инфраструктуры

железнодорожного транспорта, включая локомотивное хозяйство [1, 2].

Вопросы ЭМС на железнодорожном транспорте охватывают широкий круг научно-технических задач, таких как воздействия стихийного характера (молнии, аварии или отказы) на воздушные и кабельные линии связи, питающие сети, аппаратура СЦБ и связи [3–9].

Серия стандартов [10–14] устанавливает нормы ЭМС для подсистем, аппаратуры и оборудования железнодорожного транспорта. Требования к допустимому уровню электромагнитных помех и к помехоустойчивости аппаратуры и оборудования, предназначенных для использования на железнодорожном подвижном составе приведены в [13], рассмотрены общепромышленные методики испытаний, когда испытания аппаратуры проводятся в безэховой камере при стандартных полных сопротивлениях цепей питания и нагрузок, а также при работе испытуемого оборудования в штатном, а не в аварийном, режиме. Стандарт [14] распространяется на электротехнические и электронные средства железнодорожной автоматики и телемеханики, но не распространяется на технические средства, размещаемые на подвижном составе.

Таким образом, вопросы внутрисистемного электромагнитного взаимодействия электронного и электротехнического оборудования локомотива в научно-технической литературе и системе стандартов практически не отражены. В этой части ап-

паратура, отвечающая за безопасность движения на локомотиве, в существующих стандартах касается лишь радиосвязи [12], где устанавливаются нормы по параметрам электромагнитных помех от локомотивов во внешнюю среду.

Увеличение сложности и количества электронных бортовых систем привело к тому, что влияние электромагнитных помех на процессы движения локомотива стало носить характер, потенциально опасный для безопасности движения и обуславливает снижение пропускной способности станций и перегонов. Поэтому вопросы разработки средств контроля уровня помех и методик по снижению уровня являются важными и актуальными. Новизной этой тематики исследований и установления нормированных параметров является необходимость отделения влияния помех от общепромышленных подходов. В основном это определяется сложностью электротехнического комплекса бортового оборудования, его локальной расположенностью и наличия в замкнутом объеме кузова локомотива крайне широких диапазонов рабочих электромагнитных параметров этого комплекса оборудования.

Для определения источников помех и устройств, подверженных их влиянию внутри кузова локомотива, необходима их классификация по ЭМС. В общепромышленных стандартах, например, [14], не приводятся характеристик электромагнитной обстановки внутри замкнутого объема транспортных средств.

В качестве варианта такой классификации на рис. 1 приведена функциональная схема электротехнического и электронного оборудования электроваза постоянного тока 2ЭС6.

Все потребители локомотива питаются от токоприемника контактной сети, через сетевой фильтр и быстродействующий выключатель. Далее поток мощности разделяется на два направления: ветка тягового тока и ветка вспомогательных машин.

Ветка тягового тока включает в себя тяговые двигатели и пускотормозные реостаты. Основа ветки вспомогательных машин – преобразователь собственных нужд, питающий управляемый выпрямитель током до 800 А. Эти функциональные узлы являются основными электротехническими устройствами, отвечающие за функцию движения локомотива.

ПСН осуществляет преобразование входного напряжения 3 кВ в выходное напряжение 600 В. Нагрузки сети 600 В являются: преобразователь частоты ПЧ для воздушной магистрали (функция торможения), ПЧ вентиляторов обдува, система микроклимата кабины и зарядное устройство аккумуляторов.

Зарядное устройство и бортовая аккумуляторная батарея формируют постоянное напряжение 110 В питания цепей управления. От бортовой сети

непосредственно питаются освещение и головной локомотивный прожектор; источник питания локомотивной электроники ИП-ЛЭ системы, выполняющие функции безопасности, управления торможением, диагностики и связи: БЛОК, МПСУиД и радиостанция.

В перспективе для решения задач снижения стоимости аппаратуры и увеличения степени информационной и энергетической насыщенности бортовой аппаратуры рациональным является увеличение величины напряжения цепей управления [16], что наблюдается как на зарубежных железных дорогах, так и на отечественных.

Как видно из приведенной схемы уровни напряжений и токи бортового электротехнического и электронного оборудования и потребляемых мощностей существенно различны. Диапазон питающих напряжений лежит в пределах от 50 В до 3 кВ при потребляемых различными приборами мощностях от 10 Вт (радиостанция) до 1 МВт (тяговые устройства). С точки зрения функциональной работоспособности радиостанций в [17] задаются уровни электромагнитных помех в определенных диапазонах частот. Для остальных бортовых электронных устройств уровни помех задаются в виде частных технических требований для разработки, которые при эксплуатации обычно корректно не подтверждаются. Это приводит к появлению регулярных или нерегулярных и трудно выявляемых сбоев в работе бортовой электронной аппаратуры.

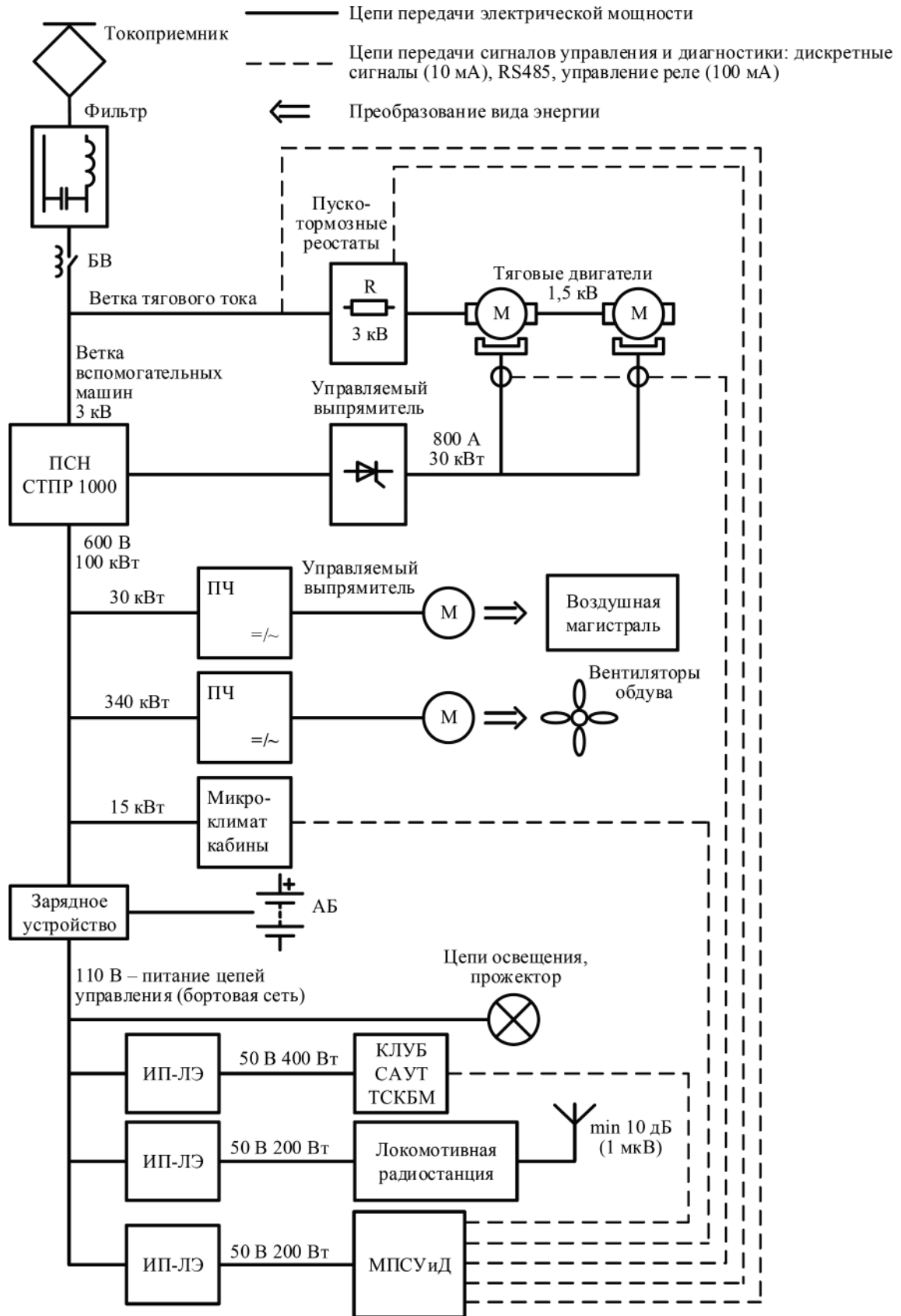
Очевидна необходимость классификации оборудования локомотива по ЭМС и проверки применимости требований и методик проверки общепромышленных норм для обеспечения требований безопасности и надежного функционирования комплекса электротехнической и электронной бортовой аппаратуры.

Наиболее мощными генераторами электромагнитных помех локомотива являются тяговые электродвигатели, тяговые преобразователи и их системы управления, вспомогательное электрооборудование (преобразователи, вентиляторы, компрессоры, генераторы управления, климатические установки, зарядные агрегаты для аккумуляторных батарей и некоторые другие), количество и состав которых зависит от типа локомотива.

Стандарт [10] не определяет виды приемников и источников электромагнитных помех. Рассматривая внутрисистемную ЭМС локомотива в части безопасности функционирования систем, подвергающимся воздействию помех следует в первую очередь отнести системы безопасности, торможения и связи. В локомотиве типа 2ЭС6 к ним можно отнести системы БЛОК, радиостанция, МПСУиД и также устройства и блоки управления вышеперечисленными мощными аппаратами.

Учитывая приведенные в [10] виды электромагнитных связей между бортовыми приборами





**Рис. 1. Функциональная схема электротехнического и электронного оборудования локомотива 2ЭС6:**  
 БВ – быстродействующий выключатель; ПСН – преобразователь собственных нужд; ПЧ – преобразователи частоты;  
 ИП-ЛЭ – источники питания локомотивной электроники; БЛОК – безопасный объединенный локомотивный комплекс;  
 МПСУид – микропроцессорная система управления и диагностики

и системами (электростатическая, емкостная, индуктивная, связь через общие проводящие части, электромагнитное переизлучение) и опыт измерений помех можно утверждать, что источниками внутрисистемных помех на локомотиве может быть не только оборудование с высоким уровнем мощности, но и любое другое.

За последние 15–20 лет оборудование систем локомотивной сигнализации и связи было в значительной степени модернизировано [16]. На отечественных локомотивах с 2006 года происходит активная апробация и внедрение мощных импульсных преобразователей для питания собственных нужд, управления обмотками возбуждения, а в последнее время и тяговых преобразователей. В связи с этим электромагнитная обстановка на локомотиве характеризуется сложным сочетанием преобразователей, как генераторов мощных помех со спектром от десятков герц до десятков-сотен мегагерц. Любое электромагнитное взаимодействие может вызвать широкий спектр проблем, от незначительных, кратковременных сбоев до катастрофических отказов электрооборудования. С целью повышения КПД и снижения материалоемкости бортовая преобразовательная техника постоянно совершенствуется, что приводит к тенденции повышения частоты преобразования. Повышение частоты преобразования электрической энергии обуславливает расширение спектра помех, что вызывает ужесточение требований к фильтрации и другим мерам по удержанию уровня помехоэмиссии в допустимых пределах.

Немаловажным вопросом в приведении оборудования бортовой системы локомотива к требованиям нормативной базы по ЭМС в процессе разработки и внедрения является методика проведения испытаний. Нередко разработчики субъективно оценивают интерпретацию этих методик и получаемые при этом результаты. При этом следует учитывать, что затраты на решение проблем ЭМС при разработке существенно ниже, чем проблемы возникающие при последующей эксплуатации локомотива на протяжении его жизненного цикла [18].

В известной научно-технической литературе практически отсутствуют работы, посвященные оценке корреляции результатов лабораторных и натурных испытаний, позволяющих сопоставить уровень проблем ЭМС на начальном этапе жизненного цикла оборудования с уровнем задач, решаемых при разработке и внедрении. Данные о фактических полных сопротивлениях силовых и информационных цепей и коэффициентах связи между ними весьма приблизительны и некорректны. Достаточно достоверное знание этих характеристик позволило бы рассчитать необходимые запасы ЭМС по лабораторным испытаниям на эквивалентах. Различные значения полных сопротивлений бортовых электрических цепей и общепромышленных эквивалентов сети, применяемых

в “регламентируемых условиях” не гарантируют обеспечения ЭМС на борту после прохождения лабораторных испытаний. Они могут считаться лишь предварительными, не позволяющими достоверно судить о возможности применения электротехнического и электронного оборудования на локомотиве.

Корректное описание методов испытаний на ЭМС бортового электронного и электротехнического оборудования и их научное обоснование повысит уровень достоверности решаемых задач и качество работ, что обеспечит надежность функционирования этого оборудования и подтверждение надежности работы и уровня безопасности движения.

В части применимости международных стандартов к испытаниям на показатели ЭМС необходимо отметить специфику конструирования отечественной электронной аппаратуры. Результат неадекватного использования этих стандартов и методик испытаний проявится в снижении функциональной надежности работы и увеличении стоимости бортовой аппаратуры.

Примерами недостаточно обоснованного решения вопросов обеспечения ЭМС бортовой аппаратуры, успешно прошедшим заводские испытания [10–13], могут быть известные неверные проекты исполнения схемы заземления приводящий к нарушениям ЭМС в системе из приборов, нарушение ВЧ-изоляции, вызванное высокими уровнями емкостных связей крупногабаритного оборудования, наличие уравнивающих токов, возникающих из-за неравномерного распределения тягового тока между колесными парами во время движения.

Например, отдельным интересным объектом исследования являются общие шины питания. При наличии шины питания с несколькими потребителями метод измерения напряжения помех (метод холостого хода) не всегда может быть использован для определения «виновника» превышения уровня помехи. Информация о токе помехи с разъемного датчика тока (метод короткого замыкания) может дать реальный уровень помех и определить “виновника” по ЭМС. Большая протяженность общих шин и цепей на локомотиве определяет необходимость разработки методик применения методов холостого хода и короткого замыкания, отвечающих на вопрос места применения этих методов в прострaнстве кузова локомотива.

Другой вопрос, касающийся общих шин питания, заключается в том, что воздействие систем резервированного питания на основе импульсных источников электропитания, прошедших испытания на ЭМС по отдельности в регламентированных условиях, при установке приборов на локомотив практически всегда превышает нормированные данные.

Изложенное свидетельствует, что решение вопросов, связанных с внутрисистемным электромагнитными помехами и взаимодействием

электронного и электротехнического оборудования локомотива является сложной научно-технической задачей, требующей проработки многих аспектов [19–21]. К ним в первую очередь следует отнести:

1. Статистическую наработку данных для анализа причинно-следственных связей между помехообстановкой и качеством функционирования систем безопасности, управления и силовых устройств борта.

2. Необходима классификация бортового оборудования по ЭМС, для определения источников помех и устройств, подверженных их влиянию внутри кузова локомотива.

3. Требуется исследование, определение полных сопротивлений, сопротивлений связи электрических цепей и сетей питания и управления, и создание схем замещения для предсказания характеристик электромагнитной обстановки.

4. Необходимо создание методик испытаний на ЭМС бортового электронного и электротехнического оборудования и их научное обоснование.

5. Разработка и нормирование требований и методов испытаний внутрисистемной ЭМС локомотивов.

### Литература

1. Технический регламент о безопасности инфраструктуры железнодорожного транспорта: [утв. постановлением Правительства РФ от 15 июля 2010 г. N 525: по состоянию на 19 сентября 2014 г.]
2. ГОСТ Р 50397-2011. Совместимость технических средств электромагнитная. Термины и определения. М.: Стандартинформ, 2013. – 56 с.
3. *Бадер М. П.* Электромагнитная совместимость: учебник для вузов железнодорожного транспорта. – М.: УМК МПС, 2002. – 628 с.
4. *Мащенко П. Е.* Повышение работоспособности устройств ИРДП с учетом уровня электромагнитных помех, создаваемых перспективным электроподвижным составом. Диссертация на соискание ученой степени к. т. н. – М., 2007. – 207 с.
5. *Горенбейн Е. Н.* Электромагнитная совместимость тягового подвижного состава с устройствами интервального регулирования движения поездов: Диссертация на соискание ученой степени к. т. н. – М., 2011. – 253 с.
6. *Бочарников Ю. В.* Электромагнитная совместимость системы тягового электроснабжения и аппаратуры рельсовых цепей при воздействии через питающие и сигнальные цепи: Диссертация на соискание ученой степени к. т. н. – М., 2008. – 176 с.
7. *Сисин В. А., Гнисько Р. В., Тильк И. Г.* Исследование электромагнитной совместимости рельсовых цепей с коммутацией релейного конца с помехами электроснабжения и перспективного тягового состава // Вестник УрГУПС. 2013. № 2 (18). С. 34–44.
8. *Сергеев Б. С., Сисин В. А.* Электропитание электронной аппаратуры железнодорожного транспорта // Электропитание, 2014. № 2. С. 72–74.
9. *Сисин В. А.* Вопросы электромагнитной совместимости локомотивной аппаратуры. Вестник УрГУПС. 2014. № 3 (23). С. 4–9.
10. ГОСТ Р 55176.1-2012 (МЭК 62236-1:2008). Совместимость технических средств электромагнитная. Системы и оборудование железнодорожного транспорта. Часть 1. Общие положения. М.: Стандартинформ, 2014 – 14 с.
11. ГОСТ Р 55176.2-2012 (МЭК 62236-2:2008). Совместимость технических средств электромагнитная. Системы и оборудование железнодорожного транспорта. Часть 2. Электромагнитные помехи от железнодорожных систем в целом во внешнюю окружающую среду. Требования и методы испытаний. М.: Стандартинформ, 2014 – 22 с.
12. ГОСТ Р 55176.3.1-2012 (МЭК 62236-3-1:2008). Совместимость технических средств электромагнитная. Системы и оборудование железнодорожного транспорта. Часть 3-1. Подвижной состав. Требования и методы испытаний. М.: Стандартинформ, 2014 – 27 с.
13. ГОСТ Р 55176.3.2-2012 (МЭК 62236-3-2:2008). Совместимость технических средств электромагнитная. Системы и оборудование железнодорожного транспорта. Часть 3-2. Подвижной состав. Аппаратура и оборудование. Требования и методы испытаний. М.: Стандартинформ, 2014 – 30 с.
14. ГОСТ Р 55176.4.1-2012. Совместимость технических средств электромагнитная. Системы и оборудование железнодорожного транспорта. Часть 4-1. Устройства и аппаратура железнодорожной автоматики и телемеханики. Требования и методы испытаний. – М.: Стандартинформ, 2013. – 14 с.
15. ГОСТ Р 51317.2.5-2000 (МЭК 61000-2-5-95). Совместимость технических средств электромагнитная. Электромагнитная обстановка. Классификация электромагнитных помех в местах размещения технических средств. – М.: ИПК Издательство стандартов, 2001, 40 с.
16. *Ogunsola A., Mariscotti A.* Electromagnetic Compatibility in Railways. Berlin: Springer-Verlag, 2013. – 528 p.
17. ГОСТ Р 54959-2012 Железнодорожная электро-связь. Поездная радиосвязь. Технические требования и методы контроля. – М.: Стандартинформ, 2013 – 21 с.
18. *Шваб А.* Электромагнитная совместимость: Пер с нем. В.Д. Мазина и С.А. Спектора / Под ред. Кужекина. – М.: Энергоатомиздат. 1995, 480 с.
19. *Сергеев Б. С.* Схемотехника функциональных узлов источников вторичного электропитания. – М.: Радио и связь, 1992. – 224 с.
20. *Волин М. Л.* Паразитные процессы в радиоэлектронной аппаратуре. – М.: Радио и связь, 1981. – 296 с.
21. *Князев А. Д., Кечиев П. Н., Петров Б. В.* Конструирование радиоэлектронной и электронно-вычислительной аппаратуры с учетом электромагнитной совместимости. – М.: Радио и связь, 1989. – 224 с.

**Сисин Валерий Александрович**, к. т. н., доцент кафедры «Электрические машины», Уральский государственный университет путей сообщения, тел.: +7(963) 035-60-35; e-mail: VSisin@usurt.ru;

**Шапран Федор Валерьевич**, аспирант кафедры «Электрические машины», Уральский государственный университет путей сообщения, тел.: +7(922) 209-01-09; e-mail: fshapran@gmail.com.

Ф. В. Васильев, А. М. Медведев, А. В. Сергеев

## ТОКОНЕСУЩАЯ СПОСОБНОСТЬ ПЕЧАТНЫХ ПРОВОДНИКОВ

F. V. Vasilyev, A. M. Medvedev,  
A. V. Sergeev

Current carrying capacity of etched  
conductors

Рост плотности элементов на печатных платах приводит к необходимости наиболее эффективного использования токонесущей способности проводников. Проектирование "с запасом" становится непоправимой роскошью. Это особенно актуально для аппаратуры, к которой предъявляются особые требования к массогабаритным показателям, такой, как системы управления бортовой аппаратуры летательных аппаратов. Токонесущая способность проводников зависит не только от сечения, но и формы и окружающего проводник материала. Существующие стандарты не дают четких рекомендаций о расчете проводников различной толщины.

В статье предлагаются к рассмотрению результаты экспериментальных исследований токонесущей способности проводников различной толщины и сечений.

Ключевые слова: электрические межсоединения, печатные платы, максимальный ток в проводниках, токонесущая способность проводников, расчет проводников.

Increase in the density of printed circuit boards requires maximum utilization of current carrying capacity of the conductors. Nowadays the design "with oversizing" becomes a luxury. This is particularly relevant for the equipment, such as on-board aircraft or spacecraft, to which special requirements are placed on weight and size. Current carrying capacity of etched conductors depends not only on their cross-section, but also on the shape and material around the conductor. Existing standards do not provide clear guidance on the calculation of the conductors of different thicknesses.

The article proposes to consider the results of experimental studies of current-carrying capacity of conductors of various cross-sections and thickness.

Keywords: electrical interconnections, printed circuit boards, current in the conductors, current carrying capacity, conductors calculation, etched conductors.

Бортовая аппаратура летательных аппаратов предъявляет особые требования к надежности и массогабаритным показателям электронных блоков. Рост количества электронных блоков на борту приводит к увеличению потребляемой мощности, и, как следствие, к необходимости увеличения сечения питающих проводников. При этом требования к снижению массо-габаритных показателей аппаратуры приводят к обратному — максимально возможному уменьшению габаритов аппаратуры в целом и модулей в частности. Таким образом, перед конструктором аппаратуры встает задача произвести расчет так, чтобы обеспечить передачу требуемого тока без увеличения габаритов аппаратуры и, главное, без снижения надежности.

Эта задача может быть решена либо улучшением теплоотвода (например, платы на алюминиевом основании) либо увеличением сечения питающих проводников за счет перехода от двухсторонних плат к многослойным и добавления в плату внутренних слоев питания. И тот и другой способ значительно увеличивают сложность плат и трудоемкость их изготовления.

Таким образом, перед конструктором стоит задача максимального использования токонесущих возможностей печатных проводников. Как известно, геометрические размеры проводника определяются исходя из максимального тока, который он способен через себя пропустить без существенного перегрева и максимально допустимого падения напряжения. Для печатных проводников питания

наиболее, в первую очередь, узким местом является максимальный ток. Увеличение значения максимального тока возможно путем увеличения поперечного сечения проводника за счет увеличения его ширины или толщины.

Действующий в России ГОСТ Р 53429-2009 [1] допускает для печатных проводников токовую нагрузку плотностью от 100 до 250 А/мм<sup>2</sup>. Однако условия по выбору предельных значений плотности тока в ГОСТ не уточняются, что приводит к неоднозначностям и работе "в запас", даже в справочной литературе рекомендуется ограничивать максимальную плотность тока для печатных проводников на уровне 30 А/мм<sup>2</sup>. В результате силовые печатные платы увеличиваются в габаритах, увеличивая размер и массу бортовой аппаратуры. Наиболее используемым инструментом в настоящее время является зарубежный стандарт IPC-2221В [2], переведенный на русский язык и имеющий достаточное распространение в интернете. В стандарте приводятся номограммы максимально допустимых токов для проводников различного сечения и различных условий эксплуатации. Однако даже поверхностный анализ номограмм показывает их ограниченность и неполноценность. В результате за рубежом был разработан стандарт IPC-2152 [3], содержащий более 90 страниц информации и более 75 графиков и таблиц. В частности, в стандарте приводятся зависимости температур перегрева от токовой нагрузки для проводников различного поперечного сечения. К сожалению этот стандарт практически не используется в

России, так как доступен исключительно в платной версии и не переведен на русский язык.

Кроме того, данные, приведенные в стандарте IPC-2152 для различных проводников, различаются на 5–10%, при том, что основной характеристикой проводника в стандарте берется площадь поперечного сечения. Стоит также отметить, что при разработке реальных изделий этот стандарт является достаточно сложным для использования из-за своей громоздкости и неудобства получения данных из представленной в нем информации.

Задача оценки максимально допустимой нагрузки на проводник, при всей кажущейся простоте и очевидности, прямого решения не имеет. Зависимость температуры проводника от протекающего через него тока может быть решена напрямую только в идеальных условиях. В условиях реального оборудования задача является многофакторной: температура перегрева проводника зависит не только от его сечения и протекающего через него тока, но и от материала и толщины диэлектрика, формы проводника, расположенных рядом проводников и элементов, которые могут являться как источниками тепла, так и его поглотителями и т. д. и т. п.

При протекании электрического тока через печатный проводник в нем выделяется некоторое количество теплоты. Часть теплоты выделяется в окружающую среду, в то время как другая часть нагревает печатную плату. Отношение этих частей зависит от перечисленных выше и многих других факторов и применяемой системы охлаждения. При неправильном расчете и выборе параметров печатного проводника возможно возникновение перегрева области вокруг проводника и, следовательно, в целом устройства.

При прохождении через проводник тока  $I$  на сопротивлении  $R_0$  выделяется мощность  $P$ . Температура проводника повышается на  $\Delta T = (T - T_0)$ , что вызывает нагрев проводника и увеличение его сопротивления, соответствующее температурному коэффициенту сопротивления  $\alpha$  (для меди —  $0,004 \cdot K^{-1}$ ). Дальнейшее поведение проводника будет зависеть, в том числе, от схемотехнических решений устройства. Если проводник работает в условиях постоянного (или близкого к постоянному) значения напряжения (в большинстве случаев, именно так и происходит), то ток через проводник уменьшится на ту же величину, на которую увеличилось его сопротивление. Таким образом, проводник достигает температуры, при которой через него течет ток, достаточный для поддержания этой температуры. Разумеется, такой режим работы проводника нельзя считать успешным, так как на проводнике падает определенное напряжение, помехозащищенность питаемого оборудования значительно снижается. Если проводник работает в условиях постоянного тока, что тоже нередко встречается в силовых цепях, то увеличение температуры

проводника приводит к увеличению мощности, которую надо отвести, что, в свою очередь, ведет к повышению температуры проводника и может вызвать неконтролируемый рост температуры. В результате задачей конструктора является выбор таких параметров проводника, при которых его температура или не повысится или повысится на минимальные значения.

После подачи тока в проводник тепло поглощается самим материалом проводника, т. е. процесс нагрева близок к адиабатическому (изображение 1 на рис. 1). С течением времени нагреваются массы диэлектрика вокруг проводника, границы теплоотвода отодвигаются, включается механизм отвода тепла кондукцией (теплопроводностью) (изображение 2 на рис. 1). Когда окружающие проводник материалы нагрелись, основную роль в общей температуре играет теплоотдача от поверхности платы в окружающую среду (изображение 3 на рис. 1).

Таким образом, отводимая от проводника мощность определяется тремя составляющими: передачей тепла кондукцией в печатную плату, передачей тепла конвекцией в окружающий воздух (при его наличии) и передачей тепла излучением. В абсолютном большинстве случаев теплоотводом излучением можно пренебречь в виду его малых значений по сравнению с теплоотводом конвекцией.

Кажется очевидным, что наилучшим теплоотводом, а, значит, и наилучшей токонесящей способностью будут обладать проводники максимальной ширины и минимальной толщины: в этом случае площадь теплоотдачи для 2-й и 3-й стадий нагрева будут максимальными. Однако уменьшение толщины проводников вызывает отрицательные последствия. Во-первых, трудно обеспечить постоянную толщину проводника, что приведет к значительным изменениям его характеристик. Во-вторых, широкие проводники занимают значительное пространство, что опять же приводит к увеличению массо-габаритных показателей аппаратуры. В-третьих, если для узкого проводника кондуктивного теплоотвода доступно пространство

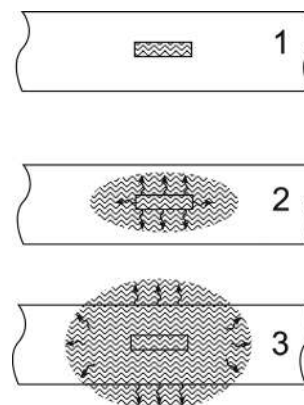


Рис. 1. Стадии нагрева проводника током

не только под ним, но и рядом, для широкого проводника для кондуктивного теплоотвода остается только пространство под ним. То есть: допустим, есть проводник шириной 1 мм. При его нагреве прогреваются полосы диэлектрика еще по 1 мм с каждой стороны. Таким образом ширина зоны кондуктивного (а, впоследствии, и конвективного) теплоотвода составляет 300% от ширины проводника. Для проводника шириной 10 мм такая зона будет 12 мм, то есть 120% от его ширины.

С целью оценки сделанного вывода, а также применимости стандарта IPC-2152 для расчета токонесущей способности печатных проводников различной конфигурации проведены экспериментальные исследования. Задачей эксперимента являлось получение значений температуры перегрева проводника относительно окружающей среды. Для этого были подготовлены несколько тестовых печатных плат с проводниками трех типов:

1. Проводники толщиной 35 мкм и шириной 3,6 мм (площадь поперечного сечения 0,126 мм<sup>2</sup>);
2. Проводники толщиной 105 мкм и шириной 1,2 мм, равные первым по площади поперечного сечения;
3. Проводники толщиной 35 мкм и шириной 1,2 мм, площадь поперечного сечения которых в три раза меньше первых (0,042 мм<sup>2</sup>).

Платы изготовлены из фольгированного стеклотекстолита марки FR4. Реальные геометрические размеры проводников были вычислены путем измерения сопротивлений и длин проводников при известном среднем удельном сопротивлении меди.

Для упрощения оценки результатов через проводники проводился ток фиксированной величины.

Эксперимент проводился в климатической камере при температуре 20°C и влажности воздуха 40%. Проведенные эксперименты разделялись на два типа:

1. Циркуляция воздуха и принудительное охлаждение проводника в камере обеспечивалась мощным встроенным вентилятором.
2. Ток через проводники пропусклся в условиях естественной конвекции при отсутствии постороннего движения воздуха.

В ходе эксперимента на испытываемые проводники подавался постоянный ток плотностью от 30 до 250 А/мм<sup>2</sup>. Критической температурой нагрева для остановки эксперимента была принята температура стеклования стеклотекстолита марки FR4 — 120°C. Измерение напряжения производилось с использованием осциллографа, подключенного к контрольным точкам проводника. Измерения температуры производились на проводниках с использованием термопары и сравнивались с предполагаемыми расчетными значениями, вычисленными по величине установившегося напряжения на основании закона для изменения

сопротивления материала в зависимости от температуры:

$$R = R_0 (1 + \alpha \Delta T),$$

где  $R_0$  — начальное сопротивление проводника,  $\alpha$  — температурный коэффициент сопротивления материала проводника,  $\Delta T(t) = T(t) - T_0$  — перегрев проводника относительно окружающей среды с температурой  $T_0$ .

Исходя из этого, температура перегрева рассчитывалась как разница между начальной температурой (20° Цельсия по условиям экспериментов) и конечной температурой проводника, вычисленной на основании устоявшегося значения напряжения.

Результаты эксперимента представлены в виде графиков на рис. 2.

На рисунке представлены графики аппроксимации экспериментальных данных. Графики, изображенные сплошными линиями (линии 1, 3, 4 на рисунке), представляют зависимость температуры проводников в условиях неподвижного воздуха в камере (естественная конвекция, близкие к наилучшим условия охлаждения), пунктирными (линии 2, 5, 6 на рисунке) — в условиях рециркуляции воздуха в камере (принудительная конвекция, близкие к наилучшим условия охлаждения). Таким образом зоны между соответствующими линиями (1–2, 3–5, 4–6) фактически показывают работу проводника “от и до” в реальных условиях. По результатам эксперимента можно сделать следующие выводы:

1. Проводники увеличенной толщины (в нашем случае — 105 мкм) обладают наилучшими параметрами удельной токонесущей способности.
2. Проводники увеличенной ширины (3 мм против 1 мм) также обладают худшей токонесущей способностью, что объясняется меньшим удельным объемом диэлектрика для кондуктивного теплоотвода.
3. Исходя из п. п. 1, 2, могут существовать “оптимальные геометрические параметры” сечения проводника, для которых проводник будет иметь максимальную удельную токонесущую способность.
4. Диапазон допустимой токовой нагрузки на проводник зависит от профиля проводника и от

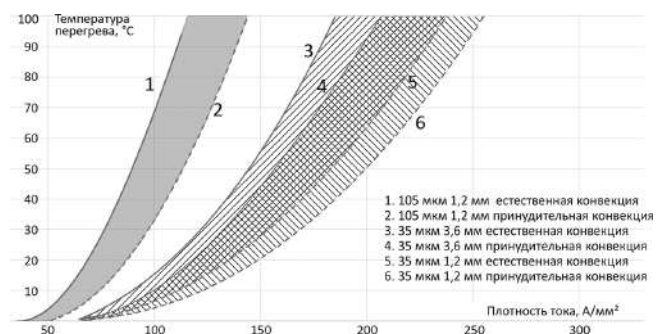


Рис. 2. Зависимость температуры перегрева проводников от плотности тока

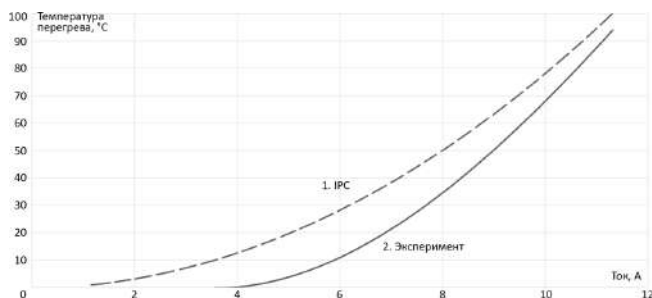


Рис. 3. Зависимость температуры перегрева от токовой нагрузки на проводник 105 мкм шириной 1 мм

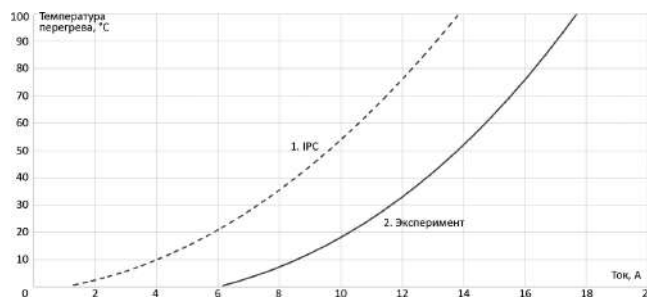


Рис. 4. Зависимость температуры перегрева от токовой нагрузки на проводник 35 мкм шириной 3 мм

выбора режима охлаждения, причем с увеличением допустимой температуры перегрева этот диапазон расширяется.

При пропускании одинаковой токовой нагрузки через проводники с одинаковым поперечным сечением, но имеющим различия в толщине и ширине наблюдается существенное различие по температурам перегрева проводника. Это можно объяснить тем, что теплоотвод в диэлектрик печатной платы является более эффективным способом охлаждения проводника, нежели конвекционное охлаждение.

Сравним полученные данные с данными из стандарта IPC-2152.

На рис. 3 приведены графики зависимости температур перегрева от тока для проводников шириной 1,2 мм, выполненных на фольге 105 мкм. В IPC-2152 приводятся опорные значения температур перегрева, такие как 10, 20, 30, 45, 60 и 100 градусов относительно окружающей среды. В результате экспериментов получены данные, по которым можно сделать вывод о неточности стандарта. Так, например, реальный ток, для которого был зафиксирован перегрев проводника на 10 градусов, составил 5,7А, что более чем на 2А отличается от приведенного в диаграммах стандарта IPC-2152 (плюс 50% относительно значения, указанного в IPC!).

Для проводников шириной 3,6 мм, выполненных на фольге 35 мкм, были получены результаты, еще более отличающиеся от приведенных в стандарте данных (рис. 4). Исходя из анализа полученных данных, можно говорить о том, что в результате эксперимента через проводник с большей шириной возможно пропустить ток в 1,5–2 раза больший по величине. Таким образом, подтверждается тот факт, что наиболее эффективным способом отвода тепла от проводников является теплопередача в окружающий материал диэлектрика.

Нестыковку со стандартом легко объяснить – в международном стандарте IPC-2152 рассматривается “худший сценарий” температурных режимов работы печатных проводников. Однако представляется возможным расширение границ температур-

ных режимов в зависимости от внешних факторов и геометрических параметров проводника, для чего требуется подготовить и провести исследование влияния конфигурации проводников и их взаимного расположения на токонесущую способность, а также исследовать влияние теплопроводности различных материалов, используемых как основание печатных плат.

Разумеется, приведенные данные не претендуют на полноту и не свидетельствуют о невозможности применения стандарта IPC-2152. Они говорят, прежде всего, о том, что тема токонесущей способности проводников до сих пор изучена недостаточно и, для расчетов размеров токонагруженных проводников для бортовой аппаратуры летательных аппаратов и другой аппаратуры, критичной к массогабаритным показателям, важно проведение дополнительных исследований и внесение изменений в отечественный стандарт.

#### Литература

- ГОСТ Р 53429-2009. Платы печатные. Основные параметры конструкции.
- IPC-2221B. General standard on printed board design.
- IPC-2152. Standard for Determining Current Carrying Capacity in Printed Board Design.
- А. М. Медведев, Ф. В. Васильев, М. Л. Сокольский. Расчет токовой нагрузки для диагностического контроля электрических соединений в авионике. – Практическая силовая электроника – 2013. № 2, С. 45–48.

**Васильев Федор Владимирович**, к. т. н., заведующий кафедрой “Технология приборостроения” МАИ, тел.: +7 (499) 158-49-51, e-mail: fedor@niit.ru;

**Медведев Аркадий Максимович**, д. т. н., профессор кафедры “Технология приборостроения” МАИ, тел.: +7 (499) 158-46-48, e-mail: medvedevam@bk.ru;

**Сергеев Антон Владиславович**, аспирант кафедры “Технология приборостроения” МАИ, тел.: +7 (499) 158-46-48, e-mail: ibenderaz@gmail.com.

## Требования к авторам для публикации в журнале “Практическая силовая электроника” (ПСЭ)

Публикация в журнале бесплатна для авторов.  
Язык журнала – русский.

### Для публикации статьи необходимо предоставить

- ✧ заявление от автора (авторов) в электронном и бумажном видах;
- ✧ статью в электронном (в формате *MS Word*) и бумажном видах.

### Статья должна содержать

- ✧ Ф. И. О. авторов на русском и английском языках;
- ✧ заголовок (на русском и английском языках);
- ✧ аннотацию (на русском и английском языках);
- ✧ ключевые слова (на русском и английском языках);
- ✧ текст с иллюстрациями, который может быть разбит на разделы;
- ✧ заключение (выводы);
- ✧ список литературы (если есть);
- ✧ информацию об авторе (авторах) (Ф.И.О., ученая степень, ученое звание, должность, название организации, телефон, адрес электронной почты).

Документы в электронном виде должны быть отправлены по e-mail: [pse@mmp-irbis.ru](mailto:pse@mmp-irbis.ru) или [kryuchkov\\_v\\_v@mail.ru](mailto:kryuchkov_v_v@mail.ru)

Документы в бумажном виде должны быть отправлены по адресу: 111024, г. Москва, Андроновское шоссе, дом 26, ЗАО “ММП-Ирбис”.

### Требования к оформлению статей

- ☞ Поля: верхнее, нижнее – по 2 см; левое – 3 см, правое – 1,5 см;
- ☞ Шрифт: *Times New Roman*, размер: 10;
- ☞ Текст без расстановки переносов в словах;
- ☞ Межстрочный интервал: одинарный;
- ☞ Отступ первой строки: 0,5 см;
- ☞ Выравнивание текста: по ширине;
- ☞ Исполнение формул: редактор формул *Microsoft Equation* или *MathType* (стиль математический). **Обозначения в тексте, по возможности, не делать в редакторе формул;**
- ☞ Шрифт обозначений устройств (С – конденсатор, VD – диод, L – дроссель и т.п.) – прямой:
  - цифровое окончание обозначения устройства (C1, VD2 и т. п.) – не в индексе, шрифт прямой;
  - буквенное, цифровое+буквенное окончания обозначения устройства ( $C_d$ ,  $L_{m1}$  и т. п.) – в индексе, шрифт прямой.
- ☞ Шрифт обозначений параметров (C – емкость, I – ток, L – индуктивность и т. п.) – наклонный:
  - буквенное, цифровое, буквенное+цифровое окончания обозначения параметров ( $I_1$ ,  $L_s$ ,  $U_{упр1}$  и т. п.);
  - в индексе, цифровое и буквенное русское окончание – шрифт прямой, буквенное латинское окончание – шрифт наклонный.
- ☞ Формат иллюстраций: **.tif, .eps, .ai** (прилагать отдельными файлами, дублируя в тексте статьи). **Подписи к рисункам не вносить в рисунки.**

## Стоимость размещения полноцветной рекламы в журнале “Практическая силовая электроника”

Формат	Размер, мм	Стоимость, руб.
0,5 А4	190 × 130	1500
А4	210 × 290	2250
3-я стр. обложки	210 × 290	3300
4-я стр. обложки	210 × 290	3900
2-я стр. обложки	210 × 290	5400

## Требования к рекламным макетам

Формат .tif, .eps (конвертирование в кривые), 300 dpi, CMYK.

## График выхода журнала

1-й выпуск года (№ 1)	2-й выпуск года (№ 2)	3-й выпуск года (№ 3)	4-й выпуск года (№ 4)
2-я декада марта	2-я декада июня	2-я декада сентября	2-я декада декабря
Срок подачи рекламы – до 3-го числа каждого месяца выхода			

Подробная информация о журнале “Практическая силовая электроника” представлена на сайте:  
[www.mmp-irbis.ru](http://www.mmp-irbis.ru)