

**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**

**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

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

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. Нижинь Новгород, Окский съезд, д. 2.

Подписано в печать 03.03.2015. 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**

Кафедре “Микроэлектронные электросистемы” МАИ – 70 лет..... 2

*Ю. Н. Либенко*  
Вдруг откуда ни возьмись, появилась ..... 6

*С. В. Аверин, В. В. Крючков, И. М. Коваленко, Д. А. Шевцов*  
Модель двухфазного гибридного биполярного шагового двигателя для бортового электропривода следящих систем..... 11

*Хлаинг Мин У, Г.С. Мыцык*  
Сопоставительный анализ вариантов шестифазного вентильного генератора..... 16

*Хлаинг Мин У*  
Взаимосвязь массы дросселей переменного и постоянного тока с их энергией..... 21

*В. П. Климов, А. В. Демьянов, С. Р. Климова, В. Н. Смирнов*  
Мультимодульная система суммирования мощностей генераторов переменного тока..... 25

*Б. А. Глебов, В. А. Жигачев*  
Мостовой резонансный DC/DC-преобразователь с фазовым управлением силовыми транзисторами..... 29

*Н. А. Калистратов, Н. П. Митяшин*  
Моделирование двухконтурной системы стабилизации выходного напряжения источника питания замедляющей системы мощных ламп бегущей волны..... 36

*В. Г. Еременко, Д. О. Варламов, А. А. Лавриков*  
Моделирование устройства балансировки напряжений с коммутируемым конденсатором на каждую пару последовательно соединенных Li-Ion аккумуляторов в программе PSpice..... 41

*С. Б. Резников, В. В. Бочаров, А. В. Лавринович, И. А. Харченко*  
Унифицированно-модульный синтез силовых интегральных схем многофункциональных импульсных преобразователей для авиационно-космических комбинированных систем электроснабжения переменного-постоянного тока. Часть 2. Унифицированные базовые модули обратимых выпрямительно-инверторных преобразователей с корректором коэффициента мощности и накопительно-де-модулирующими реакторами)..... 46

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



## Кафедре “Микроэлектронные электросистемы” МАИ – 70 лет

Сегодня кафедра 306 – Микроэлектронные электросистемы – факультета № 3 Московского авиационного института – отмечает семидесятилетний юбилей.

За это время из ее стен вышло более 4,5 тысяч высококвалифицированных специалистов, большинство из которых успешно трудится в ракетно-космической отрасли. Кафедра по праву может гордиться своими выпускниками, среди которых есть лауреаты Государственной и Ленинской премий, Герои социалистического труда, генеральные конструкторы и генеральные директора.

В этот знаменательный день разрешите мне от имени всех космонавтов, несущих сегодня орбитальную вахту на международной космической станции, поздравить заведующего кафедрой доцента кандидата технических наук Аверина Сергея Владимировича, преподавателей, сотрудников и студентов с этим замечательным Юбилеем и пожелать космических успехов в непростом деле подготовки специалистов – настоящих профессионалов своего дела. Московский авиационный институт всегда был и продолжает оставаться кузницей инженерных кадров, так необходимых ракетно-космической отрасли в наше непростое время.

Еще раз с Юбилеем. Счастья, мирного неба над головой и профессиональных успехов. С борта международной космической станции Александр Самокутяев”.



Кафедру поздравляет командир МКС  
Александр Самокутяев

Эти теплые слова поздравления от экипажа МКС прозвучали в эфире 23 декабря 2014 года, когда коллектив кафедры отмечал свой 70-летний юбилей.



Ю. А. Попов  
(1903–1980 гг.)

Кафедра Микроэлектронных электросистем (до 1993 г. – кафедра Авиационного электрооборудования, а затем – Электрооборудования летательных аппаратов) создана в 1944 г. на основе цикла кафедры “Электротехника и электрооборудование”. Ее основателем и первым заведующим в 1944–1968 гг. был профессор **Ю. А. Попов**. С 1969 по 1996 г. кафедру возглавлял профессор, д. т. н. **Ю. И. Конев**. В 1996–2014 гг. кафедрой заведовал доцент, к. т. н. **И. Н. Соловьев**. С 2014 г. кафедрой возглавляет доцент, к. т. н. **С. В. Аверин**.



Ю. И. Конев  
(1921–2006 гг.)

В настоящее время в составе кафедры 10 преподавателей, в том числе 2 профессора, доктора технических наук, 7 доцентов, кандидатов технических наук, и два ассистента, кандидата технических наук.

Кафедра является научным коллективом, в котором на протяжении более 50 лет ведутся исследования по всем основным направлениям транзисторной энергетической электроники. Научно-исследовательская работа на кафедре выполняется совместно с ведущими предприятиями аэрокосмического комплекса, что позволяет коллективу кафедры решать наиболее актуальные научно-технические проблемы. Результаты НИР кафедры внедрены на многих предприятиях и получили широкое общественное признание.



И. Н. Соловьев



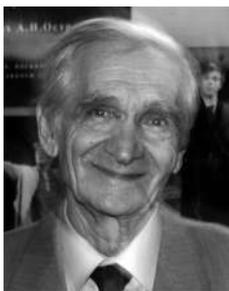
С. В. Аверин

За время своей деятельности кафедра выпустила более 4500 молодых специалистов, подготовила 6 докторов и 62 кандидата технических наук.

Среди выпускников кафедры: **Ю. И. Конев** (1921–2006 гг.), выпускник 1952 г., участник Великой Отечественной войны, зав. кафедрой в 1969–96 гг., проректор МАИ по учебной работе в 1969–72 гг., доктор технических наук, профессор, председатель подсекции Научного совета РАН; **В. Л. Лапыгин** (1925–2002 гг.), выпускник 1952 г., генеральный конструктор и генеральный директор НПО



Ю. А. Янышев  
(1931–2002 гг.)



Г. Н. Гулякович



А. В. Лукин

автоматики и приборостроения, доктор технических наук, профессор, герой Социалистического труда, председатель Комитета по обороне Верховного Совета СССР, Лауреат Ленинской и Государственной премий СССР; **В. П. Финогенов**, выпускник 1952 г., заместитель министра оборонной промышленности СССР в 1970–1981 гг., доктор технических наук, Герой Социалистического труда, лауреат Ленинской премии; **Л. Н. Киселев**, выпускник 1956 г., заместитель генерального директора НПО автоматики и приборостроения по научной работе, доктор технических наук, профессор, лауреат Государственной премии СССР, член Комитета по Ленинским и Государственным премиям СССР; **Ю. А. Янышев** (1931–2002 гг.), выпускник 1958 г., заместитель генерального конструктора РСК МИГ, доктор технических наук, профессор, лауреат Государственной премии СССР, действительный член Академии электротехнических наук РФ, председатель ГЭК кафедры; **Г. Н. Гулякович**, доктор технических наук, ведущий научный сотрудник Института проблем проектирования в микроэлектронике (ИППМ) Российской академии наук; **А. В. Лукин**, выпускник 1973 г., доктор технических наук, профессор, академик АЭН РФ, Генеральный директор ЗАО “ММП-Ирбис”, председатель ГЭК кафедры; **А. Г. Варочко**, выпускник 1982 г., доктор экономических наук, заместитель Генерального директора и Генерального конструктора КБ “Мотор” (Росавиакосмос) и многие другие.



Б. В. Беляев  
(1921–1993 гг.)

С 1950 по 1953 гг. деканом факультета “Авиационное оборудование и приборостроение” был **Ю. А. Попов**. В 1963–1974 гг. факультет “Системы автоматического управления летательными аппаратами” возглавлял доцент кафедры **Б. В. Беляев**, выпускник МАИ 1946 г. В настоящее время факультет “Системы управления, информатики и электромеханики” возглавляет выпускник кафедры 1982 г. кандидат технических наук, доцент **Ю. Г. Следков**.



Ю. Г. Следков

Развитие кафедры в начальный период обеспечили своими научными и методическими разработками проф. **Ю. А. Попов** и доценты **В. В. Андреев**, **К. Н. Борисов**, **В. Н. Декатов**, **М. А. Томашевский**, создавшие основные учебные курсы по электромеханическим устройствам и системам электрооборудования ЛА.

В эти годы профессором Ю. А. Поповым были организованы и выполнены научные работы в области электризации летательных аппаратов и исследования электрических разрядов для воспламенения горючих смесей.

В этот же период созданы учебные курсы, обеспечивавшие подготовку по авиационному электрооборудованию: системы электроснабжения самолетов, авиационные электроприводы, электрооборудование авиадвигателей, электрооборудование вооружения самолетов.

В 1953 впервые в нашей стране **Ю. И. Коневым** были начаты научные исследования методов применения транзисторов в устройствах автоматики и энергетики. Эти работы привели к созданию нового научного направления — транзисторной энергетической электроники. (*Конев Ю. И. Кристаллические триоды в устройствах автоматического управления. М.: Сов. радио, 1957; Конев Ю. И. Полупроводниковые триоды в автоматике. М.: Сов. радио, 1960 (изд. на болгарском языке в 1964 г.)*).

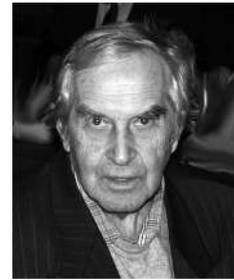
Большой вклад в развитие различных классов устройств транзисторной энергетической электроники внесли профессора, доктора технических наук **Г. М. Мальшков** (1937–2009 гг.), **Е. В. Машуков**, **В. И. Мелешин**, **С. С. Букреев** и доцент, кандидат технических наук **Л. И. Леоненко**, а позднее — про-



**Г. М. Малышков**  
(1937–2009 гг.)



**Е. В. Машуков**



**В. И. Мелешин**



**Л. И. Леоненко**



**Я. Г. Владимиров**

фессор, д. т. н. **Д. А. Шевцов**. Результаты их научных работ и публикаций использованы при постановке новых учебных курсов кафедры.

Цикл электропривода ЛА создан профессором **К. Н. Борисовым** и доцентом, к. т. н., Международным гроссмейстером по шахматной композиции, многократным чемпионом мира **Я. Г. Владимировым**.

Доценты, к. т. н. **В. М. Поплаво**, **Г. М. Ульященко** и старший преподаватель **В. К. Баранов** создали направление по применению микропроцессоров в устройствах управления и бортовых системах летательных аппаратов.

Доцентами, к. т. н. **В. А. Бушуевым** и **А. Ю. Черкашиным** создан цикл бортовых электромагнитных устройств.

В 1971 г. за руководство работами по созданию систем электроснабжения космических аппаратов “Луноход” **Ю. И. Конев** был награжден орденом “Знак почета”.

В 1977 г. комиссия Минавиапрома СССР признала созданные на кафедре транзисторные системы электрооборудования важнейшим направлением в авиационной электротехнике.

Силами студенческого конструкторского бюро (СКБ-306) под руководством **Ю. Н. Розно**, **А. В. Павлова**, **В. Л. Балабаева** были в 1981–1982 гг. построены и использованы для экологических исследований несколько типов “электролетов”, которые удостоены медалей ВДНХ СССР, дипломов международных выставок в

Праге, Брно, Измире, Гренобле.

Под руководством **Ю. Н. Розно** и **В. А. Головацкого** в СКБ создана система электроснабжения искусственного спутника Земли “Искра-2”. Спутник был выведен на орбиту 17 мая 1982 г.

В 1985 г. транзисторная энергетическая электроника впервые получила признание как новое самостоятельное научное направление в структуре Академии наук СССР. В рамках Научного совета по электроэнергетике, электрофизике и электротехнике была создана подсекция “Научные проблемы источников вторичного электропитания”. Возглавил подсекцию **Ю. И. Конев**, в состав подсекции вошли 50 ведущих специалистов страны, в том числе 5 сотрудников кафедры.

В научных изданиях кафедры заложены основы нового научного направления – транзисторной энергетической электроники. Одновременно эти монографии и статьи используются как учебные пособия.

Ежегодно кафедра выпускает 20–25 специалистов в области силовой преобразовательной электроники.

За время обучения студенты получают подготовку по математике, физике, инженерной графике и другим фундаментальным дисциплинам, среди которых большой объем занимают электротехника и электроника. Все курсовые работы и проекты выполняются на ЭВМ, при этом студенты получают навыки работы с наиболее перспективными пакетами программ САПР по электронике, позволяющими анализировать, моделировать и проектировать электронные устройства различного назначения.

Учебный процесс на кафедре организован, в основном, на основе выполняемых НИР и постоянно модернизируется по мере



**Д. А. Шевцов**



**Лаборатория имени профессора Ю. И. Конева**

развития элементной базы и технологии производства устройств силовой транзисторной электроники. Устройства и системы преобразовательной электроники представляют собой сочетание силовых транзисторных элементов и цифровой техники на основе высоких микроэлектронных технологий. Они являются высшим уровнем современных знаний и достижений в области электроники, что обуславливает широкое использование современных программных комплексов для расчета (*MathCAD*, *MATLAB*), моделирования (*PSpice*, *Simulink*), разработки и проектирования (*OrCAD*, Компас 3D) преобразовательных устройств. Полученные в процессе обучения знания позволяют выпускникам кафедры решать самые сложные задачи в области электроники и быстро адаптироваться к работе в смежных областях науки и техники.

Подготовка молодых специалистов на кафедре обеспечена следующими курсами:

- ☞ *Инженерные расчеты на ЭВМ;*
- ☞ *Физические основы электроники;*
- ☞ *Компьютерное 3D моделирование электронных устройств;*
- ☞ *Техническая электроника;*
- ☞ *Источники вторичного электропитания ЛА*
- ☞ *Основы цифровых устройств;*
- ☞ *Силовые электронные регуляторы;*
- ☞ *Электроприводы ЛА;*
- ☞ *Конструирование электронных устройств ЛА;*
- ☞ *Микропроцессорное управление устройствами силовой электроники;*
- ☞ *Системы электрооборудования ЛА;*
- ☞ *Моделирование электронных устройств;*
- ☞ *Управление устройствами преобразования энергии;*
- ☞ *Основы научных исследований;*
- ☞ *Проектирование электрооборудования ЛА*
- ☞ *Комплексная миниатюризация электронных устройств.*

Новые курсы по 3D моделированию и инженерным расчетам на ЭВМ поставлены молодыми преподавателями кафедры кандидатами технических наук **Т. В. Анисимовой** и **А. Н. Данилиной**.

На кафедре имеется учебный класс, оснащенный современным компьютерным и проекционным оборудованием, в котором проводятся лекционные занятия, а также практические занятия с применением вычислительной техники по моделированию и проектированию электронных устройств.

На кафедре оборудованы пять учебных лабораторий – “Электроники”, “Источников вторичного электропитания”, “Электропривода”, “Силовых электронных регуляторов и микропроцессорных устройств”, “Электрооборудования ЛА” – в которых студенты на практике закрепляют знания, полученные в теоретических курсах. Практически все лаборатории оснащены вычислительной техникой.

Обучение в настоящее время заканчивается выполнением и защитой квалификационной работы.

Подготовленные на кафедре специалисты в области электроники силовой преобразовательной успешно работают на самых известных предприятиях аэрокосмического комплекса России и ряде зарубежных фирм и совместных предприятий, занимающихся разработкой электронных устройств, а также в самых разнообразных сферах народнохозяйственной деятельности, поскольку они знают все – от простейших устройств до самых сложных электросистем – и умеют свободно пользоваться как паяльником, так и современными компьютерными программами.

Ю. Н. Либенко

## ВДРУГ, ОТКУДА НИ ВОЗЬМИСЬ, ПОЯВИЛАСЬ ...

U. N. Libenko

Out of a clear blue sky there came ...

Совершенно неожиданно, как снег зимой и ливни с жарой летом, как принято во многих русских народных сказках: “Вдруг, откуда ни возьмись, появилась ...” проблема, именуемая “импортозамещением”. В статье в непринужденной форме (другую для нынешнего ее состояния трудно себе представить) специалистам предлагается обсудить совсем не сказочную и очень непростую проблему, связанную, как с основами создания современных устройств силовой электроники, так и практически любой радиоэлектронной аппаратуры для всех направлений ее применения и, прежде всего, для решения оборонных задач.

**Ключевые слова:** импортозамещение, унификация, элементная база, силовой электронный модуль, уровень разукрупнения, устройства силовой электроники, радиоэлектронная аппаратура.

All of a sudden like snow in winter and rainstorm with heat in summer as is customary to say in many Russian folktales: “Out of a clear blue sky there came ...” a problem of “import substitution”. In this article the author in easy form (other form is difficult to imagine for its present condition) suggests the specialists to discuss absolutely non-fairytale and non-simple problem associated with either basics of modern power electronics design, or practically with any general purpose radio-electronic equipment implementation trends and in the first place for defense problems solution.

**Key words:** import substitution, unification of products, element base, power electronic module, level of disaggregation, power electronic devices, communications electronics equipment

**Импортозамещение** — замещение импорта товарами, произведенными отечественными производителями, т. е. внутри страны. Для замещения импорта национальными товарами могут быть использованы таможенно-тарифное (пошлины) и нетарифное (квоты, лицензирование ввоза) регулирования, а также субсидирование производств внутри страны (**Википедия**, да простят меня читатели).

Сначала рассмотрим первую часть определения, чтобы понять, для чего это вообще надо делать. Большинство стран в мире идет путем максимального использования в создаваемых радиоэлектронных изделиях технологий, материалов, комплектующих элементов, функциональных узлов, конструкционных элементов и узлов, программного обеспечения и т. д., приобретаемых в тех странах, где они качественнее, дешевле, надежнее, энергоэффективнее. Да и не в одной, а в разных — для обеспечения технологической независимости (создания страховых запасов). Ну, не может большинство стран позволить себе создание собственного высокоуровневого и недорогого производства всего вышеперечисленного! А что же мы?

В СССР проблемы импортозамещения практически не существовало для подавляющей номенклатуры создаваемой радиоэлектронной аппаратуры (РЭА), особенно военного назначения. Просто замещать было нечего, так как применялось все (и хорошее, и не очень) только свое. Нетипичные случаи здесь не рассматриваем. В новой России, пережившей в течение 10–15 лет почти полную разруху, и до последнего времени так окончательно и не определившейся, куда и с кем идти “в ногу”, электронная и другие отрасли промышленности, призванные обеспечивать элементную базу, конструкционные и тех-

нологические материалы, а также технологическое оборудование для всех направлений создания РЭА практически сведены на нет. К этому привели усилия тогдашних высокопоставленных государственных чиновников прозападной ориентации, отрицавших необходимость развития собственной электроники и одновременно создавших барьеры на пути применения импортной. В течение продолжительного времени каждый разработчик аппаратуры решал эту проблему индивидуально, правдами и неправдами, поэтому сегодня «мы имеем то, что имеем». Нет только виновных в содеянном со страной. За эти годы в РЭА применили горы импорта. По последним данным (и то, вряд ли полным) от Фонда “УНИЭТ” только в области устройств силовой электроники зафиксировано применение более 800 позиций элементов и функциональных узлов зарубежного производства. Только линейных стабилизаторов напряжения (ЛСН) с регулируемым значением выходного напряжения числится 150 позиций, а ЛСН с фиксированным значением выходного напряжения — 177. Общее же количество всех примененных в РЭА импортных элементов и функциональных узлов (не выше нулевого уровня разукрупнения) составляет около трех тысяч позиций.

Проблема импортозамещения, “тлевшая” давно и повсеместно, разгорелась с новой силой после введения ряда санкций Запада против России и получения команды с самого верха о срочном переходе на все свое. Тогда к двум традиционным для российской интеллигенции (теперь уже — технической) вопросам: “Кто виноват?” и “Что делать?” добавились и другие: “Где найти силы, время и деньги?”, “А может, проблема рассосется сама?” и т. д.

Возникают серьезные сомнения о наличии у чиновников высокого ранга должной компетен-

ции, которые, получив команду, тут же доложили перед объективами телекамер на самый верх практически об отсутствии больших проблем в импортозамещении. Мол, все сделаем быстро и задаром. Тогда логично задать им вопрос: “А что же вы раньше, до санкций, не занимались этим с таким же усердием?”. Многолетнее применение импортной техники и комплектующих изделий во всех отраслях промышленности привело разработчиков в полную зависимость от них. Но за чиновников от уровня министерства и выше можно не волноваться – они пережили не одну “кампанию”, переживут и эту. Пустят все вопросы “по касательной”, “освоят” выделенные деньги и отчитаются за “результат”.

Параллельно с проблемой импортозамещения существует связанная с нею проблема унификации элементной базы. Вопросы унификации в СССР регулировались путем создания отраслевых и межотраслевых нормативных документов, проведения ряда отраслевых и межотраслевых НИОКР, имеющих целевую унификационную направленность, периодического контроля со стороны советов главных конструкторов, координационных советов, ЦНИИ 22 МО, Центральных бюро применения и других специальных организаций. Сегодня от этого ничего не осталось. А интенсивное и долговременное применение импортной элементной базы окончательно задушило унификацию. Дело в том, что мировые производители даже схожих по параметрам и функциям покупных комплектующих элементов, а, в особенности, силовых электронных модулей нулевого уровня разукрупнения (СЭМ-0) с целью повышения конкурентоспособности реализуют их в “фирменном” конструктивном исполнении. Тем самым становится невозможной замена в РЭА элементов разных фирм без существенной переделки первой. Так что же, создавая отечественную элементную базу, опять будем копировать зарубежную? Да, это может ускорить процесс, но заставит снова наступить на те же грабли. О других важных преимуществах “разумной” унификации будет сказано далее.

Во второй части вышеприведенного “википедийного” определения “импортозамещение” нам рекомендованы три пути решения проблемы. Применение первых двух возможно только тогда, когда есть из чего выбирать – есть импорт и есть того же уровня (по всем, или большинству показателей) отечественные товары. Заставить при этом разработчиков устройств силовой электроники применять все или большую часть элементов и узлов отечественного производства можно, чувствительно увеличив пошлины на ввозимые импортные компоненты, или вводя на них квоты и лицензирование ввоза. Это может выйти за правила мировых рыночных отношений, но в условиях санкций тут уж не до церемоний. Однако сегодня в большинстве

случаев для выбора по системе “свой” – “чужой” нет альтернативы, потому, что нет товара.

Остается третий путь – субсидирование разработки и производства внутри страны. Возникает вопрос: а есть ли что и кого субсидировать? Имеет ли это практический смысл (политический пока не рассматривается)? Ведь, если в СССР электронная элементная база очень отставала по большинству позиций от передового мирового уровня, то, что же делается сейчас? Массовое и повсеместное применение в России импортных компонентов, приведших к появлению рассматриваемой проблемы, и есть ответ на последний вопрос.

Министерство промышленности и торговли РФ силами МНИИРИП (может, и кого-то еще) готовит наверх (или уже подготовило) предложения по “решению проблемы импортозамещения”, т. е. опять будут просить деньги у казны. Так ведь недавно заявляли, что практически все есть и ничего не требуется тратить! Да, ошиблись (редко, но бывает). Теперь, за что давать деньги: где те необходимые номенклатура и количество новых разработок, согласованы ли они по возможностям, срокам и стоимости работ с их разработчиками – изготовителями? Могут ли и как их использовать в ближайшее время разработчики устройств силовой электроники? Кто это все сумел “взаимоутрясти” за столь короткое время от момента получения команды сверху? Или, есть сведения, что санкции действительно скоро “рассосутся”?

А если этим никто серьезно не занимался, на что пока очень похоже, то чего же нам ждать от этой очередной кампании? И, потом, почему “Мистрали” со всеми их технологическими зависимостями и информационными опасностями покупать “за бугром” у заклятых “партнеров” можно, а элементную базу – нельзя? Где же логика, вообще?

По факту в России имеется несколько предприятий (считаем по пальцам одной руки), традиционно и реально занимающихся разработкой и изготовлением комплектующих для устройств силовой электроники. Например, группа компаний “КРЕМНИЙ ЭЛ” (г. Брянск), постоянно предлагающая свою продукцию на внутреннем рынке, раздающая образцы всем желающим и “рвущаяся в бой” за новые разработки. С нею кто-нибудь из чиновников среднего ранга решал организационно-технические проблемы импортозамещения? Судя даже по обыденности названия проведенной 22–23 октября 2014г. в г. Брянске научно-технической конференции – “Разработка и производство элементной компонентной базы (ЭКБ) для источников вторичного электропитания (ИВЭП)” – нет. В программе конференции числится более 20 докладов, из которых больше половины – собственных сотрудников. Доклады посвящены самым различным вопросам, но по проблеме импортозамещения нет ни одного. Общее впечатление – проведена

очередная рекламная кампания, так необходимая предприятию.

Критику в адреса различных организаций и инстанций можно продолжать и продолжать. Но лучше, когда ей сопутствуют конкретные предложения, хотя бы по выбору возможных подходов к решению проблемы. И, если с вышеизложенным трудно не согласиться (с точки зрения автора), то приведенные в конце данной статьи предложения могут (и должны!) вызвать у коллег обсуждение, замечания, дополнения и замену на другие, более совершенные в данной ситуации.

Для начала напомним себе, что собой представляют современные устройства силовой электроники. Многие из них являются смесью как из элементов и функциональных узлов силовой электроники, так и из элементов и функциональных узлов автоматики, вычислительной и измерительной техники. Причем настолько густой и круто перемешанной смесью, что бывает непросто сразу отнести эти устройства: то ли к силовой электронике со вспомогательными вычислительными функциями, то ли к вычислительной технике с дополнительными функциями преобразования электроэнергии. Отсюда и чрезвычайно разная элементная база.

С другой стороны, устройства силовой электроники давно уже классифицируются по “модульной” электронной иерархии – от нулевого до третьего уровней разукрупнения. Во всех из них (исключая СЭМ-0), кроме модулей более низкого уровня, применяется также и “дискретная” элементная база. СЭМ-0 обычно реализуются в виде типовых функциональных узлов: выпрямителей, фильтров, преобразователей напряжения (как правило, классов “ $DC-DC$ ” и “ $AC-DC$ ”), корректоров коэффициента мощности и др. Эти модули в большинстве случаев устанавливаются в силовые электронные модули первого уровня разукрупнения (СЭМ-1), конструктивно представляющие собой ячейки (блоки, кассеты и т. п.), а функционально – одно или  $n$ -канальные источники вторичного электропитания (ИВЭ). Далее (при соблюдении классической иерархии уровней разукрупнения) СЭМ-1 входят в качестве компонентов в силовые электронные модули второго уровня разукрупнения (СЭМ-2), функционально являющиеся приборами электропитания. Последние, как правило, содержат в своем составе совокупность однотипных или различных ИВЭ и дополнительных функциональных узлов: защиты, управления, контроля, коммутации и т. п., также в виде СЭМ-1. Приборы электропитания могут быть использованы: непосредственно в составе функциональных частей РЭА (стойки, шкафы), или в составе силовых электронных модулей третьего уровня разукрупнения (СЭМ-3), конструкция которых выполнена в виде стоек (шкафов). Последние функционально реализуют какой-нибудь вид преобразования электроэнергии: выпрямление,

инвертирование, конвертирование, изменение номинала частоты и проч. со средними уровнями выходной мощности (единицы – несколько десятков киловатт). Возможно также самостоятельное применение СЭМ-2 при наличии корпуса с передней и задней панелями. При этом СЭМ-0 могут быть применены непосредственно и в СЭМ-2, и в СЭМ-3; СЭМ-1 – в СЭМ-3, а СЭМ-0 и СЭМ-1 – также и в функциональной части РЭА. Естественным является наличие в СЭМ всех уровней без исключения дискретных силовых (и не очень) элементов.

Этот известный большинству специалистов “экскурс” сделан лишь для того, чтобы ситуацию с импортозамещением представлять себе более наглядно. Ведь, все вышеперечисленное, в течение длительного времени и в разных пропорциях (предположительно, чем выше уровень СЭМ – тем меньше) могло приобретаться за рубежом. И вряд ли какой-нибудь Фонд или кто другой об этом имеет достоверную информацию (чем выше уровень устройства – тем меньше вероятность этого). В последнее время из сферы деятельности разработчиков устройств силовой электроники все больше задач уходит к разработчикам функциональной части РЭА. Так, из-за существенного совершенствования технологий изготовления преобразователей напряжения в миниатюрных корпусах (превращения СЭМ-0 в обычный дискретный элемент) усиливается процесс “децентрализации” распределенной части системы вторичного электропитания, непосредственно питающей элементы функциональных узлов РЭА, т. е. все больше таких преобразователей устанавливается непосредственно в этих узлах, что делают сами их разработчики. Обобщая приведенную выше картину можно сказать, что проблему импортозамещения придется решать “и в глубину, и в ширь”.

Некоторые аппаратные предприятия пытаются решить и даже решают проблему импортозамещения собственными силами. Приведем известную ситуацию относительно СЭМ-0. Для решения конкретной задачи выбирается одно из предприятий – разработчиков СЭМ-0, способное выполнить требования заказчика. Оно должно в установленные сроки и в объеме финансирования из ресурсов проводимых аппаратных ОКР как минимум повторить зарубежный СЭМ-0 в части параметров, функций, конструкции и условиям применения, а также обеспечить испытания и соответствующий вид приемки образцов. Понятно, что за такую работу способны взяться далеко не все разработчики СЭМ-0 (а их и так мало), ибо времени и денег много не будет, зато будет много серьезных требований. Автономные испытания СЭМ-0 также вряд ли удастся провести за это время в полном объеме. Если это делается в начальной фазе аппаратной ОКР, то есть шанс провести какие-то дополнительные испытания в составе опытных образцов

РЭА. В любом случае результаты и тех, и других будут близкими к случайным – мало образцов. Если фаза разработки РЭА зашла далеко, то повышенное внимание будет уделено конструкционной идентичности нового СЭМ-0 с его прототипом с целью уменьшения переработок КД и образцов СЭМ-1 (СЭМ-2 и СЭМ-3 дорабатываются полегче). На фазе серийного производства РЭА этот аспект еще более усиливается.

Основными недостатками такого варианта решения проблемы являются:

- невысокая достоверность результатов разработки и испытаний СЭМ-0 из-за их сокращенных до предела сроков создания и небольшого количества опытных образцов (картина для большинства видов РЭА, не содержащей значительное количество СЭМ-0);

- сложности выполнения работы “вскладчину” при наличии нескольких потенциальных потребителей новых СЭМ-0 (кто даст больше денег, тот и будет тянуть параметры функции и образцы к себе);

- повторение всех недостатков, связанных с отсутствием унификации между разработками СЭМ-0, выполняемых для разных аппаратурных предприятий.

Кроме того, такой вариант решения проблемы по разным причинам могут позволить себе далеко не все аппаратурные предприятия. Его вынужденное применение говорит об отсутствии в государстве серьезной целенаправленной работы в этом направлении.

Сегодняшняя ситуация показывает необходимость применения для ее решения комплексного подхода, учитывающего интересы всех сторон процесса: изготовителей и пользователей элементной базы, а также «управляющих компаний» вплоть до самого верха. Сразу и повсеместно это сделать практически невозможно из-за разного понимания сторонами широты и сложности проблемы, степени ее запущенности, неготовности к быстрому достижению давно скакнувшего вверх технического уровня и надежности зарубежной элементной базы, определенного противодействия со стороны разработчиков и изготовителей РЭА, обусловленного необходимостью переделки ими уже сделанного (где взять силы, деньги и время?), нагромождающейся на текущие работы предприятий и т.п.

Возможно, что приемлемое для всех решение кроется в согласованной поэтапности и приоритетности проведения работ, а также в достижении других компромиссов (организационных, параметрических, конструкционных, эксплуатационных и др.).

Теперь о возможных начальных путях решения проблемы.

Вышеупомянутые сведения Фонда “УНИЭТ” являются неполными и, главное, не содержащими предложения о наличии текущей или перспек-

тивной возможности замен на отечественную равнозначную продукцию, а также сведения о потенциальных исполнителях работ (как это было ранее). Поэтому, при серьезном подходе к решению проблемы в целом ее базовую часть следует провести заново и на другом уровне.

Прежде всего, надо собрать от разработчиков и изготовителей РЭА (читай “средств электропитания”) максимально достоверные текущие и обозримо перспективные сведения о номенклатуре (типономиналах), фирме и стране - изготовителе, количестве применяемой зарубежной элементной базы в привязке к этой аппаратуре и условиям ее применения (группы эксплуатации), о существующих или возможных технологических запасах (гарантированных условиях поставок на определенный срок) этих комплектующих. Необходимо учесть также стадию жизненного цикла РЭА (разработка, производство, эксплуатация). В качестве предварительных данных можно использовать имеющиеся сведения от Фонда “УНИЭТ”.

Дополнительно от разработчиков и изготовителей РЭА необходимо получить данные о возможно известных им отечественных аналогах, либо об элементах, наиболее близких по техническим характеристикам и функциям, конструкции и внешним воздействиям. Для последующего анализа и принятия решения также является получение сведений от них же о:

- причинах, затрудняющих применение существующих элементов без изменения их характеристик;

- характеристиках этих элементов, подлежащих изменению;

- желательном сроке замены зарубежных элементов на доработанные отечественные;

- необходимости проведения дополнительной корректировки ранее выпущенной КД и доработке образцов РЭА (в производстве, эксплуатации), а также проведения типовых испытаний РЭА.

После сбора и анализа данного массива сведений должны быть выработаны первоочередная минимальная номенклатура вновь создаваемой элементной базы, определены ее унифицированные технические характеристики и конструкционное исполнение. В начале данной фазы работы следует определить возможных исполнителей новых разработок и, далее, привлечь их к выработке необходимых требований к элементам.

Естественно, что данная сложная технически и большая по объему работа должна проводиться централизованно и, как отмечалось выше, комплексно. Ее должен (по статусу) возглавить МНИИРИП с привлечением необходимых предприятий, организаций и отдельных специалистов, заинтересованных в решении этой важной общегосударственной задачи (т. е. не тянущих одеяло исключительно на себя). Эффективным решением могло бы стать

априорное проведение этим консорциумом соответствующей подготовительной работы в данном направлении.

К месту и ко времени здесь было бы активное участие таких общественных формаций как ассоциация “Электропитание”, поддерживающая деловые отношения со многими разработчиками, изготовителями и потребителями средств электропитания, а также секция “Научные проблемы электропитания” при комплексном Научном совете РАН “Электрофизика, электроэнергетика и электротехника”, объединяющая научный потенциал известных ученых и специалистов страны в области силовой электроники. Обе эти формации неоднократно предлагали свою помощь в решении подобных проблем непосредственно и в виде решений различных конференций, совещаний и семинаров как военным, так и гражданским министерским чиновникам, однако она ни разу не была востребована. А жаль!

Целью вышеупомянутой подготовительной работы в части импортозамещения должно быть определение возможностей и путей:

- существенного снижения (в пределе – исключения) зависимости отечественных разработчиков устройств силовой электроники специального и общепромышленного назначения от условий зарубежных поставок элементной базы;

- повышения технического уровня, качества и показателей безотказности элементной базы для средств силовой электроники;

- достижения эффективного уровня межпроектной и межвидовой унификации элементов;

- снижения цены и сокращения сроков поставки элементов отечественным потребителям;

- повышение конкурентноспособности отечественной элементной базы для средств силовой электроники.

В итоге ее выполнения должны быть представлены:

- результаты анализа существующей обстановки у основных отечественных изготовителей и потре-

бителей элементной базы для устройств силовой электроники в различных направлениях применения и выводы по ним;

- предложения по решению рассматриваемых в аванпроекте вопросов технического и организационного характера, способствующих организации следующего уровня проведения работ в данном направлении – постановке ряда ОКР с поэтапным выходом их на серийное производство;

- приоритетная номенклатура и очередность проведения последующих ОКР;

- требования по унификации разработок;

- предложения по совершенствованию (созданию новых) нормативно-технических документов соответствующих уровней, поддерживающих выполнение поставленных в нем целей.

В ходе проведения такой работы должны рассматриваться текущие предложения от изготовителей и потребителей элементной базы, а ее промежуточные результаты – периодически освещаться в печатных изданиях, электронных информационных ресурсах, докладываться на семинарах и конференциях по средствам электропитания. Также здесь следует помнить и о другой важной и сложной вышеупомянутой проблеме – унификации. Известно, что при сокращении номенклатуры и росте количества выпускаемых однотипных изделий появляются возможности повышения их качества и надежности, а также снижения цены. Другой такой возможности в обозримом будущем может не быть, **не упустить бы этот шанс!**

*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. В. Аверин, И. М. Коваленко, В. В. Крючков, Д. А. Шевцов

## МОДЕЛЬ ДВУХФАЗНОГО ГИДРИБНОГО БИПОЛЯРНОГО ШАГОВОГО ДВИГАТЕЛЯ ДЛЯ БОРТОВОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ

I. M. Kovalenko, S. V. Averin,  
D. A. Shevtsov

Model of two-phase hybrid bipolar stepper motor  
for onboard servo system electric drive

В статье представлена SPICE модель двухфазного гибридного двигателя с биполярной конфигурацией обмоток, которая позволяет с достаточной точностью анализировать электрические и электромеханические процессы в системе шагового электропривода. Цель работы – создание SPICE модели гибридного биполярного шагового двигателя на основе системы уравнений, описывающих шаговый электропривод. Разработанная модель позволяет исследовать динамические процессы в силовом электронном регуляторе шагового электропривода как в полношаговом, так и в микрошаговом режимах работы.

**Ключевые слова:** шаговый двигатель, гибридный шаговый двигатель, шаговый электропривод, компьютерное моделирование, SPICE model.

The article presents SPICE model of the two-phase hybrid stepper motor with bipolar winding configuration, which allows analysis of electrical and electromechanical features of a step electric drive with reasonable accuracy. The objective of this work aims at stepper motor SPICE model developing based on set of equations describing step electric drive. The developed model allows analyze dynamics of stepper drive power electronic regulator in both full-stepping and micro-stepping modes.

**Key words:** stepper motor, hybrid stepper motor, step electric drive, computer simulation, Spice model.

Во многих системах цифрового программного управления авиационных электроприводов используются шаговые двигатели, например, в приводах антенн бортовых РЛС, в приборных приводах, в системах дозирования топлива авиационных ГТД, а также в приводах рулевых поверхностей разрабатываемых БПЛА, и прецизионных следящих системах. Благодаря своим преимуществам шаговые двигатели нашли применение и других областях техники. Несмотря на известные недостатки – внезапное пропадание момента на некоторых скоростях, что может приводить к пропуску импульсов и потере синхронизации из-за эффекта резонанса; меньшую энергетическую эффективность; невысокую по сравнению с другими двигателями предельную скорость вращения – эти двигатели просты, надежны, обеспечивают высокую точность воспроизведения угла. Ошибка воспроизведения угла для большинства двигателей составляет 3–5% от величины шага и не накапливается от шага к шагу. Эти двигатели обеспечивают быстрый старт/остановку/реверсирование, и при правильно организованных процессах в обмотках имеют однозначную зависимость положения вала от входных импульсов, что обеспечивает позиционирование без обратной связи (т. е. без дополнительных затрат на устройства реализующие обратную связь – датчики положения ротора, согласование их с устройством управления и т. д.). Шаговые двигатели способны работать на очень низких скоростях вращения при нагрузке, присоединенной непосредственно к валу двигателя без промежуточного редуктора, обеспечивают пол-

ный момент в режиме остановки, а при запитанных обмотках – прецизионное позиционирование и повторяемость [1].

В отличие от коллекторных и асинхронных двигателей, для функционирования шагового двигателя, также как и бесколлекторного, необходим силовой электронный регулятор (коммутатор). При проектировании силового коммутатора, необходимо исследовать процессы в системе двигатель–регулятор–нагрузка. Моделирование этих процессов позволит выбрать силовые полупроводниковые компоненты регулятора (силовые транзисторы и диоды) с необходимыми параметрами. Стандартом моделирования процессов в электрических цепях общепризнана программа *PSpice*, представляющая собой вычислительное ядро программного пакета *OrCAD*. В стандартных библиотеках *PSpice* отсутствуют модели шаговых двигателей. Представленная в статье модель шагового двигателя создана на основе системы уравнений, описывающих токи в обмотках шагового двигателя, и уравнения электропривода системы двигатель–нагрузка. Отличительная особенность разработанной модели состоит в том, что в ней учитываются противо-ЭДС, возникающая вследствие вращения двигателя, а также процессы второго порядка, связанные с ускорением системы.

### Формирование системы уравнений привода

На основании уравнений электрического и механического равновесий [1, 2, 3, 4] запишем систему уравнений, описывающих свойства двухфазного

гибридного шагового биполярного двигателя, для нагрузки, приведенной к валу двигателя. Уравнения электрической части имеют вид:

$$\begin{aligned} V_a &= I_a R_\Phi + L_\Phi \frac{dI_a}{dt} + E_a; \\ V_b &= I_b R_\Phi + L_\Phi \frac{dI_b}{dt} + E_b, \end{aligned} \quad (1)$$

где  $V_a, V_b$  – мгновенные значения напряжений питания обмоток фаз  $A$  и  $B$  соответственно;

$I_a, I_b$  – мгновенные значения токов в фазах  $A$  и  $B$  соответственно;

$R_\Phi$  – сопротивление фазы;

$L_\Phi$  – индуктивность фазы;

$E_a, E_b$  – мгновенные значения противо-ЭДС обмоток фаз  $A$  и  $B$  соответственно.

На рис. 1 показано разложение результирующего вектора магнитного потока по осям обмоток  $A$  и  $B$  соответственно. Проекции вектора на осях  $A$  и  $B$  определяются уравнениями:

$$\begin{aligned} \Phi_a &= \Phi_m \cos(p\theta); \\ \Phi_b &= \Phi_m \sin(p\theta), \end{aligned} \quad (2)$$

где  $\Phi_m$  – максимальный магнитный поток статора,  $p$  – число пар полюсов ротора,  $\theta$  – угол поворота вала двигателя.

Напряжения  $E_a, E_b$  наведенные в обмотках статора, будут равны:

$$\begin{aligned} E_a &= w \frac{d\Phi_a}{dt} = -np\Phi_m \sin(p\theta) \frac{d\theta}{dt} = -K_e \omega \sin(p\theta); \\ E_b &= w \frac{d\Phi_b}{dt} = -np\Phi_m \cos(p\theta) \frac{d\theta}{dt} = K_e \omega \cos(p\theta), \end{aligned} \quad (3)$$

где  $w$  – число витков обмотки статора,  $K_e$  – постоянная двигателя [Н·м/А],  $\omega$  – круговая частота вращения вала двигателя.

Преобразуем уравнения (3) к виду

$$\begin{aligned} E_a &= -K_e \omega \sin\left(\frac{\pi\theta}{2\theta_s}\right); \\ E_b &= K_e \omega \cos\left(\frac{\pi\theta}{2\theta_s}\right), \end{aligned} \quad (4)$$

где  $\theta_s$  – величина углового шага двигателя.

Выражение  $\pi/(2\theta_s)$  внутри аргумента гармонической функции в уравнениях (4) требует пояснения. В случае обобщенной синхронной машины внутри аргумента должно быть произведение числа полюсов на угол положения ротора. Однако запись (4) позволяет воспользоваться паспортным значением величины углового шага, без промежуточных вычислений числа пар полюсов. Связь числа пар полюсов ротора с величиной углового шага двигателя выводится из двух следующих уравнений: числа

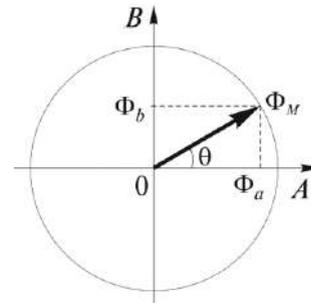


Рис. 1. Векторная диаграмма разложения магнитного потока по осям обмоток  $A$  и  $B$

шагов на один оборот двигателя и зависимости величины углового шага двигателя от числа шагов на один оборот:

$$\begin{cases} S = 2pm; \\ \theta_s = \frac{360}{S}, \end{cases} \quad (5)$$

где  $S$  – число шагов на один оборот;

$m$  – число фаз двигателя.

Для электромеханической части можно записать

$$J_\Sigma \frac{d\omega}{dt} + K_d \omega = \Sigma M - \Sigma M_c, \quad (6)$$

где  $J_\Sigma$  – суммарный момент инерции ротора двигателя и приведенный момент инерции нагрузки;

$\Sigma M$  – суммарный вращающий момент создаваемый обмотками двигателя;

$\Sigma M_c$  – суммарный момент сил сопротивления;  $K_d$  – демпфирующий коэффициент [Н·м·с/рад].

К моментам сил сопротивления, учитываемым в модели, отнесем момент нагрузки, приведенный к валу двигателя и фиксирующий момент, создаваемый постоянными магнитами ротора двигателя

$$\Sigma M_s = M_{тр} + M_{\Phi,a} \sin\left(\frac{\pi\theta}{\theta_s}\right), \quad (7)$$

где  $M_{тр}$  – момент сопротивления, приведенный к валу двигателя;

$M_{\Phi,a}$  – амплитудное значение фиксирующего момента.

Суммарный момент, создаваемый обмотками двигателя, определяется как

$$\Sigma M = -I_a K_e \sin\left(\frac{\pi\theta}{2\theta_s}\right) + I_b K_e \cos\left(\frac{\pi\theta}{2\theta_s}\right). \quad (8)$$

Подставив (4) в (1) и (7) (8) в (6) и добавив к полученным уравнениям формулу, задающую связь угла поворота вала с частотой вращения, получаем окончательную систему уравнений (9), описывающих электромеханические процессы в шаговом двигателе.

$$\begin{cases} \frac{d\omega}{dt} = \theta; \\ J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt} + M_{mp} + M_{\phi,a} \sin\left(\frac{\pi\theta}{\theta_s}\right) + K_d \omega = -I_a K_e \sin\left(\frac{\pi\theta}{2\theta_s}\right) + I_b K_e \cos\left(\frac{\pi\theta}{2\theta_s}\right); \\ V_a = I_a R_{\phi} + L_{\phi} \frac{dI_a}{dt} - K_e \omega \sin\left(\frac{\pi\theta}{2\theta_s}\right); \\ V_b = I_b R_{\phi} + L_{\phi} \frac{dI_b}{dt} - K_e \omega \cos\left(\frac{\pi\theta}{2\theta_s}\right). \end{cases} \quad (9)$$

При формировании системы уравнений (9) приняты следующие допущения:

- зависимость момента, создаваемой обмоткой, а также значение фиксирующего момента от угла поворота ротора приняты синусоидальными;
- зависимость вращающего момента от тока протекающего по обмоткам статора линейна;
- эффект магнитного насыщения сердечника статора не учитывается;
- связь вращающего момента и тока задается электрической постоянной двигателя;
- влияние взаимоиндукции между обмотками и потерь от вихревых токов в магнитопроводе не учитывается;
- значение индуктивности обмотки постоянно.

Все величины в системе (9) задаются в системе СИ, в которой постоянные момента и противо-ЭДС двигателя совпадают. Несмотря на допущения, данная система уравнения позволяет получить достаточно точные значения влияния динамики системы шагового привода на компоненты регулятора.

#### Реализация модели биполярного гибридного шагового двигателя

Схемы модели, реализующей систему уравнений (9) представлены на рис. 2 (электрическая часть) и рис. 3 (механическая часть).

В части схемы рис. 2 с помощью псевдокомпонентов `PARAMETERS`: задаются параметры двигателя и системы шагового привода. Реализации электрических уравнений фаз двигателя из системы (9) выполнена на элементах `L`, `R`, `E`. При этом `L` и `R` представляют индуктивность и сопротивление обмотки соответственно, а `E` — противо-ЭДС, возникающую в обмотке при вращении двигателя. Связь по току между электрической частью схемы и электромеханической осуществляется через элемент `n`. Напряжение питания обмотки задано источником импульсного напряжения `VPULSE`. Модель шагового двигателя разработана для расчета точных значений токов и напряжений, возникающих в обмотке статора при работе двигателя. Блок (рис. 2), моделирующий фазу двигателя, подключается к схеме силового коммутатора для точного

анализа возникающих напряжений на коммутирующих силовых ключах и других частей схемы, токов протекающих через них, а так же тепловых потерь в этих элементах.

На рис. 3 представлена часть схемы реализующая электромеханическое уравнение из системы (9). В самом начале сигнал о текущем значении тока в обмотке поступает с выхода элемента `n` на элемент `MULT`, где перемножается со значением гармонической функции отвечающей за текущее положение ротора, умноженной на постоянную двигателя. Результатом перемножения является момент, создаваемый каждой обмоткой отдельно. Значения этих моментов суммируются на элементе `SUM`. Полученное значение складывается с переменным значением фиксирующего момента, которое также изменяется по синусоидальному закону от текущего положения ротора. В итоге получаем результирующее значение момента на валу двигателя. Этот сигнал поступает на элемент `DIFF`, где из него вычитается момент трения, создаваемый нагрузкой. Функция `sign(ω)` реализуется блоком `ABM1` с последующим домножением на значение момента сопротивления `Tload`, указанного в элементе `PARAMETERS`. Из полученной разности вычитается величина переменного момента сопротивления, линейно зависящего от коэффициента вязкого трения (*damping coefficient*). Результирующее значение момента делится на сумму момента инерции ротора двигателя и момента инерции нагрузки с помощью элемента `ABM1`. В результате получаем значение углового ускорения. Далее с помощью элемента `INTEG` вычисляется значение текущей скорости ротора двигателя. Этот сигнал поступает на вход элемента `ABM1`, где вычисляется значение переменного момента сопротивления. Этот же сигнал поступает на второй элемент `INTEG`, на выходе которого формируется сигнал текущего положения ротора двигателя. Сигнал текущего положения ротора поступает на блок элементов `ABM1`, где вычисляются сигналы `sin`, `cos`, `detent_torque`, которые затем подаются в другие части схемы. Таким образом реализуется связь механической и электрической частей схемы модели.

## PARAMETERS:

Ls	1.8m	Coil inductance (H)
Rs	1	Coil Resistance (Ohm)
freq	10	electrical frequency (Hz) - rotating frequency = freq*step_angle/90 (1/s)

## PARAMETERS:

step_angle	1.8	Angle width of one full step (Degrees)
Vcc	12	
k	0.1512	Motor Constant $k = K_e$ (Volts/(rad/s)) = $K_t$ (Newton*Meter/Amp)

## PARAMETERS:

Kd	1.6E-3	Damping coefficient (Newton-Meter/(rad/s))
Jmotor	7E-6	Rotational Inertia of motor shaft (Kilogram*Meter*2)
Jload	134E-6	Rotational Inertia of Motor Load (Kilogram*Meter*2)

## PARAMETERS:

Td	13.7E-3	Detent Torque (Newton*Meter)
Tload	100E-6	Load torque (Newton*Meter)

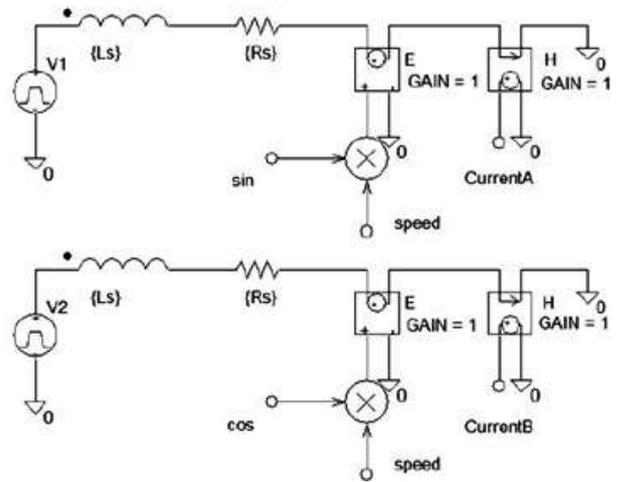


Рис. 2. Блок изменения параметров модели и реализация электрической части модели шагового двигателя

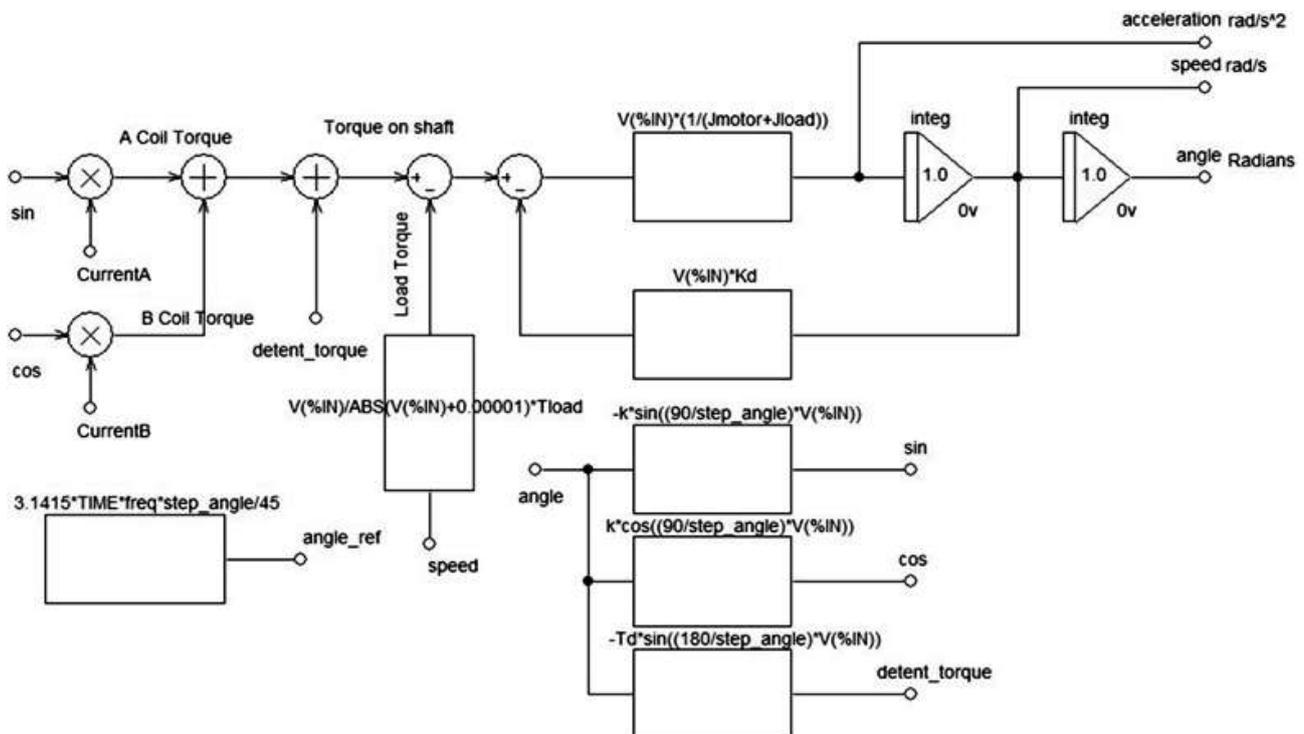


Рис. 3. Реализация механической части модели шагового двигателя

## Результаты моделирования

Результаты моделирования приведены на рис. 4. Параметры двигателя соответствуют из технических данным двигателя, приведенным [2]. На временных диаграммах сверху вниз показаны входные напряжения от источников прямоугольного напряжения  $V1$ ,  $V2$ , противо-ЭДС, возникающие в элементах  $E$  фаз  $A$  и  $B$  соответственно, токи, протекающие через фазы  $A$  и  $B$ , значение текущей скорости вращения и текущего положения ротора. В обоих случаях режим управления соответствовал полношаговому двухфазному режиму возбуждения обмоток. Результаты моделирования, приведенные на рис. 4, получены при заданной скорости вращения 0,2 об/с (рис. 4а), и 2 об/с (рис. 4б).

## Выводы

Разработанная модель позволяет исследовать характер токов и напряжений в силовом коммутаторе шагового электропривода двигателя при заданной нагрузке:

- при управлении как с обратной связью, так и без нее;
- в полношаговом, полушаговом и микрошаговом режимах управления;
- в старт-стопных режимах, а также при выходе двигателя из синхронизма.

Представленная модель может быть использована при разработке электроприводов с шаговым двигателем как гибридным, так и с постоянными

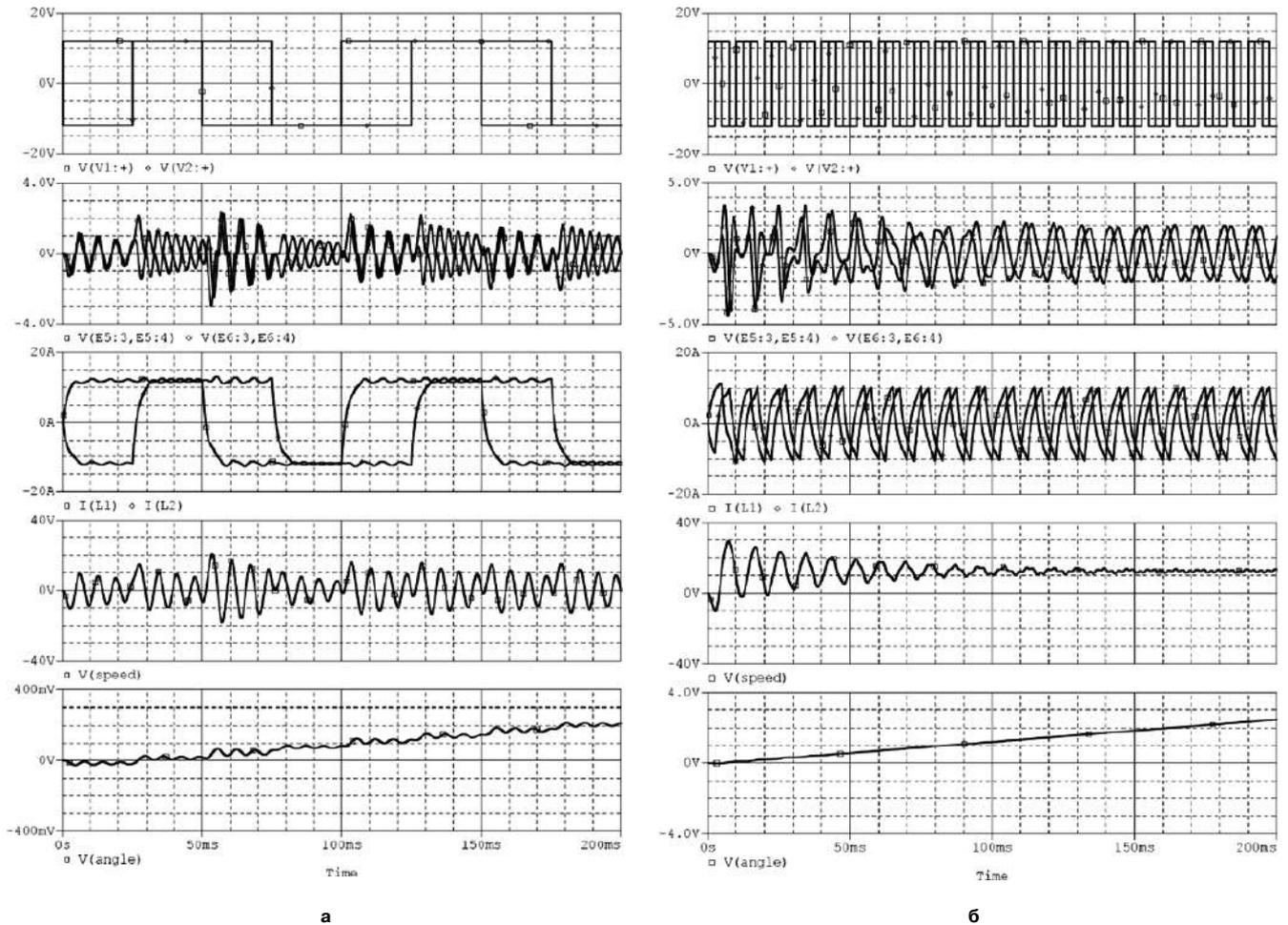


Рис. 4. Временные диаграммы (сверху вниз) напряжения источников прямоугольного напряжения V1, V2; противо-ЭДС фаз A и B; токи в фазах A и B; текущее значение скорости вращения ротора; текущее положение ротора при заданной скорости вращения: а – 0,2 об/с; б – 2 об/с

магнитами. При использовании модели в системах привода, когда двигатель подключается к нагрузке через передаточные механизмы, например, редуктор, требуется расширения механической части схемы, добавление в нее элементов, учитывающих такие факторы как люфт шестеренок, инерционность механизма и т. д. Нагрузки, подключаемые через жесткие муфты непосредственно к валу двигателя, могут быть промоделированы без изменения механической части схемы.

#### Литература

1. М. Г. Чиликин. Дискретный электропривод с шаговыми двигателями. – “Энергия”, 1971. 624 с. с илл.
2. Т. Кенио. Шаговые двигатели и их микропроцессорные системы управления: Пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 200 с.: илл.

3. W. Yeadon, A. Yeadon. Handbook of Small Electric Motors – McGraw-Hill, 2001.

4. Acarnely Paul. Stepping Motors. A Guide to Theory and Practice, 4th edition – Institution of Engineering and Technology, 2002.

5. PSpice User’s Guide, second edition 31 May 2000.

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

**Коваленко Иван Михайлович**, аспирант кафедры “Микроэлектронные электросистемы” МАИ, тел.: +7(916) 450-33-47, e-mail: toaster849@gmail.com;

**Шевцов Даниил Андреевич**, д. т. н., профессор кафедры “Микроэлектронные электросистемы” МАИ, тел. +7 (499) 158-45-59.

Хлаинг Мин У, Г.С. Мыцык

## СОПОСТАВИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ВАРИАНТОВ ШЕСТИФАЗНОГО ВЕНТИЛЬНОГО ГЕНЕРАТОРА

Hlaing Min Uo,  
G. S. Mytsyk

Comparative analysis of six-phase contactless  
DC generator versions

Представлены результаты сопоставительного анализа 4-х вариантов выполнения вентильного генератора (ВГ) с пульсностью выпрямленного напряжения 12. Показано преимущество двухканальной структуры ВГ с суммированием выходных токов каналов с помощью двухобмоточного трансфильтра. В качестве оценочного показателя использована габаритная (расчетная) мощность электрической машины. Задача решена на основе использования имитационного компьютерного моделирования.

**Ключевые слова:** электрическая машина, 6-фазная несимметричная система напряжений, выпрямление, трансфильтр, варианты решений, габаритная мощность, параметрические соотношения, компьютерное моделирование.

The paper presents the results of comparative analysis of four versions of contactless DC generator with 12 pulse number rectified voltage. It also shows the advantage of such generators with two-channel structures and summing up output currents by two winding trans-filter. We used rated (calculated) power of an electric motor as an estimated figure. The problem is solved by means of computer simulation.

**Keywords:** electric machine, 6-phase unsymmetrical voltage system, rectifying, trans-filter, candidate solution, rated power, parametric relation, computer simulation.

Бесконтактные генерирующие системы (БГС) постоянного тока, выполненные в виде электрической машины (ЭМ), обычно синхронного типа, и выпрямительного блока (ВБ), известны как “Вентильные генераторы”. ВБ в принципе могут выполняться на основе выпрямителей как пассивного, так и активного типов. Для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения используют повышенную фазность напряжения ЭМ. Для повышения качества преобразования энергетического потока по входу и выходу ВБ, что особенно актуально при повышенных мощностях преобразования, при структурном синтезе БГС целесообразно использовать принцип многоканального преобразования энергетического потока [1, 5, 7]. С учетом возможного многообразия вариантов решений БГС здесь вводится обобщенное обозначение такого типа систем – машинно-электронные генерирующие системы 1-го рода (с выходом постоянного тока) – МЭГС-1. Известны варианты МЭГС-1 с 2-х канальной [2, 3] и 3-х канальной [4] структурами. Первая из них, 2-х канальная МЭГС-1 более проста. Она обеспечивает пульсность выпрямленного напряжения  $m_{1\varnothing} = 12$  (МЭГС-1-12), и ее целесообразно применять при малых и средних мощностях. Вторая структура (МЭГС-1-18) обеспечивает пульсность  $m_{1\varnothing} = 18$ , и применение ее предпочтительно при повышенных мощностях. На практике для принятия однозначного решения по обоснованному выбору лучшего решения необходим сопоставительный анализ альтернативных вариантов. В настоящей работе создается информационно-методическая база для решения этой задачи – проводится сопоставительная оценка 4-х вариантов 2-х канальной структуры – МЭГС-1-12 с 6-фазной несимметрич-

ной системой (НС) напряжений (рис. 1), реализуемой двумя трехфазными якорными обмотками, сдвинутыми между собой в пространстве на угол  $\pi/6$ , при следующих их топологиях: а) – “звезда” – Z; б) – “треугольник” –  $\Delta$ ; причем каждая структура МЭГС-1 в свою очередь выполняется в двух вариантах: в) – без трансфильтра (ТФ2); и г) – с двухобмоточным трансфильтром (ТФ2) в выходной цепи ВБ. Трансфильтры выполняют функцию преобразования двух выпрямленных напряжений мостов с пульсностью  $m_{1\varnothing} = 6$ , сдвинутых между собой по фазе на угол  $\pi/6$ , в пульсность  $m_{1\varnothing} = 6L$  выходного напряжения  $u_d(t)$  МЭГС-1- $m_{1\varnothing}$ , (где  $L$  – число каналов, в рассматриваемом случае  $L = 2$ ), а также функцию суммирования токов в каналах и выравнивания их по уровню.

Сопоставительная оценка этих вариантов проводится по критерию габаритной мощности ЭМ. Понятие габаритной мощности используется давно в силовой преобразовательной технике при расчете трансформаторно-выпрямительных устройств [4–7]. МЭГС-1- $m_{1\varnothing}$ , как объект исследования, отражает стык двух областей знаний – электрических машин и силовой преобразовательной техники. Поэтому понятие габаритной мощности специалистами в области электрических машин иногда не в полной мере воспринимается. С учетом этого данное понятие при необходимости может быть заменено понятием расчетная мощность.

В качестве средств решения поставленной задачи здесь используются метод аналитического моделирования процессов в МЭГС-1 совместно с методом имитационного компьютерного их моделирования (ИКМ). При исследовании на данном этапе **макромоделирования** (т. е. на первом этапе

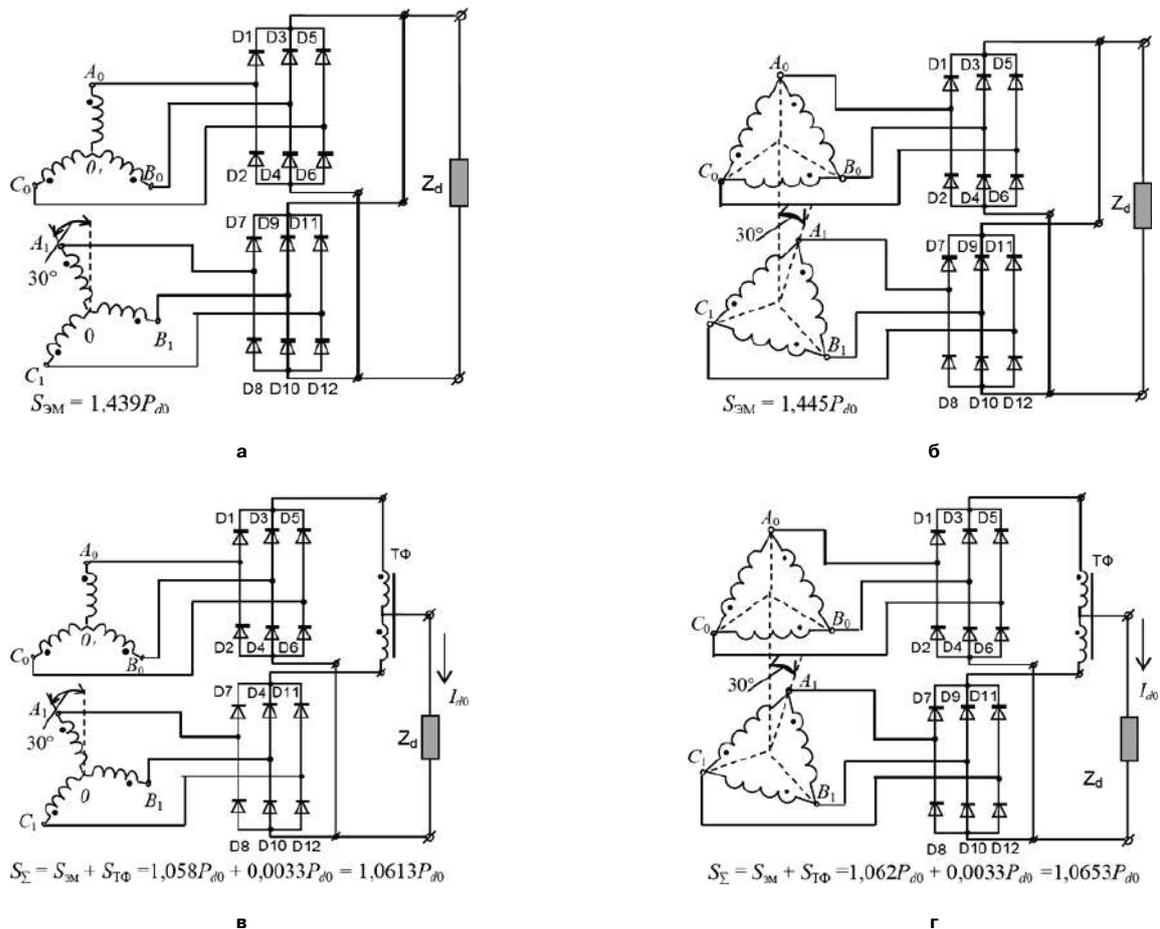


Рис. 1. Варианты принципиальной электрической схемы МЭГС-1-12 с шестифазной несимметричной (НС) якорной обмоткой электрической машины (ЭМ)

проектирования) приняты общепринятые допущения: активные сопротивления обмоток, их индуктивные сопротивления рассеяния, нелинейность стали магнитопроводов якоря и трансформатора, а также потери в них не учитываются.

**Расчетная (габаритная) мощность ЭМ с топологией обмоток 6ΔНС без ТФ**

1. Форма тока на входе моста (линейного тока с топологией якорной обмотки Δ – рис. 1б) в пределах полупериода имеет вид двояных импульсов длительностью  $\pi/6$ , разделенных между собой паузой  $\pi/6$ , и с максимальным значением  $I_{d0}$ .

2. Форма фазного тока  $i_{\phi}(t)$  якорной обмотки – “квазипьедестал” имеет вид трех импульсов длительностью  $\pi/6$  (с высотой импульсов соответственно  $I_{d0}/3, 2I_{d0}/3, I_{d0}/3$ ) с паузой  $\pi/6$  между импульсами – рис. 2. Действующее значение этого тока равно:

$$I_{\phi} = \frac{2I_{d0}}{3 \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{2}} = 0,3333 \cdot I_{d0}. \quad (1)$$

3. Действующее значение фазного напряжения согласно ниже приведенной модели (5б) здесь равно:

$$U_{\phi} = \frac{U_{d0}}{0,98862\sqrt{2}} = 0,71525 \cdot U_{d0}. \quad (5б)$$

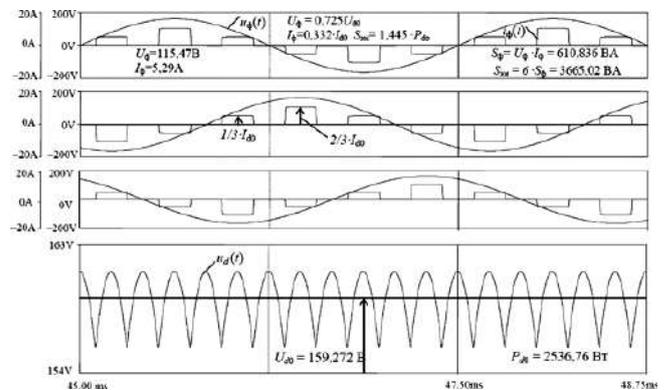


Рис. 2. Результаты ИКМ МЭГС-1-12 с ЭМ типа 6ΔНС по рис. 1б

4. Габаритная мощность 6 якорных обмоток (без ТФ2) равна:

$$S_{6\Phi(\Gamma)} = 6 \cdot S_{\Phi(\Gamma)} = 6 \cdot 0,3333 \cdot 0,71525 \cdot U_{d0}. \quad (2)$$

**Габаритная (расчетная) мощность ЭМ-6ΔНС+ ТФ2 с двухобмоточным трансфилтром (ТФ2) – рис. 1г**

Введение трансфилтра обеспечивает независимую работу двух мостов и равномерное деление тока нагрузки  $i_d(t)$  между ними.

1. Форма тока на входе мостов – “квазимеандр” с паузой  $\pi/3$  между полуволнами тока и с максимальным значением  $I_{Лм} = I_{d0}/2$ .

2. Форма фазного тока  $i_\Phi(t)$  в якорных обмотках – “пьедестал” (рис. 3) с максимальным значением:

$$I_{\Phi m} = 2I_{Лм}/3 = I_{d0}/3. \quad (3)$$

3. Действующее значение фазного тока этой обмотки равно:

$$I_\Phi = \frac{I_{\Phi m}}{\sqrt{2}} = \frac{I_{d0}}{3\sqrt{2}} = 0,2357I_{d0}. \quad (4)$$

4. Взаимосвязь постоянной составляющей выпрямленного напряжения с линейным (и фазным, так как здесь  $U_{Лм} = U_{\Phi m}$ ) напряжением определяется так:

$$U_{d0} = \frac{12}{\pi} \sin \frac{\pi}{12} U_{\Phi m} = 0,98862 \cdot U_{\Phi m}; \quad (5)$$

$$U_{\Phi m} = \frac{U_{d0}}{0,98862} = 1,0115 \cdot U_{d0}; \quad (5a)$$

$$U_\Phi = \frac{U_{d0}}{0,98862\sqrt{2}} = 0,71525 \cdot U_{d0}. \quad (5b)$$

5. Габаритная мощность одной якорной обмотки и суммарная габаритная мощность шести таких обмоток соответственно равны:

$$S_{\Phi(\Gamma)} = I_\Phi \cdot U_\Phi = 0,2357I_{d0} \cdot 0,71525 \cdot U_{d0} = 0,16858 \cdot I_{d0} \cdot U_{d0} = 0,16858 \cdot P_{d0}. \quad (6)$$

$$S_{6\Phi(\Gamma)} = 6 \cdot S_{\Phi(\Gamma)} = 6 \cdot 0,16858 \cdot P_{d0} = 1,0115 \cdot P_{d0}. \quad (6a)$$

Это, однако, промежуточный результат. Далее следует учесть еще влияние на этот показатель габаритной мощности трансфилтра. Об этом ниже.

6. Использование трансфилтра приводит к снижению максимального значения выпрямленного напряжения, т. е. здесь имеет место неравенство:

$$U_{dm} \neq U_{\Phi m} \quad (U_{dm} < U_{\Phi m}).$$

Заметим, что при этом значение постоянной составляющей напряжения  $U_{d0}$  не изменяется. Согласно проведенному анализу и осциллограмм на рис. 6, полученным с помощью ИКМ, имеют место следующие взаимосвязи:

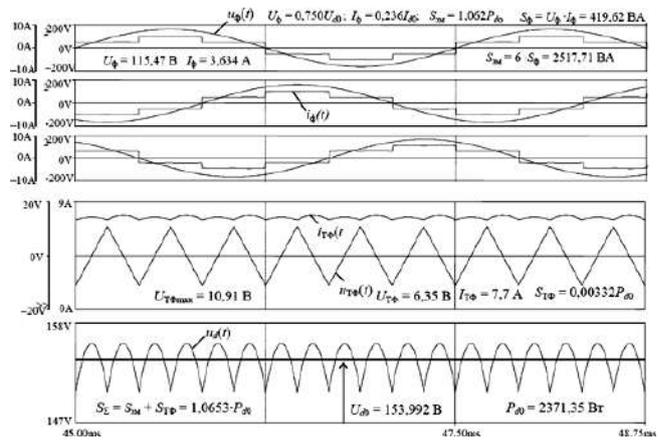


Рис. 3. Результаты ИКМ МЭГС-1-12 с топологией ЭМ-6ΔНС+ТФ2 по рис. 1г

$$U_{dm} = U_{\Phi m} \sin \frac{5\pi}{12} = 0,96593 \cdot U_{\Phi m}; \quad (7)$$

$$U_{\Phi m} = \frac{U_{dm}}{0,96593} = 1,0353 \cdot U_{dm}; \quad (7a)$$

$$U_\Phi = \frac{U_{dm}}{0,96593 \cdot \sqrt{2}} = 0,7320 \cdot U_{dm}. \quad (7b)$$

7. С учетом этого уточняем взаимосвязи (5), (5a), (5b):

$$U_{d0} = \frac{12}{\pi} \sin \frac{\pi}{12} U_{dm} = 0,98862 \cdot 0,96593 \cdot U_{\Phi m} = 0,9549 \cdot U_{\Phi m}; \quad (8)$$

$$U_{\Phi m} = \frac{U_{d0}}{0,9549} = 1,0472 \cdot U_{d0}; \quad (8a)$$

$$U_\Phi = \frac{U_{d0}}{0,9549\sqrt{2}} = 0,7405 \cdot U_{d0}. \quad (8b)$$

8. Уточненные значения габаритной мощности одной якорной обмотки и суммарной габаритной мощности 6 якорных обмоток соответственно равны:

$$S_{\Phi(\Gamma)} = I_\Phi \cdot U_\Phi = 0,2357 \cdot I_{d0} \cdot 0,7405 \cdot U_{d0} = 0,17454 \cdot P_{d0}; \quad (9)$$

$$S_{6\Phi(\Gamma)} = 6 \cdot S_{\Phi(\Gamma)} = 6 \cdot 0,17454 \cdot P_{d0} = 1,0472 \cdot P_{d0}. \quad (9a)$$

Это на 26,8% меньше, чем в варианте без трансфилтра (см. (2) и выводы ниже).

Габаритная мощность трансфилтра и результирующая габаритная мощность ЭМ-6ΔНС+ТФ2 определяются далее.

**Габаритная мощность ЭМ с топологией обмоток 6ZНС без ТФ – рис. 1а**

Форма тока на входе моста (линейного тока якорной обмотки с топологией 6ZНС) в пределах

полупериода имеет вид сдвоенных импульсов длительностью  $\pi/6$ , разделенных между собой паузой  $\pi/6$  (т. е. со скважностью  $s = 3$ ) и с максимальным значением  $I_{d0}$  – рис. 4.

Действующее значение этого тока, фазного напряжения и расчетной мощности 6 якорных обмоток соответственно равны:

$$I_{\Phi} = \frac{I_{d0}}{\sqrt{3/2 \cdot \sqrt{2}}} = \frac{I_{d0}}{\sqrt{3}} = 0,577 \cdot I_{d0}; \quad (10)$$

$$U_{\Phi} = \frac{U_{d0}}{0,98862 \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3}} = 0,4129 \cdot U_{d0}; \quad (11)$$

$$S_{6\Phi(\Gamma)} = 6 \cdot S_{\Phi(\Gamma)} = 6 \cdot 0,577 \cdot 0,4129 \cdot P_{d0} = 1,430 \cdot P_{d0}. \quad (12)$$

**Габаритная мощность ЭМ с топологией 6ZHC + ТФ2 – рис. 1в**

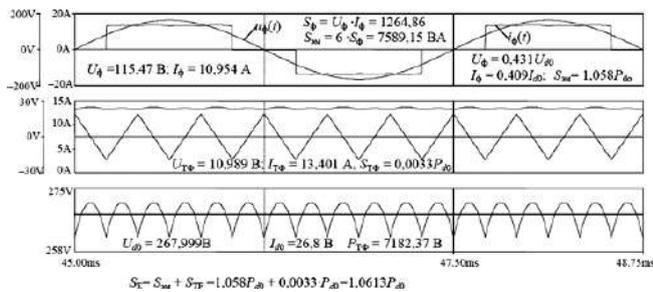
Практическое использование данного варианта МЭГС-1-12 описано, например, еще в [2, 3]. Здесь он исследуется с целью сопоставительной его оценки совместно с тремя выше описанными вариантами (рис 5).

1. Ток якорной обмотки здесь имеет форму “квазимеандр” с паузой  $\pi/3$  между полуволнами (т. е. со скважностью  $s = 3/2$ ) и с максимальным значением  $I_{d0}/2$ . Действующее его значение равно:

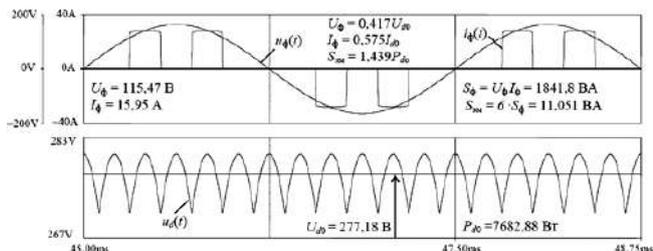
$$I_{\Phi} = \frac{I_{d0}}{2 \cdot \sqrt{3/2}} = 0,40825 \cdot I_{d0}. \quad (13)$$

2. При топологии обмотки “звезда” фазное напряжение в раз меньше, чем при топологии “треугольник” (см. (8б)):

$$U_{\Phi} = \frac{U_{d0}}{0,9549\sqrt{6}} = 0,4275 \cdot U_{d0}. \quad (14)$$



**Рис. 5. Результаты ИКМ МЭГС-1-12 с топологией ЭМ-6ZHC +ТФ2 по рис. 1в**



**Рис. 4. Результаты ИКМ МЭГС-1-12 с топологией ЭМ-6ZHC по рис. 1а**

4.3. Габаритная мощность 6 якорных обмоток при этом равна:

$$S_{6\Phi(\Gamma)} = 6 \cdot S_{\Phi(\Gamma)} = 6 \cdot 0,40825 \cdot 0,4275 \cdot P_{d0} = 1,0472 \cdot P_{d0}. \quad (15)$$

*Примечание.* Во всех рассмотренных вариантах ИКМ проведено при следующих данных:  $U_{d0} = 154$  В,  $R_d = 10$  Ом, падение напряжения на диодах  $\Delta U_{VD} = 1$  В,  $P_{d0} = 2371$  Вт.

**Расчет габаритной мощности трансфильтра**

1. Действующее значение напряжения треугольной формы (на обмотке трансфильтра ТФ2 – рис. 6б) через его максимальное значение  $U_{T\Phi m}$  известно:

$$U_{T\Phi} = \frac{U_{T\Phi m}}{\sqrt{3}} = 0,5773 \cdot U_{T\Phi m}. \quad (16)$$

2. Действующее значение тока через обмотку ТФ (в пренебрежении его током холостого хода и пульсациями) равно:

$$I_{T\Phi} = I_{d0}/2. \quad (17)$$

3. Абсолютное значение габаритной мощности трансфильтра (на собственной частоте  $6f$ ):

$$S_{T\Phi(6f)} = U_{T\Phi m} I_{T\Phi m} = \frac{U_{T\Phi m} I_{d0}}{2\sqrt{3}} = 0,2867 U_{T\Phi m} I_{d0}. \quad (18)$$

4. Значение габаритной мощности трансфильтра, приведенное к частоте напряжения ЭМ:

$$S_{T\Phi(6f)} = \frac{U_{T\Phi m} I_{d0}}{6 \cdot 2\sqrt{3}} = 0,2867 U_{T\Phi m} I_{d0} = 0,0481 U_{T\Phi m} I_{d0}. \quad (19)$$

5. Учитывая, что мгновенное значение напряжения на одной обмотке ТФ  $u_{T\Phi}(t)$  описывается разностью мгновенных значений напряжений на выходах мостов:

$$u_{T\Phi}(t) = \frac{1}{2} [u_{d1}(t) - u_{d2}(t)].$$

а также используя осциллограммы на рис. 6в, выразим максимальное значение напряжения на обмотке трансфильтра  $U_{T\Phi m}$  через напряжение  $U_{d0}$ :

$$U_{T\Phi m} = \frac{1}{2} U_{dm(6)} \left( 1 - \sin \frac{\pi}{3} \right) = 0,067 U_{dm(6)}. \quad (20)$$

где – максимальное значение 6-пульсного напряжения (на выходе одного моста).

Поскольку постоянная составляющая 6-пульсного напряжения определяется известным путем:

$$U_{d0} = \frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} U_{dm(6)} = 0,9549 U_{dm(6)}. \quad (21)$$

то максимальное значение выпрямленного напряжения на выходе моста найдем следующим образом:

$$U_{dm(6)} = \frac{1}{0,9549} U_{d0} = 1,0472 \cdot U_{d0}. \quad (22)$$

Подставив значение в (20), получим:

$$U_{ТФм} = 0,13397 U_{dm(6)} = 0,067 \cdot 1,0472 \cdot U_{d0} = 0,070 U_{d0}. \quad (23)$$

6. Приведение напряжения треугольной формы к эквивалентному напряжению синусоидальной формы осуществляется путем использования коэффициентов формы напряжений: синусоидальной формы –  $K_{\Phi \sin} = 1,11$  и треугольной формы –  $K_{\Phi \Delta} = 1,15$  следующим образом:

$$U'_{ТФм} = \frac{K_{\Phi \sin}}{K_{\Phi \Delta}} U_{ТФм} = \frac{1,11}{1,15} U_{ТФм}^{\sin} = 0,9652 \cdot U_{ТФм}^{\sin}. \quad (24)$$

Подставив полученное значение (23) в (19) с учетом (24), получим габаритную мощность трансфильтра, приведенную к напряжению ЭМ (генератора):

$$\begin{aligned} S_{ТФ(6f)} &= 0,0481 \cdot U'_{ТФм} I_{d0} = \\ &= 0,0481 \cdot 0,07 \cdot 0,9652 \cdot U_{d0} I_{d0} = \\ &= 0,00326 \cdot U_{d0} \cdot I_{d0}. \end{aligned} \quad (25)$$

Для определения суммарной габаритной мощности якорных обмоток ЭМ-6 и трансфильтра ТФ2 необходимо приведенное по частоте и по напряжению значение габаритной мощности ТФ2 добавить к габаритной мощности якорных обмоток. Добавка эта незначительна (менее 1%).

### Выводы

1. При двух вариантах топологии 6 фазной якорной обмотки “треугольник” и “звезда” без использования трансфильтра габаритная мощность обмоток одинакова и равна:  $S_{6\Phi(\Gamma)} = 1,430 \cdot P_{d0}$ .

2. Габаритная мощность якорных обмоток электрической машины в вариантах ЭМ-6 с топологией НС-“треугольник” и НС-“звезда” с использованием двухканальной структуры с двухобмоточным трансфильтром одинакова:  $S_{6\Phi(\Gamma)} = 1,047 \cdot P_{d0}$ .

2.1. Проведенное ИКМ на конкретном примере ЭМ-6 с учетом падения напряжения на реальных диодах и тока холостого хода ТФ2 дает несколько большее (на 1,38%) значение показателя  $S_{6\Phi(\Gamma)} = 1,0617 \cdot P_{d0}$ .

2.2. Поскольку при топологии НС-“треугольник” по сравнению с топологией НС-“звезда” фазный ток обмоток в  $\sqrt{3}$  раз меньше, то очевидно, что при сильноточном выходе вариант топологии ЭМ-6ΔНС+ТФ2 технологически более предпочтителен.

3. Использование трансфильтра при обеих топологиях якорных обмоток ЭМ дает выигрыш в их габаритной мощности в 1,365 раз, то есть на 26,8%. При этом суммарная габаритная мощность якорных

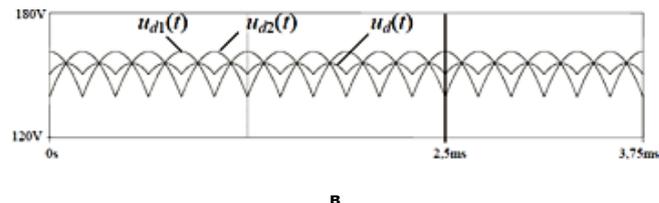
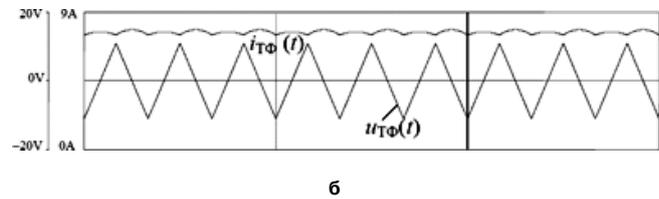
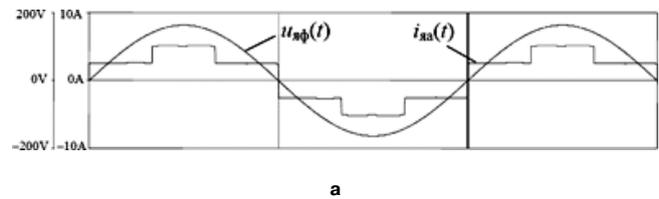


Рис. 6. Осциллограммы процессов в МЭГС-1-12 с топологией ЭМ-6ΔНС+ТФ2:

$U_{яф}(t), i_{яа}(t)$  – напряжение и ток якорной обмотки;  
 $U_{тф}(t), i_{тф}(t)$  – напряжение и ток обмотки трансфильтра;  
 $U_{д1}(t), U_{д2}(t), U_{д}(t)$  – выпрямленные напряжения 1-го и 2-го мостов и результирующее напряжение на выходе МЭГС-1-12

обмоток и трансфильтра увеличивается незначительно – менее, чем на 1%.

### Литература

1. Мыцык Г. С. Методология структурно-алгоритмического синтеза и анализа малоискажающих устройств силовой электроники для электротехнических комплексов автономных объектов. Автореферат дис.-и на соиск. уч. ст. д. т. н. – М.: МЭИ (ТУ), 2001. – 40 с.
2. Левин А. М., Лейкин Б. В., Мясникова Н. И., Родитейн Л. А. Вопросы проектирования электропривода с автономным источником энергии // Автоматизированный электропривод в народном хозяйстве. Труды V Всесоюзной конференции по автоматизированному электроприводу. Том 1. (Общие вопросы и средства управления). Под общ. ред. М. Г. Чиликина, И. И. Петрова, М. Н. Соколова. – М.: Энергия, 1971. – С. 194–197.
3. Хуторецкий Г. М., Воронов Г. Г. Шестифазные турбогенераторы. Сборник “Электросила”, 1969, № 28.
4. Маслов С. И., Мыцык Г. С., Хлаинг Мин У, Ян Найнг Мьинт. О влиянии топологии и числа фаз якорной обмотки на показатели качества вентильного генератора. – Электричество, 2014, № 2. – С.32–40.
5. Каганов И. Л. Промышленная электроника. – М.-Л.: Го-энергоиздат, 1961. – 559 с.
6. Полупроводниковые выпрямители. Под ред. Ф. И. Ковалева, и Г. П. Мостковой. – М.: Энергия, 1967. – 480 с.
7. Мыцык Г. С., Бериллов А. В., Михеев В. В. Поисковое проектирование устройств силовой электроники. (Трансформаторно-полупроводниковые устройства). – М.: Издательский дом МЭИ, 2010. – 283 с.

**Мыцык Геннадий Сергеевич**, д. т. н., профессор кафедры “Электротехнические комплексы автономных объектов – ЭКАО” МЭИ, тел.: +7(916) 957-39-73, e-mail: mytsykgs@rambler.ru

**Хлаинг Мин У**, к. т. н., докторант кафедры “Электротехнические комплексы автономных объектов – ЭКАО” МЭИ.

Хлаинг Мин У

## ВЗАИМОСВЯЗЬ МАССЫ ДРОССЕЛЕЙ ПЕРЕМЕННОГО И ПОСТОЯННОГО ТОКА С ИХ ЭНЕРГИЕЙ

Hlaing Min Oo

Interrelation of AC and DC inductors mass with their energy

Целью исследования является получение зависимостей массы дросселей переменного и постоянного тока от их интегрального показателя энергии –  $G_L = f(W_L)$ . Данная информация необходима при системном проектировании различного рода электротехнических комплексов, в которых применяются Г-образные LC фильтры, а ее использование обеспечивает значительно большую оперативность решения поставленной задачи. Методологической основой для ее решения послужили известные работы.

**Ключевые слова:** дроссель индуктивности, фильтр, энергия, масса, минимизация, оперативная оценка, системное проектирование.

The purpose of this research is to obtain the dependence of the mass of AC and DC inductors on their integral energy index  $G_L = f(W_L)$ . This information is essential for the systematic design of different types of electro-technical complexes, where L-section LC filters are used, while its implementation provides greater operability to solve the given problem. We used well-known works as a methodological basis.

**Keywords:** inductor choke, filter, energy, mass, minimization, operational estimation, systematic design.

Одним из широко распространенных и используемых при построении устройств силовой электроники (УСЭ) являются дроссели (Д), устанавливаемые в цепях переменного (Д-1) и постоянного (Д-2) тока в целях фильтрации (ослабления) высших гармоник в выходных напряжениях и токах этих устройств. Режимы работы Д-1 и Д-2 принципиально различаются, соответственно различаются и методики конструктивного их расчета. На практике разработчику УСЭ приходится идти по одному из двух путей: по пути вынужденного проектирования, или по пути системного проектирования. В первом случае предполагается использование уже готовых выпускаемых промышленностью дросселей, а во втором приходится самостоятельно решать задачу проектирования этих элементов, что требует определенных теоретической подготовки, опыта практического их применения и временного ресурса. Очевидно, что второй путь более затратный, но он позволяет реализовать концепцию системного проектирования, обеспечивающую достижение наилучших показателей качества проектируемого объекта, в частности, минимизировать расход активных материалов на изготовление дросселей.

Цель работы заключается в обеспечении большей оперативности решения задачи проектирования дросселей за счет получения и представления здесь зависимостей массы Д-1 и Д-2 от их интегрального показателя – энергии  $G_L = f(W_L)$ . Методологической основой для ее решения послужили работы [1, 2].

### О выборе расчетного напряжения дросселей переменного тока

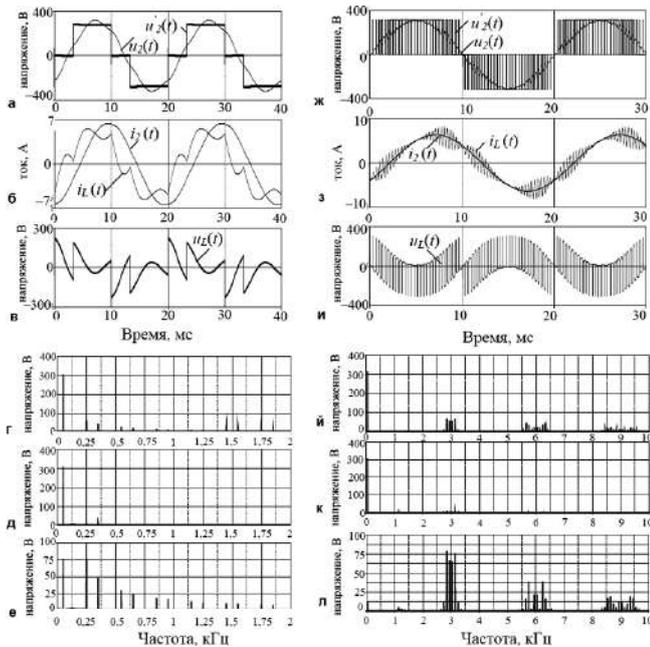
При использовании Д в составе Г-образных LC фильтров напряжение на них имеет резко выраженную несинусоидальную форму. Два примера

такой формы представлены на рис. 1в, рис. 1и. Спектрограммы этих напряжений представлены на рис. 1. Одним из важных проектных решений электромагнитных устройств (трансформатор или дроссель) является правильный выбор их расчетных напряжения и частоты. Расчет Д должен выполняться при самом тяжелом для него режиме, т. е. при наибольшем значении отношения  $\xi = U_{km}/f_k$ , так как именно оно однозначно определяет наибольшую площадь петли гистерезиса, а, следовательно, и его типоразмер. Значение параметра  $\xi$  определяется на основе спектрограмм. В примерах на рис. 1е и рис. 1л они соответственно равны:  $\xi = 75/50 = 1,5$ ;  $\xi = 12,5/50 = 0,25$ . Проведенный анализ показал, что для обоих типов рабочих напряжений на Д в качестве расчетного целесообразно использовать напряжение основной гармоники, так как для нее значение параметра  $\xi$  заметно больше значения для ближайшей высшей гармоники. Полученный вывод совпадает с рекомендациями по подходу к расчету Д, предложенному в методике [1]. Поэтому она и используется в данной работе. Алгоритм расчета представлен на рис. 2а. Исходными данными для расчета являются: заданное значение индуктивности Д –  $L$ , действующее значение его номинального тока –  $I_L$  и частота питающей сети –  $f_2$ . Две из трех указанных величин ( $L$  и  $I_L$ ) определяют энергию Д

$$W_L = I_L^2 / 2. \quad (1)$$

На основании известной из [1] модели определяется требуемое значение объема стали магнитопровода Д:

$$V_{ст} = \frac{S_L \cdot 10^4}{4k_\phi f_2 a_{w\approx} B_{max} \cos \alpha k_{ст}}, \quad (2)$$



**Рис. 1. Результаты ИКМ двух типов однофазных инверторов по мостовой схеме с выходными Г-образными LC фильтрами при выходной мощности  $S_2 = 1000$  ВА;  $\cos\varphi = 0,8$ , напряжении основной гармоники  $U_{2(1)} = 220$ В и частоте  $f_2 = 50$ Гц: а)–е) – при алгоритме формирования напряжения (АФН) квазиеандр с паузой  $\pi/3$  (с параметрами фильтра:  $L = 46$ мГн,  $C = 50$  мкФ, коэффициент гармоник  $K_{r(u)} = 5\%$ ); ж)–л) – при АФН с однополярной ШИМ (ОШИМ) при тактовой частоте  $f_r = 3$  кГц ( $L = 6,23$  мГн;  $C = 3,3$  мкФ;  $K_{r(u)} = 6,8\%$ );  $u_2'(t)$ ,  $u_2(t)$  – напряжения до и после фильтра;  $i_L(t)$ ,  $i_2(t)$  – ток дросселя индуктивности и нагрузки соответственно;  $u_L(t)$  – напряжение на дросселе; г), д), й), к) – спектрограммы напряжения до и после фильтра; е), л) – спектрограммы напряжения на конденсаторе**

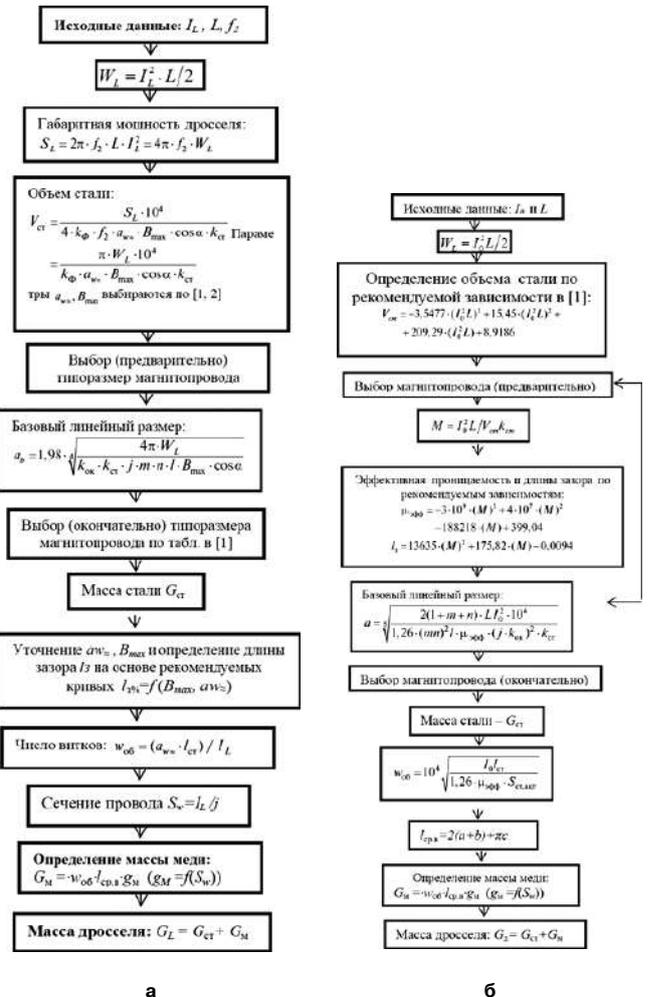
где  $S_L$  – типовая мощность дросселя, которую можно определить через исходные параметры  $L$ ,  $I_L$ ,  $f_2$  и параметр  $W_L$  следующим образом:

$$S_L = Q_L = U_L \cdot I_L = (I_L \cdot X_L) \cdot I_L = X_L \cdot I_L^2 = 2\pi \cdot f_2 \cdot L \cdot I_L^2 = 4\pi \cdot f_2 \cdot W_L, \quad (3)$$

где,  $Q_L$  – реактивная мощность дросселя,  $U_L$  – действующее значение приложенного к обмотке Д напряжения,  $X_L$  – индуктивное сопротивление дросселя. Раскрыв (2) и (3), получим удобную для расчетов модель:

$$V_{ct} = \frac{\pi W_L \cdot 10^4}{k_\phi f_2 a_{w\approx} B_{max} \cos\alpha k_{ct}}. \quad (4)$$

Из нее видно, что типоразмер магнитопровода и, следовательно, масса Д в основном определяются его энергией –  $W_L$ , максимальным значением индукции  $B_{max}$  и удельными ампер-витками  $a_{w\approx}$ , причем два последних параметра непосредственно от частоты  $f_2$  не зависят. Однако, с другой стороны, согласно рекомендациям в [1], значения параметров  $B_{max}$  и  $a_{w\approx} I_L w_{об}/l_{ct}$  зависят от частоты  $f_2$  и мощности  $S_L$ . Для удобства пользования эти зависимости представлены на рис. 3. Из них следует, что при частоте



**Рис. 2. Алгоритмы расчета дросселей: а – переменного тока – ДИ-1 по [1] и б – постоянного тока – ДИ-2 по [1, 2]**

$f_2 = 50$ Гц параметр  $B_{max}$  от  $S_L$  практически не зависит, а при частоте  $f_2 = 400$ Гц с ростом  $S_L$  (например, при  $S_L \geq 300$  ВА) параметр  $B_{max}$  сильно уменьшается. Его значения здесь (при  $S_L \geq 300$  ВА) меньше, чем при частоте  $f_2 = 50$  Гц. Отсюда можно сделать следующий несколько неожиданный предварительный вывод: при  $S_L \geq 300$  ВА, дроссели переменного тока (Д-1), работающие на частоте 400 Гц (при одной и той же мощности  $S_D$ ), будут тяжелее, чем дроссели на частоте 50 Гц.

Далее согласно методике [1] для каждого значения энергии в диапазоне рабочих токов  $I_L = 0,5...30$  А и значений индуктивности  $L = 0,1 \cdot 10^{-3}...100 \cdot 10^{-3}$  Гн для двух значений частот выходного напряжения:  $f_2 = 50$  Гц и 400 Гц находим типоразмер магнитопровода и его массу. Указанные диапазоны изменения значений параметров  $L$  и  $I_L$  определяют диапазон мощностей  $S_L$  от десятков вольт-ампер до десятков киловольт-ампер, а диапазон энергии  $W_L = 0,001...4$  Дж. Для упрощения решения задачи расчеты базировались на использовании стандартных типоразмеров магнитопровода типа ШЛ (как наиболее технологичных для намотки обмоток).

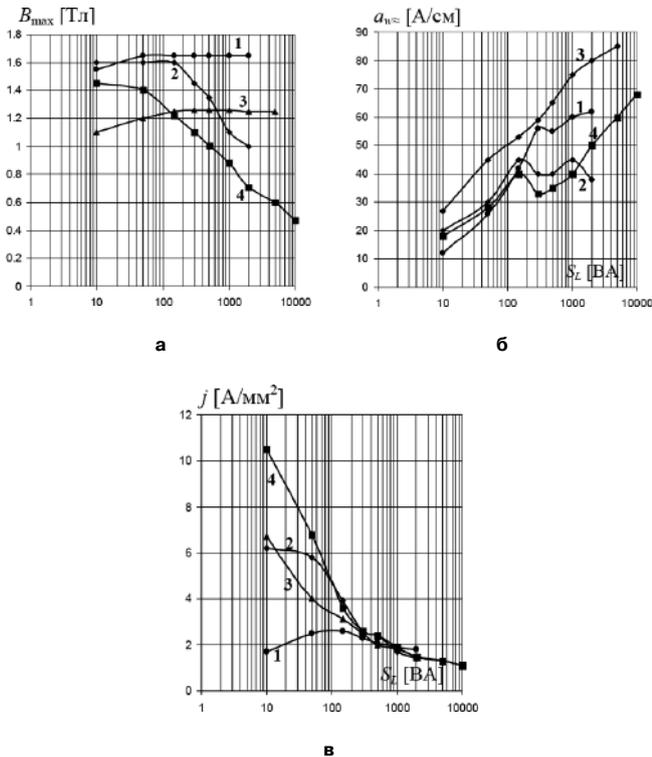


Рис. 3. Рекомендуемые зависимости: а – значений индукции  $B_{max}$ ; б – удельных намагничивающих ампер-витки  $a_{w\approx}$ ; в – плотности тока  $j$  дросселей переменного тока от их габаритной мощности  $SL$  (1 – 50 Гц; 2 – 400 Гц для магнитопровода типа ШЛ; 3 – 50 Гц; 4 – 400 Гц для магнитопровода типа ПЛ)

Для расчета дросселей постоянного тока (сглаживающих дросселей) – Д-2 использована та же методика [1]. Здесь исходными данными являются индуктивность дросселя –  $L$  и ток подмагничивания –  $I_0$ . Зная значения параметров  $L$  и  $I_0$ , находим энергию  $W_L$ , а затем необходимый объем стали сердечника  $V_{ст}$ . Далее по уже известной методике расчета, а также с использованием [2], определена масса дросселя в функции энергии  $W_L$ . В качестве примера алгоритм расчета представлен на рис. 2б. Полученные результаты исследования представлены графиками на рис. 4. При решении задачи системной оптимизации объекта проектирования требуется модельное описание каждого узла в функции оптимизируемого параметра. Для удобства пользования полученными результатами графические зависимости на рис. 4 представлены также модельным их описанием в виде полиномиальных функций, полученные в Excel:

- в диапазоне энергии 0,01...0,1дж:
  - для дросселей переменного тока 50 Гц
 
$$G_L = 6,6294 \cdot W_L^2 + 4,5446 \cdot W_L + 0,1853;$$
  - для дросселей переменного тока 400 Гц
 
$$G_L = 10,078 \cdot W_L^2 + 6,6856 \cdot W_L - 0,0091;$$
  - для дросселей постоянного тока
 
$$G_L = 30,2 \cdot W_L^2 + 4,1734 \cdot W_L - 0,1005.$$

- в диапазоне энергии 0,1...10дж:
  - для дросселей переменного тока 50 Гц
 
$$G_L = -1,6902 \cdot W_L^2 + 15,374 \cdot W - 0,9497;$$
  - для дросселей переменного тока 400 Гц
 
$$G_L = -0,3445 \cdot W_L^2 + 4,4979 \cdot W - 0,2595;$$
  - для дросселей постоянного тока
 
$$G_L = -0,5002 \cdot W_L^2 + 6,6958 \cdot W - 0,0128.$$

Для проверки степени адекватности полученных результатов проведен сопоставительный их анализ по сравнению с известными каталожными данными (например, компании ООО “Много трансформаторов” [4], ООО “ТрансКонтактТ” [5], каталог “ЗАО тульского завода” [6], см также рис. 5 и рис. 6). Анализ показывает, что погрешность между полученными теоретическими и практическими результатами составляет не более 3% (табл. 1). По каталожным данным также ясно, что массы дросселя при  $LI_L^2 = const$  и различных сочетаниях сомножителей  $L$  и  $I_L^2$  не изменяются.

Таблица 1

Масса дросселей Д-1 и Д-2	Энергия дросселя			
	0,01	0,1	1	2
Д-1 при 50Гц (без учета КФ*) [кг]	0,233	0,704	4,41	7,76
Д-2 (без учета КФ*) [кг]	0,145	0,825	6,11	11,38
Д-1 при 400 Гц (без учета КФ*) [кг]	0,068	0,754	13,2	23,02
Д-1 при 50 Гц по каталогу [4] (с учетом КФ*) [кг]	0,3	0,85	5	–
Д-2 по каталогу [5] (с учетом КФ*) [кг]	–	1,2	7	13

\* – конструктивный фактор (КФ)

### Выводы

1. Сопоставительный анализ результатов расчета массы дросселей переменного тока (на частоте 50 Гц) и постоянного тока в функции их энергии (полученных на основе методики [1]) с каталож-

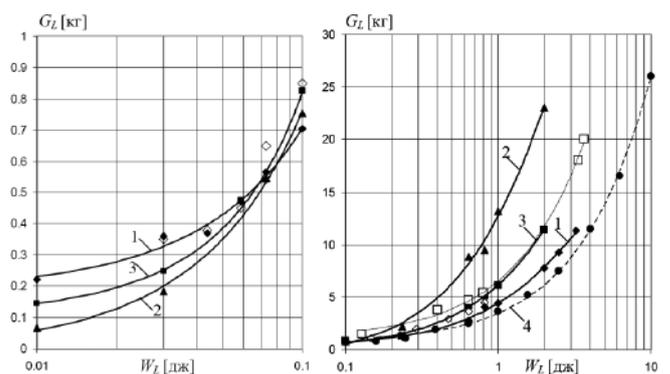


Рис. 4. Зависимости массы активных материалов (сталь + медь) дросселей от их энергии, полученные на основе известных методик [1, 2, 3]: 1 – для дросселей переменного тока при использовании бронированного магнитопровода (БМ) типа ШЛ из стали Э330 при толщине ленты  $\Delta_{ст} = 0,35$  мм (при 50 Гц); 2 – для дросселей переменного тока при БМ типа ШЛ из стали Э340 с  $\Delta_{ст} = 0,15$  мм (при 400 Гц); 3 – для дросселей постоянного тока при БМ типа ШЛ с  $\Delta_{ст} = 0,35$ мм; 4 – для тороидальных дросселей переменного тока по каталогу [6] ( $\diamond$  – каталожные данные по [4],  $\square$  – каталожные данные по [5])



Рис. 5. Тороидальные дроссели переменного тока ЗАО “Тулский завод трансформаторов” дроссели переменного тока [4], с индуктивностью обмотки 2 мГн до 1,25 Гн, рабочим током от 1 А до 125 А, габаритной типовой мощностью до 10 кВАр, массой от 0,8 кг до 39 кг



Рис. 6. Сглаживающие дроссели компания ООО “ТрансКонтакт” [3] с индуктивностью 80...0,02 мГн, током 16 ... 120А

ными данными при использовании магнитопровода типа ШЛ показал, что разница между ними с учетом КФ, равного, например,  $KФ = 1,15 \dots 1,1$  (в зависимости от энергии) составляет 3–9%. Этот факт характеризует приемлемую для инженерной практики достоверность расчетов.

2. Зависимость массы дросселей переменного тока от их энергии при использовании тороидальной конфигурации магнитопровода уже получена в [2] и для удобства пользования представлена на том же рис. 4.

3. Показано, что для дросселей переменного тока при частоте 400 Гц в диапазоне значений энергии  $W_L = LI_L^2/2 < 0,1$  Дж масса дросселей меньше чем, при частоте 50 Гц. Однако в диапазоне значений энергии  $LI_L^2/2 < 0,1$  Дж она оказывается заметно больше, чем при 50 Гц, например, при  $W_L = 1 \dots 2$  Дж масса дросселя при 400 Гц в 3 раза больше, чем при 50 Гц.

#### Литература

1. Китаев В. Е. Проектирование источников электропитания устройств связи. Учебное пособие. – М., “Связь”, 1972.

2. Белопольский И. И. Расчет трансформаторов и дросселей малой мощности. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: “Энергия”, 1973. – 400 с.

3. Векслер Г. С. Расчет электропитающих устройств. – Киев: Техника, 1978. – 208 с.

4. Однофазные сетевые дроссели RDNDr компании ООО “Много трансформаторов”. – <http://www.viele-transformatoren.ru/catalog/transformatory-michael-riedtl/odnofaznye-setevye-drosseli-rdndr>.

5. Компания ООО “ТрансКонтакт” и официальный дилер завода стальной канат-силур “сталепроволочная продукция (канат, проволока, фибра)”. – <http://www.transkontakt.ru/transformatory-i-drosseli/drosseli-odnofaznye-i-reaktory-trehfaznye>.

6. Тороидальные дроссели переменного тока ЗАО Тульского завода: [http://www.tula-transformator.ru/trans\\_d.html](http://www.tula-transformator.ru/trans_d.html).

**Хлаинг Мин У**, к. т. н., докторант кафедры “Электротехнические комплексы автономных объектов – ЭКАО” МЭИ.

В. П. Климов, А. В. Демьянов, С. Р. Климова, В. Н. Смирнов

## МУЛЬТИМОДУЛЬНАЯ СИСТЕМА СУММИРОВАНИЯ МОЩНОСТЕЙ ГЕНЕРАТОРОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

V. P. Klimov, A. V. Demyanov,  
S. R. Klimova, V. N. Smirnov

Multi-module system for AC generators  
power addition

Рассматриваются вопросы суммирования мощностей мало мощных генераторов переменного тока на основе бустерных преобразователей, формирующих шину постоянного тока высокого напряжения.

Ключевые слова: корректор коэффициента мощности, бустер, преобразователь, генератор переменного тока, мощность, система управления.

The paper considers questions of low-power AC generators power addition on the basis of booster converters that form high DC voltage bus.

Key words: power factor corrector, booster, converter, AC generator, power, control system.

### Назначение и функциональные особенности

Примерами автономных мало мощных генераторов переменного тока (1–2 кВА) могут являться: ветрогенераторы, микротурбинные генераторы, линейные генераторы с постоянными магнитами возвратно-поступательного действия и т. д. В связи с тем, что существуют электрические потребители с мощностью превышающей мощность одиночного генератора, встает вопрос о суммировании мощностей отдельных генераторов. Это актуально и для обеспечения надежности системы применением схемы  $n + m$ . Подобные задачи найдут применение в бортовых и мобильных комплексах электропитания. Организация прямого параллельного включения генераторов на шину переменного тока невозможна из-за отсутствия средств регулирования частоты и величины выходного напряжения генераторов для их синхронной работы.

Предлагаемый способ суммирования мощностей генераторов основан на использовании для каждого генератора бустерного модуля (повышающего напряжение преобразователя), выполняющего также функции корректора коэффициента мощности (ККМ), параллельное включение которых формирует высоковольтную шину постоянного тока. Такие решения используются в трехфазных системах бесперебойного питания [1, 2].

Обладая свойствами ККМ, бустерный модуль выполняет следующие функции:

а) обеспечивает потребление из сети входного тока, совпадающего по фазе с напряжением генератора и имеющего практически синусоидальную форму, благодаря чему входной коэффициент мощности близок к единице;

б) осуществляют преобразование напряжения генератора переменного тока (270–230 В) в напряжение постоянного тока, обеспечивая питание выходного инвертора стабильным напряжением постоянного тока (700–720 В).

### Схемотехническое решение структуры мультимодульной системы

В основе мультимодульной структуры суммирования мощностей однофазных генераторов использованы бустерные преобразователи, каждый из которых подключен к своему генератору, а выходы их объединены на высоковольтной общей шине постоянного тока (рис. 1), к которой подключен инвертор, рассчитанный на суммарную мощность нагрузки.

Сигналы пропорциональные токам БМ  $I_1, I_2, \dots, I_n$  поступают на входы СУ модулей, где формируется среднее значение выходных токов БМ:

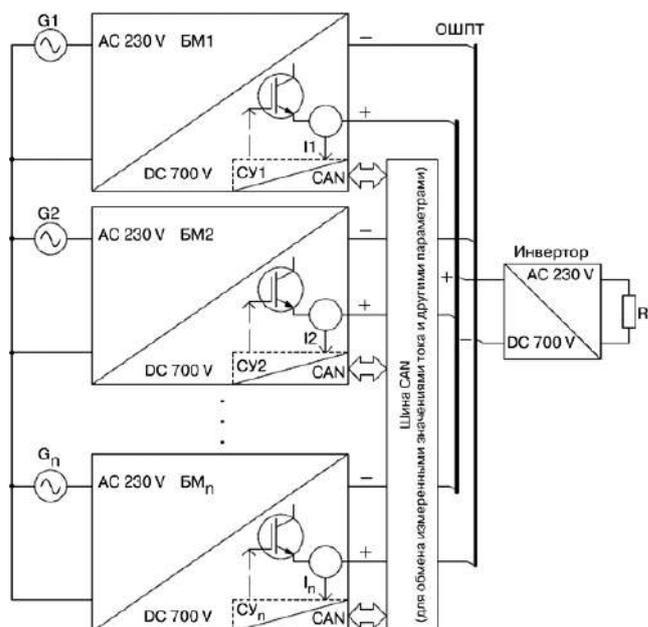


Рис. 1 Структурная схема мультимодульной системы (G1, 2...n – генераторы переменного тока; БМ1, 2...n – бустерные модули; ОШПТ – общая шина постоянного тока; И – инвертор; ST1, 2...n – датчики токов БМ; СУ – система управления ШИМ транзисторов БМ)

$$I_{\text{cp}} = \frac{I_1 + I_2 + \dots + I_n}{n} \quad (1)$$

Информационный обмен между системами управления модулей осуществляется по общей шине CAN. Каждый БМ регулирует значение своего выходного тока, корректируя его таким образом, чтобы приблизить к среднему значению тока, что обеспечивает равномерное распределение токов БМ. Общее количество параллельно работающих БМ, необходимое для наращивание суммарной мощности системы, ограничивается точностью равномерного деления суммарного выходного тока в пределах 4–6%.

Каждый бустерный модуль содержит: индуктивный накопитель (дроссель), двунаправленный транзисторный коммутатор, зарядные диоды и накопительные емкости. В зависимости от реализации схемы коммутатора возможно использование:

- структуры на основе двунаправленного диодного ключа;
- дифференциальной структуры на двух транзисторах.

Рассмотрим подробнее особенности построения каждой из структур бустерного модуля. Так как в настоящее время идеального двунаправленного коммутатора переменного тока не существует, то его реализация связана с использованием однонаправленных полупроводниковых приборов (диодов и транзисторов) [3].

**Диодный мостовой ключ** содержит выпрямительный мост, реализованный на диодах VT1–VT4, в диагональ постоянного напряжения которого включен один управляемый прибор (обычно IGBT) и соответственно используется один драйвер управления (рис. 2а). Бустерный модуль содержит накопительный дроссель L и два зарядных диода VD5, VD6 для накопительных емкостей C1, C2. Очевидным недостатком такого коммутатора является последовательное включение трех полупроводниковых приборов, что увеличивает суммарные статические потери в ключе. В настоящее время такое решение в силу простоты реализации используется многими производителями в источниках бесперебойного питания малой мощности (1–3 кВА).

**Дифференциальная структура бустера** выполнена на двух IGBT-транзисторах VT1, VT2 с использованием четырех диодов VD1–VD4 и одного накопительного дросселя (рис. 2б). С помощью транзистора положительного плеча бустера обеспечивается повышение и стабилизация напряжения на положительной шине постоянного тока при заряде емкости C1 в течение положительного полупериода напряжения генератора. С помощью транзистора VT2 отрицательного плеча бустера в течение другого полупериода происходит повышение и стабилизация выходного напряжения бустера

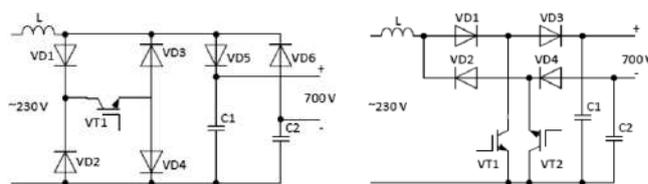


Рис. 2 Структуры однофазных бустеров: а) диодный ключ; б) дифференциальная структура коммутатора

на отрицательной шине постоянного тока при заряде емкости C2. Применение дифференциальной структуры позволяет снизить потери мощности в каждом транзисторе за счет уменьшения в два раза токовой нагрузки на каждом из них. Однако такие коммутаторы требуют двух изолированных источников питания драйверов управления IGBT-транзисторов. Дифференциальные схемы бустеров нашли широкое применение в системах бесперебойного питания мощностью более 5 кВА. Регулировочные характеристики бустерных модулей дифференциальной структуры обеспечивают возможность широкого диапазона изменения входного напряжения при номинальной нагрузке.

На рис. 3 изображены формы напряжения и тока на входе бустерного модуля, подтверждающие совпадение начальных фаз напряжения и тока, что обеспечивает высокие показатели входного коэффициента мощности модуля.

Осциллограммы напряжения и тока транзистора диодного ключа приведены на рис. 4. На накопительных конденсаторах шины постоянного тока C1, C2 формируется высоковольтное стабилизированное постоянное напряжение, необходимое для питания инвертора в пределах  $\pm(350-360)$  В.

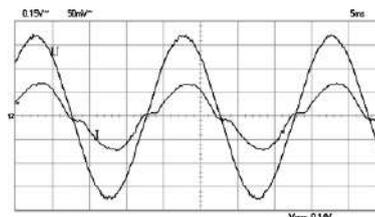


Рис. 3 Формы напряжения и тока на входе бустерного модуля

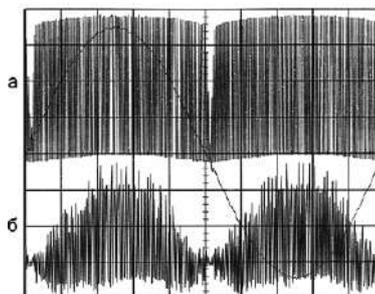


Рис. 4 Напряжение (а) и ток (б) транзистора диодного ключа

### Параметры индуктивных и емкостных накопителей бустерных модулей

Величина индуктивности дросселя влияет на безразрывный характер входного тока, определяет необходимый запас энергии для подзаряда накопительных конденсаторов и может быть найдена по следующему соотношению [5]:

$$L = \frac{U_{1\max}^2 (U_2 - \sqrt{2}U_{1\max})\eta}{2f_k P_2 U_2}, \quad (2)$$

где  $U_{1\max}$  – максимальное действующее значение входного напряжения;

$U_2$  – выходное напряжение;

$P_2$  – выходная мощность;

$\eta$  – к. п. д. бустера;

$f_k$  – частота коммутации транзисторов (15–30 кГц).

Значения индуктивностей, применяемых накопительных дросселей, находятся в пределах 1–4 мГн.

Величина емкости накопительных конденсаторов  $C_1 = C_2$  выбирается из соотношения:

$$C = \frac{P_2}{4\pi f_1 U_2 \Delta U_2}, \quad (3)$$

где  $\Delta U_2$  – амплитуда пульсации второй гармоники выходного напряжения, величина которой не должна превышать (0,5–1,0)%  $U_2$ ;  $f_1 = 50$  Гц – частота входного напряжения.

Выбор конденсатора  $C$  может быть также основан на необходимости поддержания напряжения шины постоянного тока при провалах напряжения генератора в течение определенного времени  $\Delta t$ . При этом снижение напряжения на шине постоянного тока не должно превышать заданную величину  $U_{2\min}$  [5]:

$$C = \frac{2P_2 \Delta t}{U_2^2 - U_{2\min}^2}. \quad (4)$$

Обычно, емкостной накопитель выбирается из расчета 330–470 мкФ на каждый 1 кВт выходной мощности бустера для обеспечения достаточной энергии питания инвертора при скачках нагрузки и провалах напряжения генератора. На примере системы мощностью 3 кВА значение электрической энергии, запасаемой в накопительных конденсаторах бустерного модуля составит:

$$W = \frac{C_{\text{эк}} U_2^2}{2} = 173 \text{ Дж},$$

где  $C_{\text{эк}}$  – эквивалентная емкость последовательно включенных конденсаторов составляет:

$$C_{\text{эк}} = 0,5 C_1 = 0,5(470 \text{ мкФ/кВА} \times 3 \text{ кВА}) = 705 \text{ мкФ};$$

$U_2 = 700$  В – напряжении шины постоянного тока.

Эта энергия за период выходного напряжения инвертора  $T = 0,02$  с может обеспечить мощность нагрузки более 8,5 кВт. Значительный запас энергии питания инвертора и высокое быстродействие системы управления обеспечивают высокие динамические свойства сумматора мощности.

### Энергетические показатели бустерной системы

Входной коэффициент мощности ( $K_{P_1}$ ) – характеризует эффективность потребления энергии от генератора и представляет отношение активной входной мощности бустера к полной:

$$K_{P_1} = \frac{P_1}{S_1} = K_{\text{нл}} \cos \varphi, \quad (5)$$

где  $\varphi_1$  – фазовый сдвиг между первыми (основными) гармониками входного напряжения и тока;  $K_{\text{нл}}$  – коэффициент нелинейных искажений.

Выходное напряжение маломощных генераторов отличается от синусоидальной формы и характеризуется коэффициентом искажения синусоидальности напряжения:

$$k_u = \frac{\sqrt{\sum_{n=2} U_n^2}}{U_1}, \quad (6)$$

где  $U_1$  – действующее значение первой гармоники напряжения;  $U_n$  – действующие значения высших гармоник напряжения.

В свою очередь ток, потребляемый от генератора, также отличен от синусоиды и характеризуется коэффициентом искажения синусоидальности тока:

$$k_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=2} I_n^2}}{I_1}, \quad (7)$$

где  $I_1$  – действующее значение первой гармоники тока;  $I_n$  – действующие значения высших гармоник тока.

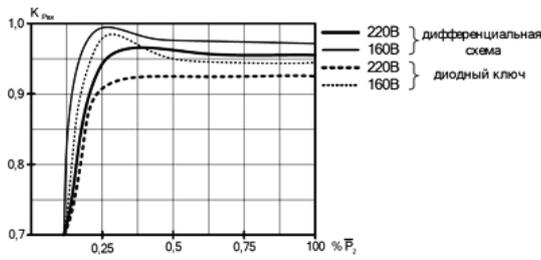
Обобщенное выражение коэффициента нелинейных искажений имеет вид [4]:

$$K_{\text{нл}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{k_u^2 + k_i^2}{1 + k_u^2 k_i^2}}} \quad (8)$$

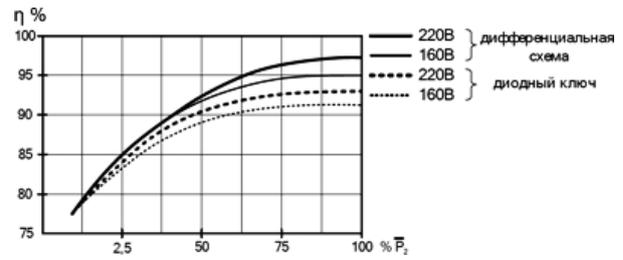
и отражает влияние высших гармоник напряжения и тока на значение входного коэффициента мощности бустерного модуля.

Коэффициент полезного действия бустера представляет отношение выходной активной мощности к активной мощности, потребляемой от генератора:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} 100\%. \quad (9)$$



а



б

Рис. 5 Энергетические характеристики бустерного модуля:  
а – зависимости коэффициента мощности от нагрузки; б – зависимости к. п. д. от нагрузки

На рис. 5 представлены результаты экспериментального исследования энергетических характеристик однофазных бустеров: входной коэффициент мощности (рис. 5а) и к. п. д. (рис. 5б) в функции относительной нагрузки при различных значениях входного напряжения  $U_1$ . Как следует из рис. 5а входной коэффициент мощности повышается при снижении входного напряжения. Это объясняется тем, что при уменьшении  $U_1$  для обеспечения требуемой мощности нагрузки растет основная гармоника входного тока  $I_1$ , что уменьшает коэффициент искажения синусоидальности и как следствие увеличивается составляющая коэффициента мощности  $K_{гн}$  в выражении (5).

Величины к. п. д. в функции степени загрузки бустера (рис. 5б) зависят от величины входного напряжения. С уменьшением  $U_1$  растет значение тока  $I_1$ , что приводит к росту потерь в силовой цепи бустера. Экспериментальные исследования показали, что к. п. д. дифференциальной структуры бустера выше по сравнению с двунаправленным коммутатором на основе диодного ключа. Полученные результаты подтверждаются так же опытными данными, приведенными в работе по анализу ИБП малой мощности [6].

#### Литература

1. Multi-input power converter and uninterruptable power supply having the same, U.S. Patent US7888819B2, 2011.

2. В. Климов. Структуры силовых цепей трехфазных ИБП, часть 2, Электронные компоненты, №8, 2008.

3. В. Климов, С. Климова, Ю. Карпиленко. Корректоры коэффициента мощности однофазных ИБП, Силовая электроника, №3, 2009.

4. В. П. Климов и др. Коэффициент мощности электромагнитных цепей преобразователей. – Практическая силовая электроника, № 44, 2011.

5. L6561 Enhanced Transition Mode Power Factor Corrector. – Application Note AN966, www.st.com.

6. G. J. Su, D. J. Adams. Comparative Study of Power Factor Correction Converters for Single Phase Half-Bridge Inverters, Oak Ridge National Laboratory, USA, 2001.

**Климов Валерий Павлович**, к. т. н., научный консультант, ООО "Наука-Энерготех".

**Демьянов Алексей Викторович**, главный конструктор, ООО "Наука-Энерготех".

**Климова Светлана Ростиславовна**, старший преподаватель кафедры Теоретической электротехники МАИ.

**Смирнов Валерий Николаевич**, к. т. н., доцент кафедры Теоретической электротехники МАИ.

Б. А. Глебов, В. А. Жигачев

# МОСТОВОЙ РЕЗОНАНСНЫЙ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С ФАЗОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ СИЛОВЫМИ ТРАНЗИСТОРАМИ

B. A. Glebov,  
V. A. Zhigachev

Full-bridge resonant DC/DC converter with  
power transistors phase control

Для резонансных DC/DC-преобразователей характерна плавность изменения во времени токов, протекающих по обмоткам силового трансформатора, передающего энергию от источника питания в нагрузку. Этим обуславливается “мягкий характер” коммутационных процессов в силовых транзисторах, коммутирующих ток первичной обмотки, а также в вентильных элементах, выпрямляющих ток вторичной обмотки. Как следствие, достигаются низкие значения потерь энергии в силовых транзисторах и вентильных элементах, возникающих на интервалах коммутации, а также низкие значения энергии импульсных помех. Эти качества делают резонансные DC/DC-преобразователи привлекательными для применения.

Обычно в двухтактных схемах резонансных DC/DC-преобразователей регулирование энергии, передаваемой в нагрузку, осуществляется путем изменения частоты коммутации силовых транзисторов [1, 2]. Использование фазового способа управления силовыми транзисторами в мостовом резонансном DC/DC-преобразователе позволяет в дополнение к указанным выше свойствам схемы получить ряд новых положительных качеств, которые рассматриваются в данной работе.

**Ключевые слова:** мостовой резонансный преобразователь, фазовое управление, принцип работы.

Variation in time continuity is peculiar to resonant DC/DC converter currents flowing through windings of power transformer transferring energy from power source to a load. This stipulates the “soft character” of commutation processes in power transistors switching primary winding current, as well as in gate elements that rectify secondary winding current. As a consequence we can provide low values of pulse interferences. These features make resonant DC/DC converters competitive for application.

As usual, in push-pull circuits of DC/DC resonant converters power transferred to a load is controlled by varying switching frequency of power transistors [1, 2]. Implementing phase control method of power transistors for full-bridge resonant DC/DC converter in addition to above mentioned features allows obtaining a number of new positive features, presented in this article.

**Key words:** bridge resonant converter, phase shift control, operating principals.

## Фазовый способ управления

Фазовый способ управления транзисторами мостового резонансного DC/DC-преобразователя, схема которого представлена на рис. 1, состоит в том, что формируется две последовательности парафазных импульсных сигналов. Каждая из них содержит по два импульсных сигнала, причем второй задержан по отношению к первому на время, равное половине периода их повторения. Первый и второй сигналы одинаковы по длительности, которая незначительно меньше половины периода, т. е. в каждой из последовательностей существует кратковременная пауза между окончанием первого сигнала

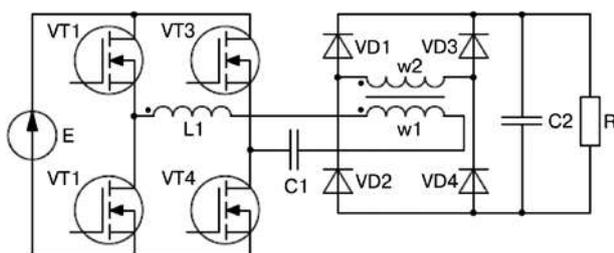


Рис. 1. Схема мостового резонансного DC/DC преобразователя с фазовым управлением силовыми транзисторами

ла и началом второго. Вторая последовательность импульсных сигналов задержана по отношению к первой последовательности на регулируемое время, равное  $DT/2$ , где  $T$  — длительность периода,  $D$  — параметр регулирования, изменяемый в пределах от нуля до единицы. Первый и второй импульсные сигналы первой последовательности управляют транзисторами соответственно VT1 и VT2, а первый и второй сигналы второй последовательности — транзисторами VT3 и VT4. Вариацией параметра  $D$  обеспечивается регулирование мощности, передаваемой в нагрузку R.

Электрические процессы в схеме определяют основные свойства DC/DC-преобразователя. Процессы соответствуют диаграммы изменения во времени электрических величин, представленные на рис. 2, 3 и 4. Диаграммы получены в результате моделирования устройства с использованием пакета программ PSpice.

DC/DC-преобразователь, схема которого приведена на рис. 1, работает в одном из двух режимов. Первый характеризуется непрерывностью передачи энергии трансформатором TV. Этому режиму соответствует отсутствие пауз в выпрямленном токе

вторичной обмотки  $w_2$ . Режим реализуется, если параметр  $D$ , изменяемый в процессе регулирования, отвечает условию  $D_{lim} \leq D \leq 1$ .

Когда ток по вторичной обмотке протекает в направлении от конца обмотки к ее началу, отмеченному точкой на рис. 1, то в состоянии проводимости оказываются диоды VD1 и VD4. При этом напряжение на вторичной обмотке имеет положительную полярность (плюс – на начале обмотки, минус – на ее конце). Значение напряжения положительной полярности на вторичной обмотке  $w_2$  превышает напряжение  $U_{out}$ , до которого заряжен конденсатор C2 выходного фильтра, на величину, равную падению напряжения на диодах VD1 и VD4, находящихся в состоянии прямой проводимости.

В реальных условиях пренебрежимо мала пульсация напряжения на конденсаторе C2 выходного фильтра. Кроме того, падения напряжения на вентилях элементах выпрямителя тока вторичной обмотки незначительны по сравнению со средним уровнем напряжения  $U_{out}$  на конденсаторе C2. Поэтому без существенной погрешности можно считать, что, пока ток по вторичной обмотке  $w_2$  протекает в направлении от ее конца к началу, напряжение положительной полярности на ней не изменяется во времени, и его значение равно  $U_{out}$ .

Когда ток по вторичной обмотке протекает в направлении от начала обмотки к ее концу, то в состоянии проводимости оказываются диоды VD2 и VD3. При этом напряжение на вторичной обмотке имеет отрицательную полярность (минус – на начале обмотки, плюс – на ее конце). По аналогии с интервалом напряжения положительной полярности на вторичной обмотке, справедливо, что, пока ток по обмотке протекает в направлении от начала к концу, напряжение отрицательной полярности на ней не изменяется во времени, и его абсолютное значение равно  $U_{out}$ .

Если учитывать, что обмотки трансформатора связаны магнитно, и в первом режиме отсутствуют паузы между протеканием по вторичной обмотке тока положительного и отрицательного направлений, то для работы преобразователя в этом режиме характерно, что прямоугольные импульсы напряжения положительной полярности на обмотках без паузы сменяются равновеликими по амплитуде импульсами напряжениями отрицательной полярности. Из-за симметричности топологии схемы, а также управляющих сигналов по тактам работы устройства, положительные и отрицательные импульсы на обмотках одинаковы по длительности, которая составляет половину периода работы устройства (рис. 2 и 3).

Напряжение  $U_1$  на первичной обмотке  $w_1$ , число витков которой равно  $w_1$ , связано коэффициентом трансформации  $K_r$  с напряжением  $U_2$  на вторичной обмотке  $w_2$ , имеющей число витков  $w_2$ . А именно,  $U_1 = U_2 / K_r$ , где  $K_r = w_2 / w_1$ . С учетом того, что

$$U_2 = U_{out}, \text{ справедливо } U_1 = U_{out} / K_r.$$

Электрические процессы в схеме при реализации первого режима работы можно рассмотреть только для интервала, когда напряжения на обмотках трансформатора положительны. На интервале, когда эти напряжения отрицательны, процессы подобны.

В силу симметрии напряжений положительной и отрицательной полярности на обмотках трансформатора по величине и длительности, магнитный поток в трансформаторе изменяется во времени симметрично относительно нуля. Поэтому к моменту начала интервала положительной полярности напряжений на обмотках, магнитный поток достигает отрицательного по знаку амплитудного значения, т. е.  $\Phi(t_0) = -\Phi_{max}$ , а в целом на этом интервале поток нарастает. Его изменение во времени происходит в соответствии с законом электромагнитной индукции, т. е.

$$\Phi(t) = \Phi(t_0) + \frac{1}{W_1} \int_{t_0}^t U_1(t) dt.$$

Поскольку  $U_1 = U_{out} / K_r = \text{const}$ , справедливо выражение

$$\Phi(t) = -\Phi_{max} + \frac{U_1}{W_1} \cdot (t - t_0),$$

т. е. магнитный поток изменяется во времени линейно.

К моменту окончания интервала положительной полярности напряжений на обмотках трансформатора, магнитный поток в нем достигает положительного амплитудного значения  $+\Phi_{max}$ . С учетом длительности этого интервала, равной  $T/2$ , а также линейности изменения во времени магнитного потока, имеет место равенство  $\Phi_{max} = U_1 T / (4w_1)$ .

Реально магнитная характеристика трансформатора практически линейна, т. е. существует пропорциональная связь между величинами магнитного потока  $\Phi$  и магнитодвижущей силы  $F$ , чему соответствует равенство  $F = \Phi / L_{mag}$ , где  $L_{mag}$  параметр магнитопровода трансформатора. Физически этот параметр эквивалентен индуктивности одновитковой обмотки трансформатора, сцепленной с магнитным потоком  $\Phi$ .

С учетом пропорциональности между  $\Phi$  и  $F$ , а также закона изменения во времени магнитного потока, сцепленного с его обмотками, изменение во времени магнитодвижущей силы описывается выражением

$$F(t) = -F_{max} + \frac{U_1}{L_{mag} \cdot W_1} \cdot (t - t_0),$$

$$\text{где } F_{max} = \frac{U_1 \cdot T}{4 \cdot L_{mag} \cdot w_1}.$$

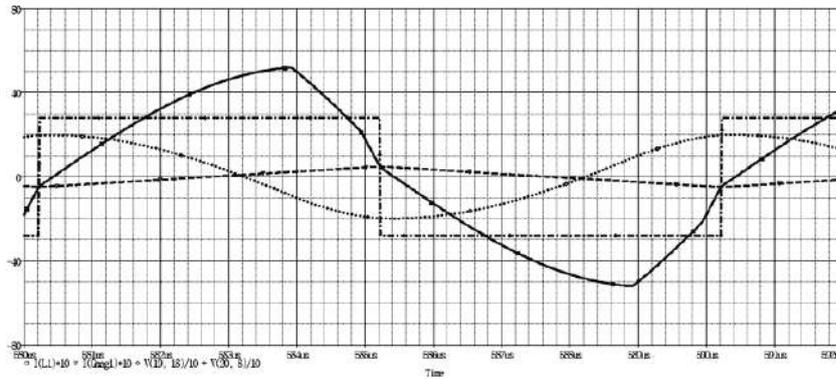


Рис. 2. Диаграммы изменения электрических величин при условиях:  $D_{lim} < D < 1$ ;  $E = 400 \text{ В}$ ;  $U_{out} = 280 \text{ В}$ :  
 ток  $I_1$  – сплошная линия (символ – квадрат), масштаб – 1 А/дел;  
 ток  $I_\mu = F/w_1$  – пунктир (символ – треугольник), масштаб – 1 А/дел;  
 напряжение  $U_1$  – штрих-пунктир (символ – крест), масштаб – 100 В/дел;  
 напряжение  $U_{C1}$  – точки (символ – ромб), масштаб – 100 В/дел

Магнитодвижущая сила (м. д. с.) в трансформаторе создается токами его обмоток, и она равна  $F(t) = w_1 I_1(t) + w_2 I_2(t)$ . Ток обмотки положителен и создает положительную компоненту м. д. с., если он направлен от начала обмотки к концу. Ток обмотки отрицателен и создает отрицательную компоненту м. д. с., если он направлен от конца обмотки к началу.

Изменение во времени тока вторичной обмотки трансформатора представляется в виде

$$I_2(t) = -\frac{1}{K_{tr}} \cdot \left[ I_1(t) - \frac{F(t)}{w_1} \right].$$

Ранее было показано, что положительной полярности напряжений на обмотках трансформатора отвечает отрицательный знак тока вторичной обмотки. Следовательно, на интервале положительной полярности напряжений справедливо соотношение  $I_1(t) \geq F(t)/w_1$ . В момент начала этого

интервала  $I_1(t) = -I_{\mu, \max}$ , где

$$I_{\mu, \max} = \frac{U_1 \cdot T}{4 \cdot L_{mag} \cdot (W_1)^2}.$$

Через время, равное половине периода, когда заканчивается интервал положительной полярности напряжений на обмотках трансформатора,  $I_1(t_0 + T/2) = +I_{\mu, \max}$ . В остальные моменты времени этого интервала  $I_1(t) > F(t)/w_1$  (рис. 2 и 3).

Ток  $I_1$  первичной обмотки  $W_1$  трансформатора TV протекает по обмотке дросселя L1, индуктивность которой обозначена символом L1, а также замыкается через конденсатор C1, емкость которого обозначена как C1, поскольку указанные элементы включены последовательно с первичной обмоткой  $w_1$ . Присутствие конденсатора C1 в контуре тока  $I_1$  означает, что этот ток не имеет постоянной составляющей, а напряжение на конденсаторе C1 является знакопеременной функцией, симметричной относительно нуля (рис. 2–4).

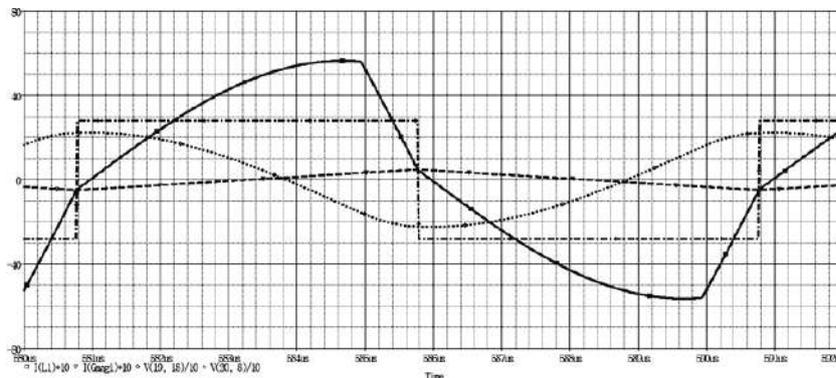


Рис. 3. Диаграммы изменения электрических величин при условиях:  $D = 1$ ;  $E = 400 \text{ В}$ ;  $U_{out} = 280 \text{ В}$ :  
 ток  $I_1$  – сплошная линия (символ – квадрат), масштаб – 1 А/дел;  
 ток намагничивания  $I_\mu = F/w_1$  – пунктир (символ – треугольник), масштаб – 1 А/дел;  
 напряжение  $U_1$  – штрих-пунктир (символ – крест), масштаб – 100 В/дел;  
 напряжение  $U_{C1}$  – точки (символ – ромб), масштаб – 100 В/дел

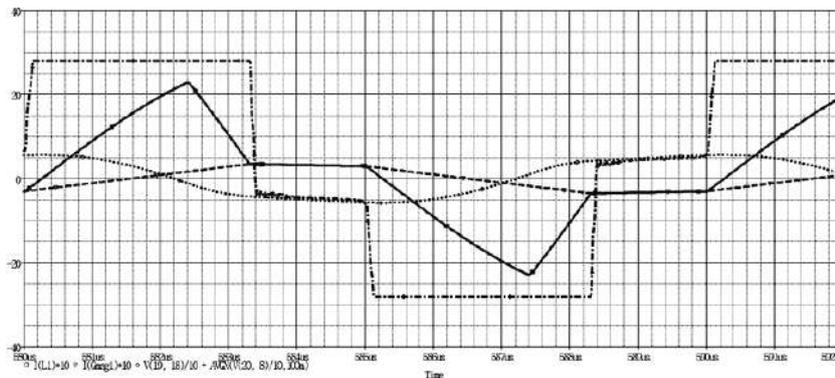


Рис. 4. Диаграммы изменения электрических величин при условиях:  $D < D_{lim}$ ;  $E = 400$  В;  $U_{out} = 280$  В:  
 ток  $I_1$  – сплошная линия (символ – квадрат), масштаб – 0.5 А/дел;  
 ток намагничивания  $I_u = F/w_1$  – пунктир (символ – треугольник), масштаб – 0.5 А/дел;  
 напряжение  $U_1$  – штрих-пунктир (символ – крест), масштаб – 50 В/дел;  
 напряжение  $U_{C1}$  – точки (символ – ромб), масштаб – 50 В/дел

В начале интервала положительной полярности напряжений на обмотках трансформатора ток  $I_1$  и напряжение  $U_{C1}$ , если их отображать векторами, совпадают по направлению (рис. 2–4). Это означает, что конденсатор  $C1$  является источником энергии. Часть этой энергии передается в дроссель  $L1$ , а другая ее часть поступает в первичную обмотку трансформатора  $TV$ . Следует отметить, что на протяжении всего интервала положительной полярности напряжений на обмотках трансформатора  $TV$  его первичная обмотка является приемником энергии, поскольку напряжение  $U_1$  на этой обмотке и ток  $I_1$ , если их отображать векторами, направлены навстречу друг другу.

На первом этапе интервала положительной полярности напряжений на обмотках трансформатора ток  $I_1$  замыкается по контуру: источник питания  $E$  – транзистор  $VT1$  – обмотка дросселя  $L1$  – первичная обмотка трансформатора  $TV$  – конденсатор  $C1$  – транзистор  $VT4$  – источник питания  $E$ . При этом в дросселе  $L1$  запасается энергия, и ток  $I_1$  нарастает со скоростью, определяемой выражением

$$\frac{dI_1}{dt} = \frac{E + U_{C1} - U_1}{L_1}.$$

Протекание тока  $I_1$  через конденсатор  $C1$  вызывает сначала плавное уменьшение напряжения положительной полярности на нем. При этом конденсатор разряжается током  $I_1$ , отдавая накопленную энергию. Затем напряжение на конденсаторе изменяет знак, и его абсолютное значение начинает нарастать (рис. 2 и 3). Конденсатор заряжается током  $I_1$ , запасая энергию.

В момент  $t_1$  начинается второй этап интервала положительной полярности напряжений на обмотках трансформатора. В этот момент под действием сигналов управления запирается транзистор  $VT4$ , и отпирается транзистор  $VT3$ . Это вызывает изменение контура, по которому замыкается ток  $I_1$ . Новый

(второй) контур представляется в виде: обмотка дросселя  $L1$  – первичная обмотка трансформатора  $TV$  – конденсатор  $C1$  – транзистор  $VT3$  (в состоянии инверсной проводимости) – транзистор  $VT1$  (в состоянии прямой проводимости) – обмотка дросселя  $L1$ .

Второй контур не включает в себя источник энергии  $E$ . Соответственно, ее потребление от источника прекращается. Однако, при этом циркуляция тока  $I_1$  по второму контуру означает, что энергия передается как в первичную обмотку трансформатора  $TV$ , так и в конденсатор  $C1$ . Отрицательное напряжение на нем продолжает нарастать по абсолютной величине (рис. 2). Источником энергии на втором этапе является дроссель  $L1$ . Вывод энергии, ранее в нем запасенной, означает, что ток  $I_1$  уменьшается (рис. 2). Скорость спада тока определяется равенством

$$\frac{dI_1}{dt} = -\frac{U_1 - U_{C1}}{L_1},$$

причем  $U_{C1} < 0$ .

В момент  $t_2$  начинается третий этап интервала положительной полярности напряжений на обмотках трансформатора. В этот момент под действием сигналов управления запирается транзистор  $VT1$ , и отпирается транзистор  $VT2$ . Это вызывает изменение контура, по которому замыкается ток  $I_1$ . Новый контур (третий) представляется в виде: обмотка дросселя  $L1$  – первичная обмотка трансформатора  $TV$  – конденсатор  $C1$  – транзистор  $VT3$  (в состоянии инверсной проводимости) – источник энергии  $E$  – транзистор  $VT2$  (в состоянии инверсной проводимости) – обмотка дросселя  $L1$ .

В новом (третьем) контуре напряжение  $U_1$  на первичной обмотке трансформатора, напряжение  $U_{C1}$  на конденсаторе  $C1$  и напряжение источника питания  $E$ , если эти напряжения отобразить векторами, направлены навстречу току  $I_1$ . Это означает, что энергия передается в указанные элементы. Ее

источником на третьем этапе, как и на втором, является дроссель L1. Вывод энергии из дросселя означает уменьшение тока  $I_1$ . Скорость его спада, определяемая равенством

$$\frac{dI_1}{dt} = -\frac{U_1 + E - U_{C1}}{L_1},$$

где  $U_{C1} < 0$ , выше, чем на втором этапе, и поэтому на границе второго и третьего этапов наблюдается скачкообразное увеличение скорости спада тока  $I_1$ .

В момент  $t_3$ , который сдвинут относительно момента  $t_0$  на половину периода, спадающий во времени ток  $I_1$  доходит до уровня  $+I_{\mu, \max}$ . На этом интервал положительной полярности напряжений на обмотках трансформатора заканчивается.

Рассмотренные электрические процессы, возникающие в схеме в режиме управления, который характеризуется выполнением неравенства  $D_{lim} \leq D \leq 1$ , иллюстрируются диаграммами на рис. 2.

В режиме управления, при котором  $D = 1$ , коммутация первой пары транзисторов (VT1 и VT2) происходит одновременно с коммутацией второй пары транзисторов (VT3 и VT4). Из-за этого после первого этапа интервала положительной полярности напряжений на обмотках трансформатора сразу начинается третий этап, а второй этап вообще отсутствует, что иллюстрируется диаграммами на рис. 3.

В режиме управления, при котором  $D = D_{lim}$ , ток  $I_1$ , снижающийся после момента  $t_1$  со скоростью, определяемой равенством

$$\frac{dI_1}{dt} = -\frac{U_1 - U_{C1}}{L_1},$$

доходит до уровня  $+I_{\mu, \max}$  в момент, сдвинутый относительно  $t_0$  на половину периода. В этом случае отсутствует третий этап интервала положительной полярности напряжений на обмотках трансформатора.

Режиму управления, при котором  $D < D_{lim}$ , отвечают диаграммы изменения во времени электрических величин, представленные на рис. 4.

В режиме управления, характеризуемым выполнением неравенства  $D < D_{lim}$ , ток  $I_1$ , который снижается после момента  $t_1$  со скоростью, определяемой равенством, приведенным выше, доходит до уровня  $+I_{\mu, \max}$  раньше того момента, когда VT1 выключается, а VT2 включается. Поэтому ток  $I_1$ , снизившись до уровня  $+I_{\mu, \max}$ , продолжает замыкаться по тому же второму контуру. В нем содержатся: обмотка дросселя L1 – первичная обмотка трансформатора TV – конденсатор C1 – транзистор VT3 (в состоянии инверсной проводимости) – транзистор VT1 (в состоянии прямой проводимости) – обмотка дросселя L1.

Циркуляция тока  $I_1$  по второму контуру обеспечивается, благодаря энергии, запасенной в трансформаторе TV и дросселе L1. Током  $I_1$  про-

должает заряжаться конденсатор C1, и напряжение отрицательной полярности на нем увеличивается по модулю. При этом трансформатор TV и дроссель L1 передают в конденсатор C1 часть накопленной энергии, и ток  $I_1$  уменьшается (рис. 4).

### Передача энергии трансформатором в цепь нагрузки

Передача энергии трансформатором в цепь нагрузки реализуется только на интервале длительностью  $T_{trans}$ , когда  $I_1(t) > F(t)/w_1$ , и по вторичной обмотке протекает ток. Среднее значение мощности, подводимой к первичной обмотке трансформатора и передаваемой им в цепь нагрузки, определяется равенством

$$P_1 = \frac{2}{T} \cdot \int_{t_0}^{t_0 + T_{trans}} U_1(t) \cdot I_1(t) dt.$$

На протяжении этого интервала справедливо соотношение  $U_1 \approx U_{out}/K_{tr}$ . Соответственно

$$P_1 = U_1 \cdot \bar{I}_1,$$

$$\text{где } \bar{I}_1 = \frac{1}{T/2} \cdot \int_{t_0}^{t_0 + T_{trans}} I_1(t) dt.$$

В режиме непрерывной передачи мощности трансформатором  $T_{trans} = T/2$ , а в режиме дискретной передачи мощности справедливо неравенство  $DT/2 < T_{trans} < T/2$  (рис. 2–4).

Среднее значение  $\bar{I}_{out}$  выпрямленного тока вторичной обмотки связано со значением  $\bar{I}_1$  коэффициентом трансформации, т. е.  $\bar{I}_{out} = \bar{I}_1 / K_{tr}$ .

### Свойства схемы при использовании фазового способа управления

Свойства схемы при использовании фазового способа управления обусловлены происходящими в ней электрическими процессами и состоят в следующем:

- При каждом уровне  $U_{out}$  выходного напряжения величина  $dI_1/dt$  ограничена на интервале, когда в проводящем состоянии одновременно находятся два транзистора, принадлежащие противоположащим ветвям мостовой схемы (например, при положительной полярности напряжений на обмотках трансформатора такими транзисторами являются VT1 и VT4). Соответственно на указанном интервале, во время которого входная цепь преобразователя подключена к источнику питания E, и от него потребляется энергия, мгновенные значения тока  $I_1$  оказываются ограниченными. Они возрастают при увеличении длительности интервала. Максимум мгновенных значений реализуется при условии  $D = 1$  (рис. 2 и 3).

- Значение  $\bar{I}_{out}$  возрастает при увеличении регулирующего параметра  $D$ . В режиме непрерывной передачи мощности трансформатором это возрас-

тание вызвано увеличением мгновенных значений тока  $I_1$  и связанных с ними линейно мгновенных значений тока  $I_2$ . При этом неизменна длительность импульсов этих токов, которая равна половине периода работы схемы (рис. 2 и 3). В режиме дискретной передачи мощности трансформатором рост  $\bar{I}_{out}$  при увеличении  $D$  связан как с возрастанием мгновенных значений токов  $I_1$  и  $I_2$ , так и с увеличением длительности импульсов этих токов (рис. 4).

- При понижении выходного напряжения  $U_{out}$  и пропорционального ему напряжения  $U_1$  значение  $dI_1/dt$  возрастает. Соответственно возрастают мгновенные и амплитудные значения токов  $I_1$  и  $I_2$ , а также среднее значение выпрямленного тока  $\bar{I}_{out}$  вторичной обмотки. При этом все перечисленные величины остаются ограниченными при любом уровне  $U_{out}$ , включая режим короткого замыкания на выходе ( $U_{out} \rightarrow 0$ ).

- По отношению к конденсатору выходного фильтра  $C2$ , шунтированному нагрузкой  $R$ , оставшая часть схемы преобразователя выступает в виде эквивалентного источника тока. Ток эквивалентного источника представляется в виде последовательности однополярных импульсов, плавно от нуля нарастающих и плавно до нуля спадающих. В режимах работы, близких к режиму максимальной выходной мощности, импульсы тока следуют непрерывно (без пауз). При низких уровнях выходной мощности импульсы разделены паузами.

- Преобразователь как регулятор среднего значения тока, передаваемого в цепь нагрузки, может быть охарактеризован семейством характеристик регулирования выходного тока. Оно представляется совокупностью функциональных зависимостей  $\bar{I}_{out}(D)$ , каждая из которых отвечает определенному значению напряжения  $U_1$ , пропорциональному выходному напряжению  $U_{out}$ . Функции  $\bar{I}_{out}(D)$  монотонно нарастают при увеличении параметра  $D$ . В семействе каждая из функций расположена “тем выше”, чем меньше значение  $U_1$ , которому эта функция отвечает. В качестве примера на рис. 5 дано семейство регулировочных характеристик по току, полученное в результате моделирования процессов в схеме. Электрические величины на рис. 5 представлены в относительных единицах (*relative*). При этом приняты следующие обозначения:

$$U_r = \frac{U_1}{E}; I_r = \frac{\bar{I}_{out}}{I_{norm}}$$

где в качестве “нормирующей константы” принято среднее значение тока, передаваемого в цепь нагрузки, которое соответствует режиму работы при условии  $U_r = 0,1; D = 1$ .

- Преобразователь как регулятор среднего значения мощности, передаваемой в цепь нагрузки, может быть охарактеризован семейством характеристик регулирования выходной мощности. Оно

представляется совокупностью функциональных зависимостей  $\bar{P}_{out}(D)$ , каждая из которых отвечает определенному значению напряжения  $U_1$ , пропорциональному выходному напряжению  $U_{out}$ . Каждая из функций  $\bar{P}_{out}(D)$  представляется в виде произведения  $P_{out,max} = U_{out} I_{out,max}$ . Его второй сомножитель монотонно нарастает при увеличении регулирующего параметра  $D$ , достигая максимального значения, отвечающего условию. Тем же свойством обладают функции  $\bar{I}_{out,max}$  семейства регулировочных характеристик по мощности, причем максимум каждой из функций  $\bar{P}_{out}(D)$  представляется в виде  $P_{out,max} = U_{out} \cdot \bar{I}_{out,max}$ . В произведении  $U_{out} \bar{I}_{out,max}$  второй сомножитель возрастает при уменьшении первого сомножителя. Поэтому произведение в целом обладает экстремумом, если величины  $U_{out}$  и  $U_1$ , которые связаны между собой коэффициентом трансформации, изменяются от нуля до максимума (максимум  $U_1$  ограничен значением, равным  $E$ ). Вблизи экстремума значения  $P_{out,max}$ , отвечающие ряду уровней выходного напряжения, незначительно отличаются друг от друга. Это означает, что устройство обладает свойством параметрической стабилизации максимального уровня выходной мощности по отношению к изменению выходного напряжения (или напряжения питания). В качестве примера на рис. 6 дано семейство характеристик регулирования выходной мощности, полученное в результате моделирования процессов в схеме. Электрические величины на рис. 6 представлены в относительных единицах (*relative*). При этом приняты обозначения:

$$U_r = \frac{U_1}{E}; P_r = \frac{\bar{P}_{out}(D)}{P_{norm}}$$

где  $P_{norm} = 1000$ .

Все, что было изложено относительно картины электрических процессов и свойств  $DC/DC$ -преобразователя с одним силовым трансформатором, схема которого представлена на рис. 1, справедливо по отношению к схеме с несколькими трансформаторами. Отличие в описании процессов в схеме с несколькими трансформаторами состоит только в том, что напряжение  $U_1$  равно сумме напряжений на соединенных последовательно первичных обмотках этих трансформаторов, у которых вторичные обмотки через выпрямители подключены к конденсатору выходного фильтра.

### Заключение

Рассмотренные выше свойства мостового резонансного  $DC/DC$ -преобразователя, приобретаемые при использовании фазового способа управления, приводят к ряду преимуществ по отношению к той же схеме, но когда регулирование выходной мощности в ней осуществляется изменением частоты коммутаций транзисторов (путем частотно-импульсной модуляции – ЧИМ):

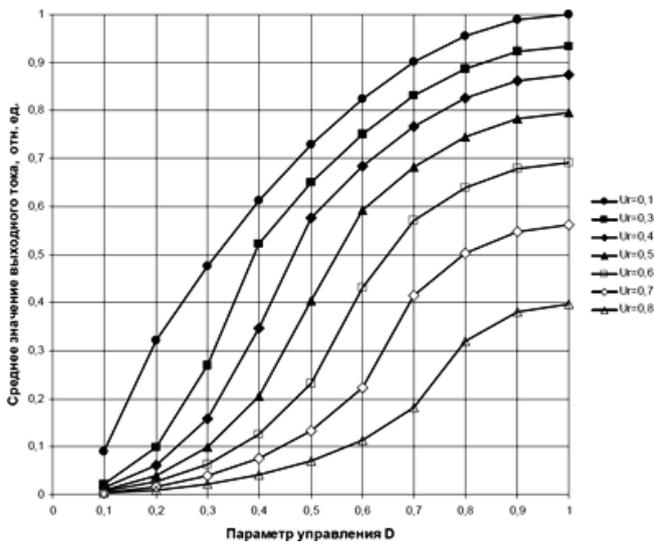


Рис. 5. Семейство характеристик регулирования выходного тока

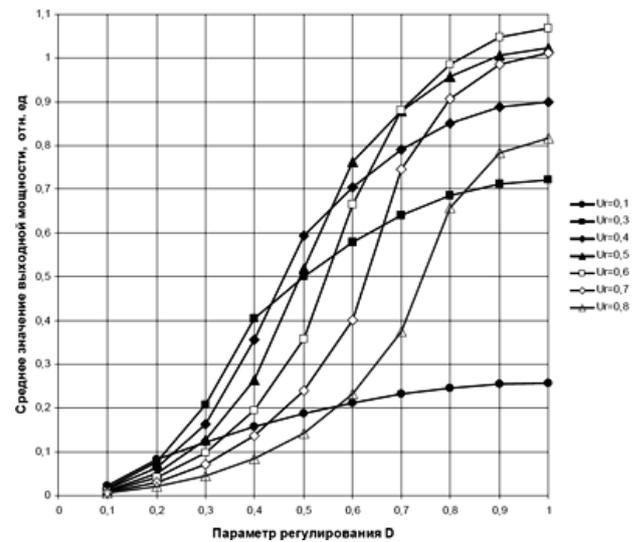


Рис. 6. Семейство характеристик регулирования выходной мощности

- Частота работы устройства при фазовом управлении постоянна. Из-за этого отсутствует причина возрастания мощности коммутационных потерь, связанная с увеличением числа коммутаций в единицу времени. Кроме того, сокращается спектр частот пульсации выходного напряжения, что упрощает его фильтрацию.

- При любом значении питающего напряжения возможно обеспечение стабилизации выходного напряжения в режиме холостого хода. Таким свойством не обладает преобразователь при использовании ЧИМ.

- При заданном уровне выходной мощности преобразователя регулирование его выходного напряжения может быть обеспечено в широких пределах при условии, что незначительно изменение напряжения питания, либо можно осуществить стабилизацию данного значения выходного напряжения устройства при условии, что существенно изменяется напряжение питания. Таким свойством не

обладает преобразователь при использовании ЧИМ.

- Выходные цепи нескольких преобразователей можно подключать параллельно к общей нагрузке, не усложняя систему управления этими устройствами. При этом отсутствует опасность перегрузки по току и мощности каждого из преобразователей.

#### Литература

1. Мелешин В. И. Транзисторная преобразовательная техника. — М.: Техносфера. 2005.
2. Мелешин В. И., Овчинников Д. А. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии. — М.: Техносфера. 2011. — 576 с.

**Глебов Борис Александрович**, к. т. н., доцент кафедры промышленной электроники НИУ "МЭИ", тел. +7 (909) 992-04-99, e-mail: glebovba@mail.ru;

**Жигачев Василий Андреевич**, аспирант кафедры промышленной электроники НИУ "МЭИ", ведущий инженер ЗАО "ММП-Ибрис", тел. +7(905) 765-59-22, e-mail: zhigachev@mmp-irbis.ru.

Н. А. Калистратов, Н. П. Митяшин

## МОДЕЛИРОВАНИЕ ДВУХКОНТУРНОЙ СИСТЕМЫ СТАБИЛИЗАЦИИ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ ЗАМЕДЛЯЮЩЕЙ СИСТЕМЫ МОЩНЫХ ЛАМП БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ

N. A. Kalistratov,  
N. P. Mityashin

Рассмотрена новая схема стабилизирующего источника питания замедляющей системы мощных ламп бегущей волны, отличающаяся от традиционных схем наличием дополнительного контура стабилизации. Произведено сравнение предлагаемой и традиционной схем методом математического моделирования. Доказываются преимущества предлагаемой схемы по сравнению с традиционной по качеству переходного процесса и отсутствию автоколебательных режимов.

**Ключевые слова:** источник питания, лампа бегущей волны, качество переходного процесса, перерегулирование, автоколебания, обратная связь, стабилизация, нелинейность.

Simulation of two-loop system of output voltage stabilization of power source for high-power travelling wave tubes slow-wave structure

The paper considers a new stabilizing power source for high-power travelling wave tubes slow-wave structure, which differs from conventional variants on account of presence of additional stabilizing loop. We draw a comparison between the proposed scheme and the traditional one by means of mathematical modeling. Benefits of the suggested structure over conventional are proved to be as follows: better transient response and no self-oscillation mode.

**Key words:** power supply, traveling wave tube, transient performance, overshoot, self-oscillations, feedback, stabilization, nonlinearity.

Вторичный источник питания (ВИП) лампы бегущей волны (ЛБВ) — это многоканальный источник электропитания, состоящий из нескольких высоковольтных и высокопотенциальных источников питания, которые работают на единую нагрузку — ЛБВ.

Специфика ВИП для ЛБВ связана с особенностями ЛБВ, у которых замедляющая система конструктивно соединена с корпусом, а все питающие напряжения отсчитываются от катода. Катод относительно корпуса имеет отрицательный потенциал. Для мощных ЛБВ — это порядка 10 кВ и более. Требуемый потенциал катода относительно корпуса вырабатывается источником питания замедляющей системы.

К источнику питания замедляющей системы (катода) ЛБВ предъявляются наиболее жесткие требования. От его стабильной работы во многом зависят спектр и фаза выходного СВЧ сигнала. Так, например, изменение выходного напряжения замедляющей системы на 0,1% приводит к изменению фазы выходного СВЧ сигнала на 1°.

Построение высоковольтного источника питания замедляющей системы ЛБВ требует комплексного выполнения следующих требований:

- 1) выходное напряжение регулируемое в диапазоне  $9 \text{ кВ} \pm 1 \text{ кВ}$ ;
- 2) суммарная нестабильность выходного напряжения не более 0,5%;
- 3) пульсация постоянного выходного напряжения не более 0,05% [1];

4) устойчивая работа при изменении тока нагрузки от 0 до максимального значения, 70 мА;

5) возможность работы на непрерывную и импульсную нагрузку;

6) обеспечение работоспособности на импульсную нагрузку, длительностью фронта тока не менее 200 нс и частотой повторения импульсов тока не менее 100 кГц;

7) возможность работы на нелинейную нагрузку, имеющую на вольтамперной характеристике “падающий” участок, т. е. отрицательное входное сопротивление.

Из всего многообразия схем, обеспечивающих стабилизацию напряжения замедляющей системы ЛБВ, можно выделить следующие две [2]:

- ☞ с регулированием на стороне сети;
- ☞ с регулированием на стороне выпрямленного высокого напряжения.

Каждая из схем имеет ряд преимуществ и недостатков, указанных в табл. 1.

### Постановка задачи

Схема источника с регулированием на стороне сети (далее схема 1) применяется при построении источников питания ЛБВ с выходным напряжением до 10 кВ. Это достигается за счет наличия в этой схеме повышающего преобразователя на основе умножителя напряжения, инвертора и трансформатора, однако этот преобразователь обладает высокими инерционностью и динамическим выходным сопротивлением, в результате чего схема 1

Таблица 1

Вариант схемы	Недостатки	Преимущества
С регулированием на стороне сети (схема 1)	– наличие инерционных звеньев; – большое выходное сопротивление ( $\approx 5 \text{ кОм}$ ); – низкое быстродействие;	– широкий диапазон стабилизации выходного напряжения ( $\approx 8 \text{ кВ}$ )
С регулированием на стороне выпрямленного высокого напряжения (схема 2)	– необходимость использования высоковольтного регулирующего элемента; – узкий диапазон стабилизации выходного напряжения (в пределах допустимого напряжения на регулирующем элементе $\approx 1200 \text{ В}$ )	– высокое быстродействие; – низкое выходное сопротивление ( $\approx 500 \text{ Ом}$ )

не удовлетворяет указанным выше требованиям по устойчивости, возможности работы в импульсном режиме и на нелинейную нагрузку.

Источник с регулированием на стороне выпрямленного высокого напряжения (далее схема 2), блок-схема которого показана на рис. 1 тонкими линиями, обеспечивает выполнение всех указанных требований. Работает он следующим образом.

Напряжение сети поступает на инвертор 10, где преобразуется в прямоугольные импульсы частотой около 100 кГц, которые затем трансформируются и преобразуются выпрямителями 1 и 2 в постоянное высокое напряжение. Сигнал обратной связи с делителя напряжения 6 и опорное напряжение 8 сравниваются, результат сравнения усиливается усилителем 9 и поступает на регулирующий элемент 3. Регулятор размещается непосредственно в цепи тока замедляющей системы между положительным полюсом последовательно соединенных гальванически развязанных выпрямителей и корпусом. В качестве регулятора используется высоковольтный полевой транзистор или биполярный транзистор с изолированным затвором. Диод 5 служит для защиты регулятора при бесконечно большом его сопротивлении от перенапряжения. Напряжение на регуляторе не может превысить напряжения, вырабатываемого выпрямителем 2, так как в этом случае ток нагрузки (между катодом и корпусом) пойдет в обход регулятора через диод 5.

Падение напряжения на регуляторе отнимается от выходного напряжения цепи выпрямителей. Так

формируется выходное напряжение источника питания замедляющей системы по схеме 2.

Однако схема 2 обеспечивает выполнение требований, предъявляемых к ВИП только лишь в диапазоне выходных напряжений до 6 кВ. Это объясняется тем, что при увеличении диапазона регулирования напряжения на выходе источника напряжение на стоке (коллекторе) транзистора 3 выходит за границы линейного режима его работы. Это приводит к нарушению требований, предъявляемых к ВИП. Преодоление этого недостатка найдено в [3] за счет добавления в схему 2 контура стабилизации рабочей точки напряжения стока (коллектора) 3. Дополнительный контур стабилизации показан на рис. 1 утолщенными линиями.

В статье приводится сравнение результатов моделирования стабилизирующего источника питания замедляющей системы ЛБВ, выполненного по традиционной схеме построения, со схемой, показанной на рис. 1.

#### Задачи моделирования

1. Построить модель нагрузки источника питания, для имитации импульсного режима работы и работы на участке с отрицательным выходным сопротивлением.
2. Построить модели 2-х схем стабилизирующего источника питания замедляющей системы ЛБВ: выполненной по традиционной схеме построения и согласно блок-схеме, предложенной на рис. 1.
3. Исследовать их при разных режимах работы.
4. Доказать, что схема, показанная на рисунке 1, решает все поставленные задачи, а традиционная схема только частично.

Исследование источников питания ЗС проводилось при помощи построения их имитационных моделей в программе схемотехнического анализа *MicroCap 10* [4]. Модель исследуемых источников питания представлена на рис. 2. При положениях ключей К1–К5, согласно показанных на рисунке, модель работает по традиционной схеме построения. Обратным положениям ключей К1–К5 соответствует работа модели согласно блок-схеме, предложенной на рис. 1. В качестве модели нагрузки использовались источники тока  $I_1$  и  $G_1$ . У источника тока  $I_1$  необходимым образом (импульсный режим, непрерывный режим) изменялись выходные характеристики и рассматривалась реакция системы на эти изменения. Вольтамперная ха-

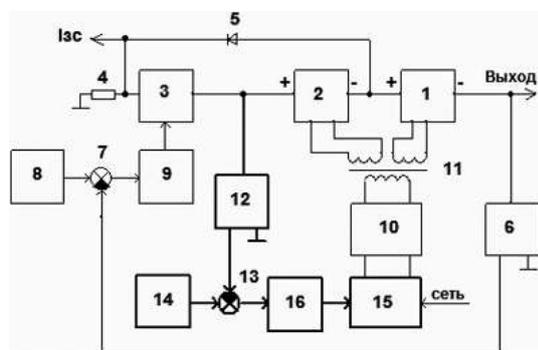


Рис. 1. Блок-схема стабилизирующего источника питания замедляющей системы ЛБВ: 1, 2 – выпрямители; 3 – регулятор; 4 – датчик тока; 5 – защитный диод; 6, 12 – делители напряжения; 7, 13 – сравнивающие устройства; 8, 14 – источники опорного напряжения; 9, 16 – усилители; 10 – инвертор; 11 – трансформатор гальванической развязки; 15 – усилитель мощности

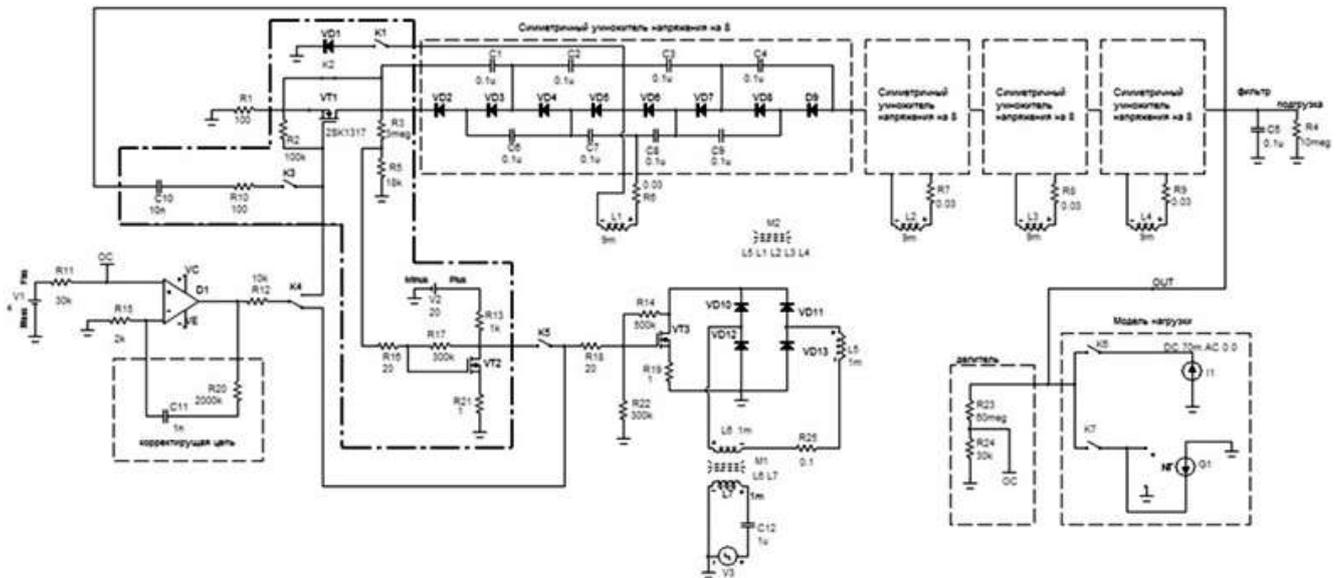


Рис. 2. Имитационная модель стабилизирующего источника питания замедляющей системы ЛБВ

характеристика источника тока G1 представлена на рис. 3. Она полностью соответствует ВАХ образца ЛБВ, имеющего наиболее низкое сопротивление на “падающем” участке, что соответствует 3,8 кОм.

Далее приводятся основные результаты моделирования стабилизирующего источника питания замедляющей системы ЛБВ, выполненного по традиционной схеме построения (на рис. 4–9 обозначены цифрой 1), и новой схемы показанной на рис. 1 (на рис. 4–9 обозначены цифрой 2).

На рис. 4, 5 приведены результаты моделирования переходного процесса выходного напряжения источника питания замедляющей системы ЛБВ. Величина перерегулирования для традиционной схемы составляет 287 В. Для новой схемы ВИП она в 17 раз меньше. Скорость нарастания выходного напряжения для схемы 1 составляет 1000 В/100 мкс, для новой схемы 20 В/100 мкс. Высокая скорость изменения выходного напряжения при включении источника питания может негативно сказаться как

на самом источнике питания (привести к пробое выходного фильтра и элементов умножителя напряжения) так и привести к пробоям межэлектродных промежутков внутри ЛБВ.

На рис. 6 приведены пульсации выходного напряжения с удвоенной несущей частотой преобразования при максимальной непрерывной нагрузке 70 мА. Величины пульсаций выходного напряжения обоих вариантов схем построения ВИП удовлетворяют поставленной задаче, но для предложенной схемы амплитуда пульсаций приблизительно в 7 раз меньше, чем для традиционной.

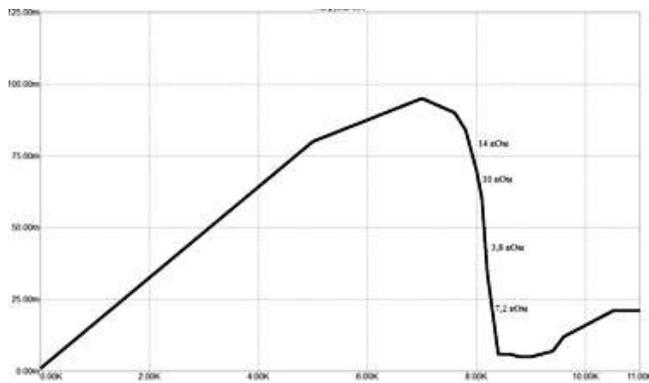


Рис. 3. ВАХ модели нагрузки, соответствующая образцу ЛБВ № 1: ось абсцисс – напряжение на нагрузке (кВ), ось ординат – ток нагрузки (мА)

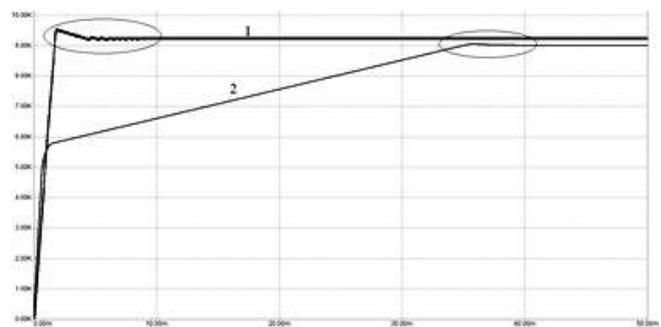


Рис. 4. Переходный процесс. Выход на заданную величину напряжения при отсутствии нагрузки: 1 – для традиционной схемы построения; 2 – для новой схемы построения. Ось абсцисс – время (мс), ось ординат – выходное напряжение источника питания ЗС (кВ)

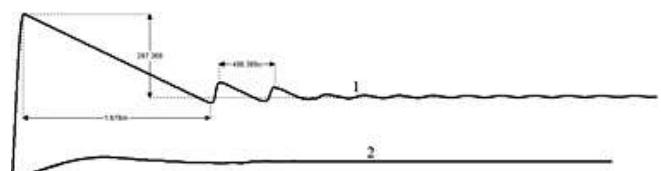
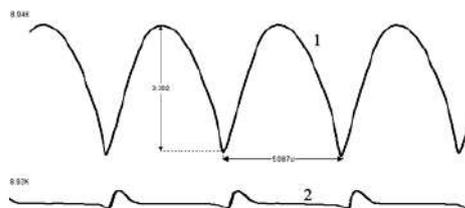
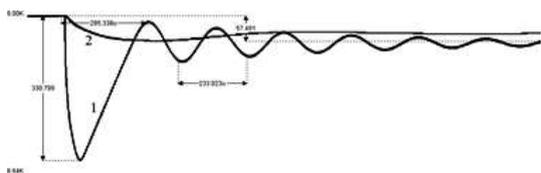


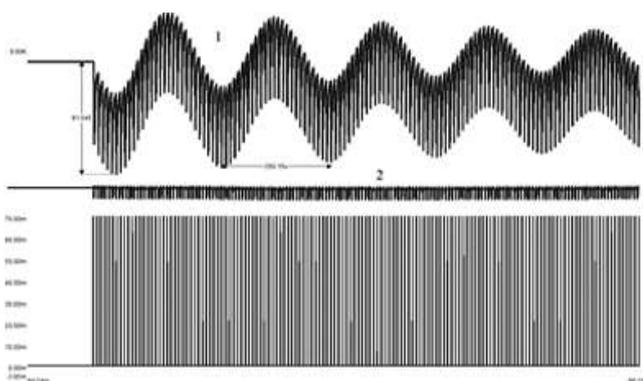
Рис. 5. Увеличенные фрагменты рис. 4



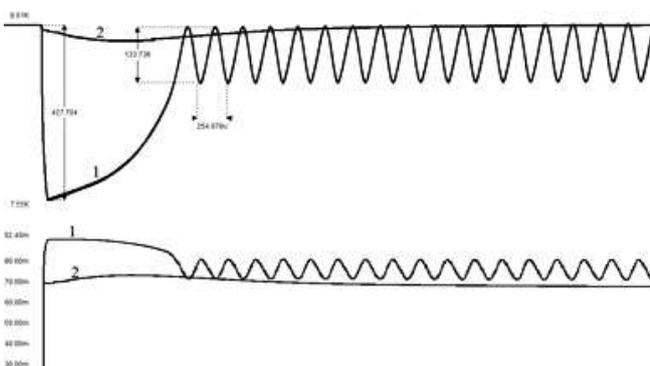
**Рис. 6.** Пульсации выходного напряжения с удвоенной несущей частотой преобразования при максимальной нагрузке 70 мА: 1 – для традиционной схемы построения; 2 – для новой схемы построения. Ось абсцисс – время (мс), ось ординат – выходное напряжение источника питания ЗС (кВ)



**Рис. 7.** Реакция системы регулирования на импульсную нагрузку с длительностью переднего фронта 200нс: 1 – для традиционной схемы построения; 2 – для новой схемы построения. Ось абсцисс – время (мс), ось ординат – выходное напряжение источника питания ЗС (кВ)



**Рис. 8.** Реакция системы регулирования на импульсную нагрузку амплитудой 70 мА и частотой 100 кГц: 1 – для традиционной схемы построения; 2 – для новой схемы построения. Внизу – ток нагрузки



**Рис. 9.** Реакция системы регулирования на нагрузку с отрицательным динамическим сопротивлением: 1 – для традиционной схемы построения; 2 – для новой схемы построения. Внизу – ток нагрузки

На рис. 7 показана реакция систем регулирования на импульсную нагрузку с длительностью переднего фронта 200нс. Из рисунка видно, что схема 1 не удовлетворяет поставленной задаче, суммарная нестабильность выходного напряжения составляет 3,6 %. Однако для предложенной схемы она составляет 0,4 %.

На рис. 8 показано изменение выходного напряжения при работе источников питания на импульсную нагрузку амплитудой 70 мА и частотой 100 кГц при одном из вариантов емкости выходного фильтра равной 1нФ. При работе традиционной схемы ВИП на импульсную нагрузку и малой величине емкости выходного фильтра на выходе источника питания возникают автоколебания амплитудой около 32 В и частотой  $\approx 4$  кГц. С увеличением емкости выходного фильтра уменьшается амплитуда и частота автоколебаний. При емкости фильтра около 50 нФ выходные характеристики традиционной схемы ВИП удовлетворяют поставленным задачам. Для предложенной схемы емкость фильтра может быть уменьшена в 50 раз, при этом решаются все поставленные задачи.

На рис. 9 показана работа источников питания на нагрузку с отрицательным динамическим сопротивлением, характеристика которой показана на рисунке 3. При традиционной схеме появляются автоколебания, имеющие вид нарастающей синусоиды с амплитудой около 135 В и частотой 4 кГц. Предложенная схема лишена этого недостатка, внутреннее сопротивление этого источника составляет 450 Ом.

### Выводы

В результате математического моделирования были получены две модели стабилизирующих источников питания ЗС ЛБВ:

- модель источника питания с регулированием на стороне сети;
- модель стабилизирующего источника питания в соответствии с новой предложенной схемой ВИП.

Построена модель нагрузки источника питания для имитации импульсного режима работы и работы на участке с отрицательным выходным сопротивлением.

Проанализирована работа созданных моделей источников питания при разных режимах работы.

Построены графики переходных процессов выходного напряжения.

В результате моделирования выявлено:

- в переходных режимах выходное напряжение в предложенной схеме имеет на порядок меньшую величину перерегулирования, чем у традиционной;
- в предложенной схеме при изменении нагрузки и работе на участке с отрицательным динамическим сопротивлением исключены автоколебательные режимы, имеющие место в традиционной схеме;

– для устойчивой работы традиционной схемы построения ВИП необходима дополнительная подгрузка, тогда как в предложенной схеме этого не требуется;

– для предложенной схемы стабилизации ВИП необходимая емкость выходного фильтра в 50 раз меньше, чем в традиционной схеме.

Проведенные исследования подтверждают целесообразность применения предлагаемой схемы в источнике питания замедляющей системы мощных ЛБВ.

#### Литература

1. ГОСТ Р 52907-2008 Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры. Термины и определения.

2. *Владимир Ланцов, Евгений Владимиров.* Мощные высоковольтные источники питания Часть 1 – “Силовая электроника” № 5, 2010 г.

3. Пат. RU № 2499353 С1 МПК H03F 3/58 / Источник питания замедляющей системы для

усилителей СВЧ на ЛБВ / Н. А. Калистратов, В. Л. Коган, Ю. К. Сорокин. Заявлено 13.04.2012; Дата публикации сведений о выдаче патента 20.11.2013, Бюл. № 32.

4. *Амелина М. А., Амелин С. А.* Учебное пособие. Программа схемотехнического моделирования MicroCap. Версии 9,10 /Амелина М. А., Амелин С. А. – Смоленск, Смоленский филиал НИУ МЭИ, 2012 г. – 617 с., ил.

**Калистратов Н. А.**, аспирант кафедры “Системотехника” ФГБОУ ВПО “Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю. А.”, Саратов, (Россия), тел.: +7 (929)-777-59-90, kalistratov08@rambler.ru;

**Митяшин Н. П.**, доктор технических наук, профессор, профессор кафедры “Системотехника” ФГБОУ ВПО “Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю. А.”, Саратов, (Россия), mityashinnp@mail.ru.

В. Г. Еременко, Д. О. Варламов, А. А. Лавриков

## МОДЕЛИРОВАНИЕ УСТРОЙСТВА БАЛАНСИРОВКИ НАПРЯЖЕНИЙ С КОММУТИРУЕМЫМ КОНДЕНСАТОРОМ НА КАЖДУЮ ПАРУ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО СОЕДИНЕННЫХ Li-Ion АККУМУЛЯТОРОВ В ПРОГРАММЕ PSpICE

V. G. Eremenko, D. O. Varlamov,  
A. A. Lavrikov

PSpice simulation of single-tiered voltage balancer with  
switched capacitor for each pair of series-connected  
Li-Ion batteries

В статье рассмотрена модель устройства балансировки напряжений, в котором на каждую пару Li-Ion аккумуляторов в батарее приходится один коммутируемый конденсатор. Приведен сравнительный анализ результатов моделирования различных конденсаторных устройств балансировки напряжений в программе PSpice.

Ключевые слова: устройство балансировки напряжений, коммутируемый конденсатор, моделирование в PSpice, аккумуляторная батарея.

The article describes a model of a single-tiered voltage balancer switched capacitor for Li-Ion battery devices. It also presents the results of comparative analysis of various capacitor voltage balancers simulation using PSpice.

Key words: balancer, switched capacitor, PSpice simulation, battery.

В конденсаторных устройствах балансировки передача энергии между аккумуляторами происходит через буферные емкости, которые выступают в качестве промежуточных звеньев. Передаваемая энергия сначала закачивается в буферную емкость из аккумулятора, отдающего заряд, а затем из буферной емкости поступает в аккумулятор принимающий заряд.

В конденсаторном устройстве балансировки аккумуляторной батареи [1], схема которого представлена на рис. 1 (в ней дополнительный блок отсутствует), состоящего из  $n$  аккумуляторов, требуется  $n - 1$  блоков “переноса заряда”, включающих в себя четыре коммутационных ключа и конденсатор. Поскольку аккумуляторы  $A_2 \dots A_{n-1}$  делят свой блок “переноса заряда” с двумя соседними аккумуляторами, то заряд может “путешествовать” от одного конца последовательной цепи батареи до другого.

Схема работает следующим образом: конденсатор каждого блока, с помощью коммутационных ключей постоянно переключается между двумя соседними аккумуляторами, доставляя, таким образом, заряд от более заряженного аккумулятора к менее заряженному, постепенно выравнивая на них заряд. Каждый такой блок нуждается в простом управлении коммутационными ключами.

Недостатком известной схемы (рис. 1 без дополнительного блока) является потребность в большом периоде времени для транспортировки заряда от сильно заряженного аккумулятора к слабо заряженному, в том случае, если они находятся с разных сторон в последовательной цепи аккумуляторов. В этом случае заряд “путешествует” через каждый аккумулятор с затратой времени и эффективно-

сти. Вторым недостатком является потребность в большом количестве ключей  $4(n - 1)$ , где  $n$  — число аккумуляторов в батарее. Однако, несмотря на недостатки, эта схема является достаточно компактной. Для каждой пары аккумуляторов, управляющий контур, коммутационные ключи и конденсатор могут быть объединены в отдельных модулях напротив аккумуляторов, заряды которых они выравнивают. При добавлении некоторого количества дополнительных аккумуляторов в последовательную цепь батареи, могут быть добавлены и блоки “переноса заряда”.

Авторами статьи было предложено усовершенствование вышеописанной схемы, заключающееся в том, что крайние аккумуляторы  $A_1$  и  $A_n$  в последовательной цепи соединяются между собой через блок переноса заряда (“Дополнительный блок” на рис. 1). Также ими было проведено сравнительное моделирование известных конденсаторных устройств балансировки напряжений в программе *OrCad PSpice*.

В процессе моделирования проверялась работа устройства балансировки при циклическом заряде и разряде (45 мин. заряд/45 мин. разряд) аккумуляторной батареи. Такой циклический режим работы возможен при функционировании аккумуляторной батареи в системе электроснабжения низкоорбитального спутника.

Системы электроснабжения с интеллектуальными алгоритмами, обеспечивающие повышение энергетических показателей, описаны в статье [2].

Схема модели описываемого устройства балансировки представлена на рис. 2. и для удобства ее описания, она разделена на 8 участков.

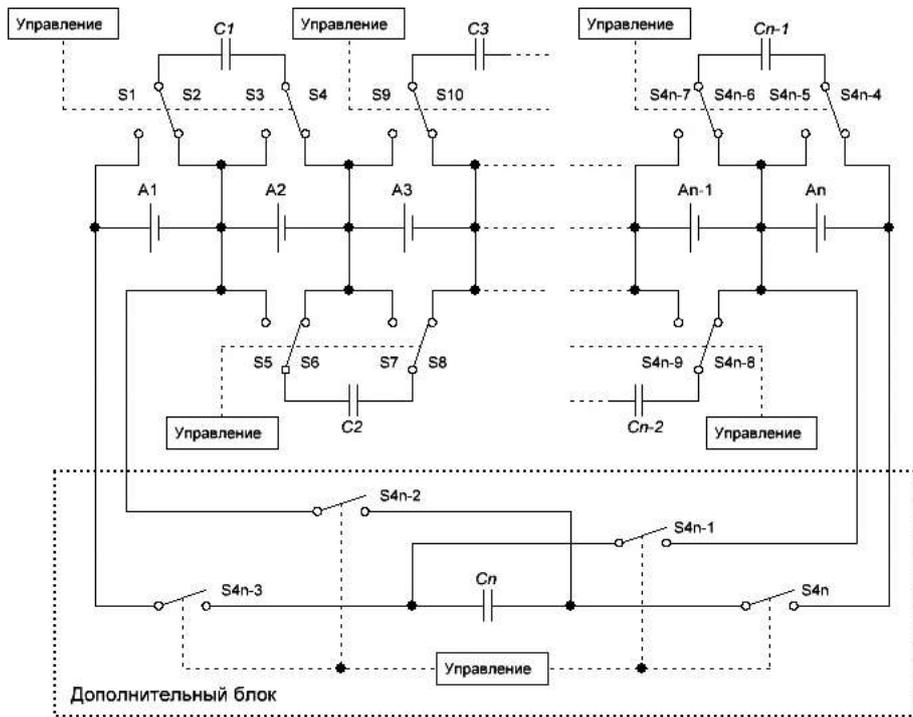


Рис. 1. Схема устройства балансировки заряда с одним конденсатором на каждую пару аккумуляторов

На участке I располагается батарея, состоящая из четырех последовательно соединенных аккумуляторов (их модели располагаются между узлами схемы (1,2), (2,3), (3,4), (4,0)). Каждая модель аккумулятора включает в себя: источник напряжений  $V_{bi}$  (которым задается напряжение полного разряда), конденсатор  $C_i$  (которым задается емкость аккумулятора), сопротивление  $R_{hi}$  (которым задается внутреннее сопротивление аккумулятора (в модели оно принимается постоянным)) и  $R_{di}$  (которым задается ток саморазряда за 2 месяца), где  $i$  – номер аккумулятора в батарее. В модели также производится задание начального напряжения на конденсаторе  $U_{Ci}$ .

В модели были заданы, параметры соответствующие аккумулятору VES180 фирмы SAFT [3]:

- Напряжение полного разряда:  $V_{bi} = 3,1$  [В];
- Напряжение полного заряда:  $V_{bi} + U_{Ci} = 4,1$  [В];
- Внутреннее сопротивление  $R_{hi} = 3,7$  [МОм];
- Емкость:  $50$  [А · ч];
- Ток саморазряда за 2 месяца при  $t = 20$  °С:  
 $I_{\text{саморазр}} = 0,75$  [мА].

Значение заряда батареи определяется как:  
 $q = I \cdot t = 50$  [А · ч] =  $50$  [А · с] ·  $3600 = 1,8 \cdot 10^5$  [Кл];

Емкость модели аккумулятора рассчитывается как:

$$C_i = \frac{q}{U_{Cni}} = 1,8 \cdot 10^5 \text{ [Ф]}.$$

Следует отметить, что из-за особенностей совместного моделирования аккумуляторной батареи и устройства балансировки имеется необходимость

пересчета емкости аккумуляторов в масштабе  $1 : 3600$  ( $1\text{с} \rightarrow 1\text{ч}$ ) [4]:

$$C_{mi} = C_i \cdot \text{масштаб} = 50 \text{ [Ф]}.$$

Значение сопротивления саморазряда ( $R_{di}$ ) за два месяца при  $t = 20$  °С:

$$R_{di} = \frac{U_{\text{зарп}}}{I_{\text{саморазр}}} = 5467 \text{ [Ом]}.$$

Для аккумуляторов был задан разброс по степени заряда: 1-й аккумулятор – 55%, 2-й – 65%, 3-й – 75%, 4-й – 85%. Такая ситуация (когда аккумуляторы с наибольшим разбросом степеней заряда находятся с разных сторон в последовательной цепи аккумуляторов) была выбрана специально, так как является наихудшим случаем (время балансировки будет максимально) для схемы балансировки без дополнительного блока.

В используемой модели аккумулятора, зависимость напряжения от емкости является линейной (3,1 [В] – 0% заряда, 4,1 [В] – 100% заряда). Следовательно, изменение напряжения аккумулятора  $\Delta U$  на 10 мВ соответствует изменению его емкости на 1%. Таким образом, например, напряжение аккумулятора, заряженного на 70% будет 3,8 [В].

На участке II располагается источник питания  $V_{\text{sour}}$  (20 В) с внутренним сопротивлением  $R_{\text{int}}$ , который подключается к батарее ключом  $S_{\text{sour}}$ . Сопротивление нагрузки  $R_{\text{load}}$ , на которую разряжается батарея, подключается ключом  $S_{\text{load}}$ .

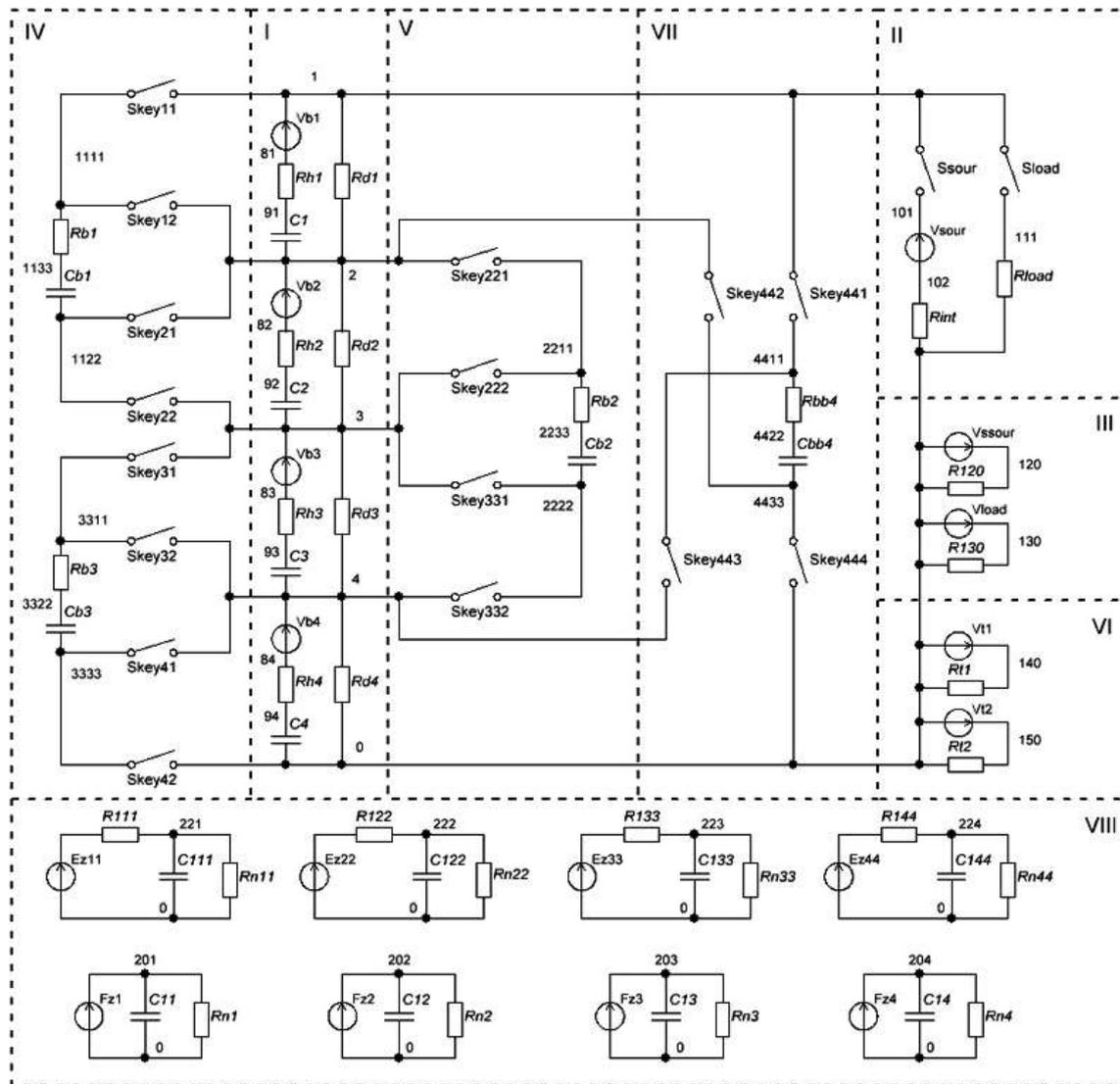


Рис. 2. Схема P-Spice модели устройства балансировки заряда с одним конденсатором на каждую пару аккумуляторов

На участке III располагаются управляющие источники напряжения:  $V_{ssour}$  управляет ключом  $S_{sour}$ , а  $V_{load}$  – ключом  $S_{load}$ .

На участке IV располагаются два блока устройства балансировки, которые переключают свои конденсаторы ( $C_{b1}$  и  $C_{b3}$ ) между первым и вторым аккумулятором ( $C_{b1}$  между узлами схемы (1,2) и (2,3)), а также третьим и четвертым аккумулятором ( $C_{b3}$  между узлами схемы (3,4) и (4,0)).

На участке V располагается блок устройства балансировки, который переключает свой конденсатор ( $C_{b2}$ ) между вторым и третьим аккумулятором (между узлами схемы (2,3) и (3,4)).

На участке VI располагаются источники напряжения  $V_{t1}$  и  $V_{t2}$ , которые управляют ключами устройства балансировки на участках IV и V.  $V_{t1}$  управляет ключами  $S_{key1}$ ,  $S_{key21}$ ,  $S_{key221}$ ,  $S_{key331}$ ,  $S_{key31}$ ,  $S_{key41}$ , а  $V_{t2}$  управляет ключами  $S_{key12}$ ,  $S_{key22}$ ,  $S_{key222}$ ,  $S_{key332}$ ,  $S_{key32}$ ,  $S_{key42}$ .

На участке VII находится дополнительный блок устройства балансировки, который коммутирует конденсатор между первым и четвертым аккумулятором ( $C_{bb4}$  между узлами схемы (1,2) и (4,0)). Коммутация конденсатора  $C_{bb4}$  производится с помощью ключей  $S_{key441}$  и  $S_{key442}$ , управляемых  $V_{t2}$  (см. участок VI), а также с помощью ключей  $S_{key443}$  и  $S_{key444}$ , управляемых  $V_{t1}$  (см. участок VI).

На участке VIII находятся  $RC$ -фильтры, необходимые для сглаживания возникающих пульсаций напряжений и токов. Это достигается следующим образом: Напряжения и токи аккумуляторов через управляемые источники напряжения  $E_{z11}$ – $E_{z44}$  и управляемые источники токов  $F_{z1}$ – $F_{z4}$  подаются на соответствующие  $RC$ -фильтры, следовательно, на резисторах  $R_{n11}$ – $R_{n44}$  будет падать среднее значение напряжений аккумуляторов, а через резисторы  $R_{n1}$ – $R_{n4}$  будут протекать средние значения их токов.

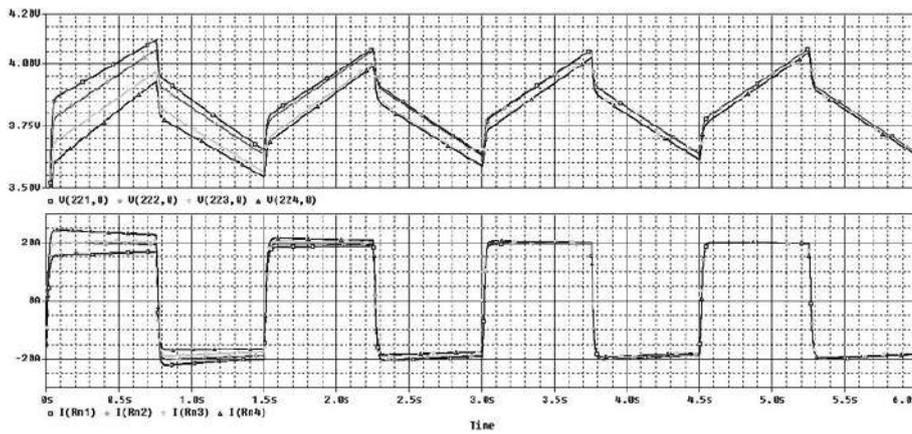


Рис. 3. Результаты моделирования усовершенствованной схемы устройства балансировки заряда с одним конденсатором на каждую пару аккумуляторов в программе PSpice

Результаты моделирования схемы с дополнительным блоком балансировки представлены на рис. 3.

По причине пересчета емкости конденсатора в моделях аккумуляторов, масштаб полученной характеристики составляет 1 : 3600 (1с → 1ч).

Напряжения на осциллограмме  $V(221, 0)$ ,  $V(222, 0)$ ,  $V(223, 0)$  и  $V(224, 0)$  получаются путем пропускания напряжений аккумуляторов располагающихся между узлами (1,2), (2,3), (3,4) и (4,0) схемы рис. 2 через RC-фильтры. Токи  $I(Rn1)$ ,  $I(Rn2)$ ,  $I(Rn3)$  и  $I(Rn4)$  получаются аналогичным способом.

На нижней осциллограмме приведены токи аккумуляторов. Видно, что аккумуляторы с меньшим напряжением под воздействием устройства балансировки заряжаются большим током, а разряжаются меньшим током. Аккумуляторы с большим напряжением – наоборот – заряжаются меньшим током, а разряжаются большим током. Таким образом, напряжение на аккумуляторах со временем выравниваются, а разница в величине их зарядных/разрядных токов уменьшается.

Моделирование устройства балансировки без дополнительного блока переноса заряда производилось при удалении этого блока на участке VII (рис. 2).

Сравнение результатов моделирования схемы балансировки с дополнительным блоком и без него, а также схемы балансировки с одним конденсатором на всю батарею [5], представлены в табл. 1 и на рис. 4

Как видно из таб.1, за 6 часов разброс напряжений  $\Delta U$  (который определяется разностью напряжений аккумуляторов с наибольшим и наименьшим напряжением), для усовершенствованной схемы устройства балансировки сокращается в 30 раз. Две другие схемы балансировки, за указанное время, сократят разброс напряжений  $\Delta U$ , соответственно, только в 3 и 2,4 раза.

Из графика на рис. 4 видно, что разброс напряжений  $\Delta U$  для схемы устройства балансировки с коммутируемым конденсатором на каждую пару аккумуляторов с дополнительным блоком переноса заряда сокращается до 0,1 В за 1,8 часа. Для других устройств балансировки это значение будет достигнуто не менее чем за 6 часов.

**Выводы**

Как показывают результаты моделирования, дополнительный блок переноса заряда в схеме

Таблица 1

Моделируемый период времени, ч		0	1	2	3	4	5	6
Разброс напряжений $U = U_{max} - U_{min}$ , В	Усовершенствованная схема устройства балансировки	0,3	0,16	0,09	0,05	0,03	0,02	0,01
	Известная схема устройства балансировки	0,3	0,26	0,22	0,19	0,165	0,14	0,125
	Схема балансировки с одним конденсатором на батарею	0,3	0,245	0,205	0,17	0,135	0,115	0,1

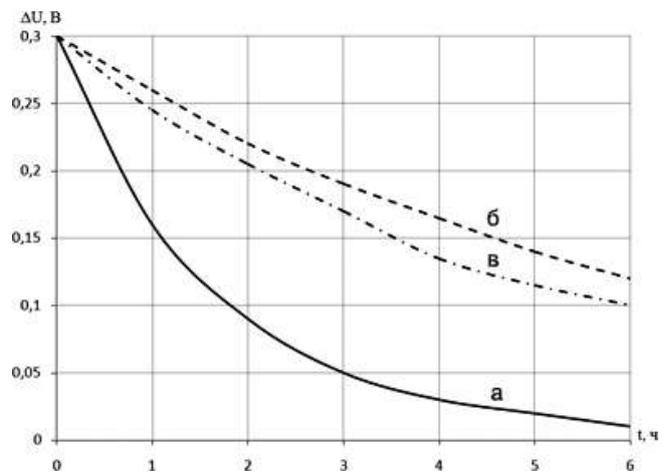


Рис. 4. Сравнение результатов моделирования схемы балансировки с конденсатором на каждую пару аккумуляторов ((а) - с дополнительным блоком, (б) - без дополнительного блока), а также схемы балансировки с одним конденсатором на батарею (в)

устройства балансировки с коммутируемым конденсатором на каждую пару аккумуляторов позволяет более чем в 3 раза сократить время балансировки заряда между аккумуляторами в батарее.

К недостатку использования дополнительного блока переноса заряда в схеме устройства балансировки с коммутируемым конденсатором на каждую пару аккумуляторов, можно отнести то, что число используемых силовых ключей увеличивается с  $4(n-1)$  до  $4 \cdot n$  ( $n$  – число аккумуляторов в батарее).

#### Литература

1. *Смотров Е. А., Акшинцев Д. И., Субботин В. В., Сусленко А. Ю.* Системы балансировки аккумуляторных батарей. – Журнал “Электротехнические и компьютерные системы”, № 11, 2013, С. 38–48.
2. *Чернов А. Е., Акимов А. В.* Качество и надежность электротехнических комплексов автономных объектов. – Журнал “Известия МГТУ “МАМИ””, № 1(13), 2012 г.
3. Rechargeable lithium battery VES 180; Saft Specialty Battery Group, product information Doc. No 33019-2-0608.
4. *Варламов Д. О., Еременко В. Г.* Метод моделирования длительных процессов в аккумуляторной батарее. – Материалы XIII международной конференции аспирантов и студентов, МЭИ, 2008 г.
5. *Варламов Д. О., Еременко В. Г.* Устройство балансировки напряжений с коммутируемым конденсатором и его моделирование в программе PSpice. – Журнал “Практическая силовая электроника”, № 2, 2013, С. 49–51.

**Еременко Владимир Григорьевич**, д. т. н., профессор кафедры ЭКАО (Электротехнические комплексы автономных объектов) МЭИ (Московский Энергетический Институт), тел.: +7(499) 362-71-00, e-mail: eremenko1937@yandex.ru;

**Варламов Дмитрий Олегович**, старший преподаватель кафедры Автотракторное электрооборудование МГМУ “МАМИ” (Московский Государственный Машиностроительный Университет “Московский автомеханический институт”), тел.: +7(499) 163-51-56, e-mail: varlamovd@mail.ru;

**Лавриков Алексей Александрович**, к. т. н., старший преподаватель кафедры Автотракторное электрооборудование МГМУ “МАМИ” (Московский Государственный Машиностроительный Университет “Московский автомеханический институт”), тел.: +7(495)353-35-02, e-mail: lavrikov@mail.ru.

С. Б. Резников, В. В. Бочаров, А. В. Лавринович, И. А. Харченко

# УНИФИЦИРОВАННО-МОДУЛЬНЫЙ СИНТЕЗ СИЛОВЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ АВИАЦИОННО-КОСМИЧЕСКИХ КОМБИНИРОВАННЫХ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ПЕРЕМЕННО-ПОСТОЯННОГО ТОКА

## Часть 2. Унифицированные базовые модули обратимых выпрямительно-инверторных преобразователей с корректором коэффициента мощности и накопительно-демодулирующими реакторами

(Продолжение. Начало в № 4(56)/2014)

S. B. Reznikov, V. V. Bocharov,  
A. V. Lavrinovich, I. A. Kharchenko

Unified-modular synthesis of power ICs for multifunctional SMPCs for aerospace combined AC-DC electrical power systems  
Part 2. Unified basic modules of reversible rectifying and inverting converters with power factor correction with storage and demodulating reactors

Унифицировано – модульный синтез статических преобразователей, в частности – вторичных источников питания, регуляторов, стабилизаторов и др. является наиболее перспективной технологией в области практической силовой электроники транспортных средств. Особую роль он играет в авиационно-космических бортовых системах электроснабжения (СЭС) с повышенными требованиями к надежности, взаиморезервированию (живучести), контроле- и ремонтпригодности (с учетом вынужденных простоев транспорта), массо-габаритным и энергетическим показателям, качеству электроэнергии и ЭМС, элементной и схемотехнической преемственности и возможности гибкого варьирования установленной мощности (модульно-масштабируемая архитектура).

Цикл статей предназначен для разработчиков комбинированных автономных систем электроснабжения постоянно-переменного тока “полностью электрифицированных самолетов”, а также представляется интересным для широкого круга специалистов в области транспортной силовой электроники.

**Ключевые слова:** управляемый выпрямитель, корректор коэффициента мощности, обратимый преобразователь, многофункциональный преобразователь, накопительно-демодулирующий реактор, понижающий преобразователь, повышающий преобразователь, понижающе-повышающий преобразователь.

Unified-modular synthesis of static converters, particularly secondary power supplies regulators, stabilizers, etc. is the most promising technology in the field of transportation vehicles power electronics. It plays special part in aerospace onboard power supply systems with high requirements for reliability, survivability, control, and serviceability (taking into account transport downtime), weight, dimensions and energy performances, power quality and EMC, components and circuit continuity as well as flexibility of varying the installed capacity (modular, scalable architecture).

This series of articles is intended for developers of AC-DC off-line power supply systems for “All Electric Aircraft” and appeals to a wide range of experts in the field of transportation power electronics.

**Key words:** controlled rectifier, power factor corrector, reversible converter, multifunctional converter, storage and demodulate inductor, buck converter, boost converter, buck-boost converter.

Краткий перечень критериев-рекомендаций к проектированию модулей из [1]:

- 1) обратимость (двунаправленность) преобразования потока энергии;
- 2) наличие общего (желательно заземленного) входного-выходного вывода;

- 3) ограничение перенапряжений при перекоммутации тока реактора в цепь обмотки трансформатора;
- 4) исключение электролитических фильтровых конденсаторов с возможной заменой на демодулирующие или накопительные реакторы (трансакторы);

5) отсутствие цепей для возможных “верхтоков” через двухтранзисторные стойки и нерассеивающее демпфирование высокочастотных диодно-инверсных “сверхтоков”;

6) повышение до допустимого максимума противонапряжения энергопоглощающего элемента (обычно – снабберного конденсатора) для ускорения спада тока паразитной индуктивности рассеяния обмотки;

7) наличие закорачивающего транзистора на вторичной стороне обратного трансреактора с шунтированием во время рекуперативного сброса энергии индуктивности рассеяния;

8) использование дуального регулирования длительности импульсов ( $\gamma_{и}$ ) и пауз ( $\gamma_{п}$ ) для повышения устойчивости широтно-импульсных модуляторов (ШИМ) с непрерывным потокосцеплением реакторов (трансреакторов);

9) использование однонаправленного (по потокосцеплению) реактора (трансреактора) для обоих направлений преобразования энергии;

10) применение раздельно-модульных трансформаторов и трансреакторов (высоковольтных и низковольтных) с сердечниками из ленточного аморфного железа (при  $f < 5-10$  кГц) или феррита (при  $f > 10$  кГц), предпочтительно с единичным коэффициентом трансформации, позволяющим максимально повысить коэффициент связи, применив двухленточную (плоскошинную) обмотку.

**Выбор силовой схемы нереверсивного обратимого выпрямительно-инверторного преобразователя (ОВИП) для его унифицированно-базового модуля**

На рис. 1 приведены варианты силовых схем нереверсивных (однополярных) ОВИП с корректорами коэффициента мощности (ККМ), с импульсным делителем постоянного напряжения (ИДН) и с промежуточным трансреакторным накопителем/демодулятором (Т–L<sub>н/д</sub>) [2–6]:

а) на базе однофазного фрагмента Виенна-выпрямителя (В–В) с импульсным делителем напряжения (ИДН), совмещенным с обратногоходным конвертером тока (О/Х КТ).

б, в) с четырех- и шестиключевыми мостовыми коммутаторами (МК1,2):

б) с прерывистыми входными и выходными токами (без снабберных конденсаторов) и

в) с непрерывными входными токами в выпрямительном и инверторном режимах (со снабберными конденсаторами C<sub>сн</sub>).

Первая схема (рис. 1а) работает следующим образом. В выпрямительном режиме двухпозиционный переключатель (П) находится в положении, показанном на рис. 1а. При этом с помощью широтно-импульсной модуляции управления электронным ключом переменного тока (ЭК~) Виенна-выпрямителя (В–В) с мостовым коммутатором (МК), представляющего собой двухполу-

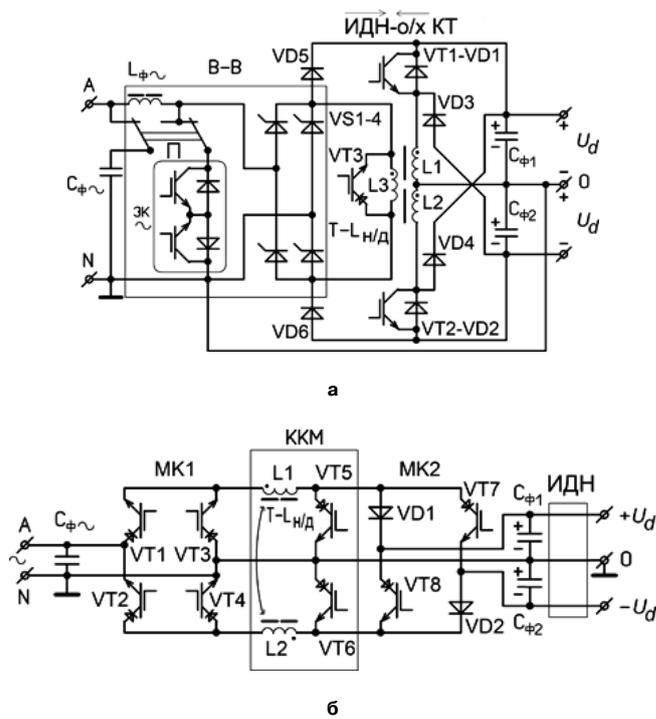


Рис. 1

периодный выпрямитель с удвоением амплитуды фазного напряжения, производится регулирование мгновенного (среднеимпульсного) значения входного тока с отрицательной обратной связью по эталонному синусоидальному сигналу, синфазному с питающим фазным напряжением (для приближения коэффициента потребляемой мощности к 1). Одновременно с этим производится регулирование (стабилизация) суммарного выпрямленного напряжения ( $\pm U_d$ ) на крайних выводах двухконденсаторной фильтровой стойки (C<sub>ф1,2</sub>). С помощью импульсного делителя напряжений (ИДН) на базе двух транзисторно-диодных ключей (VT1–VD1 и VT2–VD2), трансреакторного накопителя/демодулятора (Т–L<sub>н/д</sub>) и двух возвратных диодов (VD3,4) производится активное перераспределение в заданном соотношении слагающих общего выпрямленного напряжения ( $\pm U_d$ ), измеренных относительно среднего заземленного вывода (0), в частности – симметрирование напряжений  $|+U_d|$  и  $|-U_d|$  при любом соотношении нагрузок. В случае малейшего небаланса напряжений на конденсаторах C<sub>ф1</sub> и C<sub>ф2</sub> производится модуляция ключа, подключенного к конденсатору с большим напряжением. При этом ИДН работает как обратимый полярно-инвертирующий конвертор [1].

Следует обратить внимание на два существенных достоинства предложенной схемы ИДН:

1) в схеме отсутствуют цепи для “сквозных сверхтоков”;

2) при любой величине электромагнитной энергии, накопленной в трансреакторе, можно безынерционно переключать направление преоб-

разования энергии без реверса полного потокосцепления трансреактора (высокое быстродействие регулирования).

В инверторном (рекуперативном) режиме переключатель (П) переводится в противоположное положение, отключая электронный ключ (ЭК~) и переключая фильтровый конденсатор ( $C_{ф-}$ ) со входа схемы на выводы переменного тока мостового коммутатора (МК). При этом ИДН переводится в режим обратногоходового конвертера тока (О/Х КТ) с обратным направлением преобразования потока электроэнергии (и в этом случае – безынерционно). В этом режиме транзисторы VT1 и VT2 периодически с периодом  $T_{шим}$  включаются поочередно на регулируемое время импульса  $\Delta t_{и} = \gamma_{и} T_{шим}$ . Однако, между переключениями управления с одного транзистора на другой вводятся регулируемые паузы с длительностью  $\Delta t_{п} = \gamma_{п} T_{шим}$ , в течение которых вспомогательная обмотка (L3) трансреактора ( $T-L_{н/д}$ ) закорачивается шунтирующим третьим транзистором (VT3) для сохранения его полного потокосцепления (и энергии). При этом энергия индуктивностей рассеяния ( $L_{с1,2}$ ) секций L1 и L2 основной обмотки трансреактора рекуперирована обратно в фильтровые конденсаторы ( $C_{ф1,2}$ ) через обратные диоды (VD3,4). По окончании очередной паузы транзистор VT3 также выключается, и за оставшееся от периода  $T_{шим}$  время:

$$T_{шим} - \Delta t_{п} - \Delta t_{и} = (1 - \gamma_{п} - \gamma_{и}) T_{шим}$$

доза энергии трансреактора передается входному фильтровому конденсатору ( $C_{ф-}$ ) и в питающую сеть через пару диагонально расположенных включенных управляемых вентилях (VS1, VS4 или VS2, VS3) мостового коммутатора (МК), минуя (через переключатель П) цепь входного фильтрового дросселя ( $L_{ф-}$ ).

Попутно заметим, что использование указанной паузы с закорачиванием вспомогательной обмотки (L3), во-первых, исключает “отсос” части энергии трансреактора обратно в емкостную стойку  $C_{ф1,2}$ , т. е. снижает величину внутренней реактивной мощности и повышает КПД преобразователя, и, во-вторых, повышает статическую устойчивость замкнутой системы регулирования за счет “дуального” управления по двум параметрам:  $\gamma_{и}$  и  $\gamma_{п}$ .

С учетом приведенных вначале предостерегающих критериев-рекомендаций следует обратить особое внимание на провокационный характер кажущегося простым способа обеспечения гальванической развязки входа и выхода путем включения выпрямительных диодов VD5 и VD6 и использования так называемого “прямоходового” преобразования энергии через трансреактор ( $T-L_{н}$ ) с последующим выпрямлением через диоды VD1 и VD2. При такой “модернизации” даже при высоком значении коэффициента связи между основной и вспомогательной обмотками  $T-L_{н}$ , близком к 1,

придется существенно усложнять схему путем введения снабберных конденсаторов и нерассеивающих демпферных цепей для плавного переключения тока  $L_{ф-}$  из цепи выключающегося ЭК~ в цепь МК и L3 с индуктивностью рассеяния  $L_{с3}$  [1].

В этой связи, не имея преимуществ – гальванической развязки, данная схема проигрывает второй схеме (рис. 1б) из-за наличия электромеханического сдвоенного переключателя (П). При этом проигрываем в числе электронных ключей (9 против 8) мы пренебрегаем, так как вместо двухтранзисторного ЭК~ можно было бы применить однотранзисторный электронный ключ переменного тока на базе диодного моста с шунтирующим выходным транзистором.

Вторая схема нереверсивного ОВИП (рис. 1б) содержит входной четырехключевой мостовой коммутатор (МК1), выходной шестиключевой мостовой коммутатор (МК2) с двумя несмежными диодными плечами (VD1,VD2), двухдроссельный накопительно-демодулирующий трансреактор ( $T-L_{н}$  с дросселями L1 и L2), входной фильтровый конденсатор ( $C_{ф-}$ ) и выходную двухконденсаторную фильтровую стойку ( $C_{ф1,2}$ ). Как и первая схема, она имеет общий заземленный вывод входа и выхода (N=0), позволяющий использовать ее и в трехфазном варианте, а также повышающий электробезопасность обслуживания.

По существу этот вариант является частным случаем третьего, варианта, который рассмотрим подробнее.

Третий вариант силовой схемы модуля ОВИП (рис. 1в) также содержит: фазный входной вывод A1, разнополярные выходные выводы  $\pm U_d$  и общий для входа и выхода заземленный нейтрально-нулевой вывод (N=0), накопительно-демодулирующий трансреактор  $T-L_{н/д}$  с двумя балластными дросселями L1,2 и общим магнитопроводом, двухконденсаторную фильтровую стойку  $C_{ф1,2}$  с заземленным средним выводом, два выпрямительно-инверторных моста В-ИМ1,2 с диодно-транзисторными стойками (VT1-4–VD1-4 и VT5-8–VD5-8) и снабберными конденсаторами ( $C_{сн}$ ) в каждом и двухтранзисторную заземляющую стойку VT9,10 с обратными-блокирующими диодами в коллекторных цепях транзисторов.

На каждом полупериоде фазного напряжения  $U_A$  как при прямом, так и при обратном преобразовании необходимо выделять три чередующихся режима работы в зависимости от соотношения между абсолютными величинами мгновенных значений входного и выходного напряжений:

- 1) режим “повышения” напряжения;
- 2) режим “понижения” напряжения и
- 3) “повышающее-понижающий” режим.

В каждом из указанных режимов могут существовать три временных интервала: нарастания импульса тока (потокосцепления) дросселя ( $\Delta t_{и}$ ),

паузы с приближенным сохранением тока (потокосцепления) ( $\Delta t_{\Pi}$ ) и дозирования энергии с частичным спаданием тока (потокосцепления) ( $\Delta t_{\text{ДОЗЫ}}$ ). При этом предпочтительными по КПД являются режимы с непрерывными токами дросселей (точнее – с непрерывным суммарным потокосцеплением трансреактора).

В связи с наличием горизонтально-осевой симметрии расположения элементов силовой схемы (верхней и нижней ее частей) представляется достаточным рассмотреть только этапа “положительного” полупериода напряжения  $U_A$ .

Все возможные режимы работы и токовые цепи для “положительного” полупериода сведены в табл.1. Там же указаны условия непрерывности токов дросселей в пределах рассматриваемых полупериодов, т. е. “регулируемые” характеристики прямого и обратного преобразований:

$$+U_d = |U_A| \cdot f_{\text{пер}}(\gamma_{\text{и}}, \gamma_{\text{д}}) \text{ и } |U_A| = +U_d \cdot \varphi_{\text{пер}}(\gamma_{\text{и}}, \gamma_{\text{д}}),$$

где  $\gamma_{\text{и}} = \Delta t_{\text{и}}/T_{\text{ШИМ}}$  – коэффициент заполнения импульса с длительностью  $\Delta t_{\text{и}}$ ;

$T_{\text{ШИМ}}$  – период широтно-импульсной модуляции;

$\gamma_{\text{д}}$  – относительная длительность передачи выходной дозы энергии дросселя;

$\gamma_{\Pi} = \Delta t_{\Pi}/T_{\text{ШИМ}}$  – относительная длительность паузы.

В качестве наглядных примеров рассмотрим наиболее универсальные (повышающее-понижающие) режимы с этапами “накопления, сохранения и дозирования энергии”, обозначенные в табл.1 под номером 3 для процесса прямого преобразования энергии (выпрямления) и под номером 6 для процесса обратного преобразования (инвертирования). Токовые цепи для указанных процессов показаны в табл.1.

**Режим 3.** При очередном синхронном включении транзисторов VT1 и VT9 потокосцепление дросселя L1 нарастает вместе с током в цепи: A1–VT1–L1–VT9–0(N1) на интервале  $\gamma_{\text{и}}T_{\text{ШИМ}} = \Delta t_{\text{и}}$ . Затем ключ VT1 выключается, а ключ VT3 включается, и потокосцепление приблизительно сохраняется вместе с током в замкнутой накоротко цепи: L1–VT9–0(N1)–VT3–L1 за счет ЭДС самоиндукции дросселя L1 на интервале паузы  $(1 - \gamma_{\text{д}} - \gamma_{\text{и}})T_{\text{ШИМ}}$  (при малом активном сопротивлении обмотки дросселя). Затем ключ VT9 выключается, а ключ VT5 включается, после чего потокосцепление дросселя L1 частично снижается вместе с током по цепи: L1–VT5–Сф1–0(N1)–

Таблица 1

Полупериоды напряжений источника	Режимы работы		Токовые цепи	Цепи нарастания тока дросселя на интервале $\gamma_{\text{и}}T_{\text{ШИМ}} = \Delta t_{\text{и}}$	Цепи приблизительного сохранения тока дросселя на интервале паузы $(1 - \gamma_{\text{д}} - \gamma_{\text{и}})T_{\text{ШИМ}}$	Цепи частичного спада тока дросселя на интервале дозы $\gamma_{\text{д}}T_{\text{ШИМ}} = \Delta t_{\text{ДОЗЫ}}$	Условия непрерывности токов дросселей (регулируемые х-ки)	
	Режимы работы		Токовые цепи	Цепи нарастания тока дросселя на интервале $\gamma_{\text{и}}T_{\text{ШИМ}} = \Delta t_{\text{и}}$	Цепи приблизительного сохранения тока дросселя на интервале паузы $(1 - \gamma_{\text{д}} - \gamma_{\text{и}})T_{\text{ШИМ}}$	Цепи частичного спада тока дросселя на интервале дозы $\gamma_{\text{д}}T_{\text{ШИМ}} = \Delta t_{\text{ДОЗЫ}}$	Условия непрерывности токов дросселей (регулируемые х-ки)	
Положительный полупериод	Прямое преобразование энергии	1	Повышение напряжения	A1–VT1–L1–VT9–0(N1)		L1–VT5–C <sub>ф1</sub> –0(N1)–VT1–L1	$U_+ = \frac{1}{1-\gamma_{\text{и}}} \cdot U_A$	
		2	Понижение напряжения	A1–VT1–L1–VT5–C <sub>ф1</sub> –0(N1)		L2–VT5–C <sub>ф1</sub> –0(N1)–VT2–L1	$U_+ = \gamma_{\text{и}} \cdot U_A$	
		3. Повышающе-понижающий режим. Этапы	Накопление энергии	A1–VT1–L1–VT9–0(N1)				$U_+ = \frac{\gamma_{\text{и}}}{\gamma_{\text{д}}} \cdot U_A$
			Сохранение энергии		L1–VT9–0(N1)–VT2–L1			
			Дозирование энергии			L1–VT5–C <sub>ф1</sub> –0(N1)–VT3–L1		
	Обратное преобразование (регенерация) энергии	4	Повышение напряжения	C <sub>ф1</sub> (U <sub>+</sub> )–VT6–L2–VT4–0		L2–VT2–A1(C <sub>ф1</sub> )–N1–0(C <sub>ф1</sub> )–VT6–L2	$U_A = \frac{1}{1-\gamma_{\text{и}}} \cdot U_+$	
		5	Понижение напряжения	C <sub>ф1</sub> (U <sub>+</sub> )–VT6–L2–VT2–0(N1)		L2–VT2–A1(C <sub>ф-</sub> )–N1–0–VT10–L2	$U_A = \gamma_{\text{и}} \cdot U_+$	
		3. Повышающе-понижающий режим. Этапы	Накопление энергии	C <sub>ф1</sub> (U <sub>+</sub> )–VT6–L2–VT4–0(N1)				$U_A = \frac{\gamma_{\text{и}}}{\gamma_{\text{д}}} \cdot U_+$
			Сохранение энергии		L2–VT4–0(N1)–VT10–L2			
			Дозирование энергии			L2–VT2–A1(C <sub>ф-</sub> )–0(N1)–VT10–L2		

VT3–L1, передавая дозу (часть) накопленной к этому моменту электромагнитной энергии дросселя L1 в нагрузку за счет его ЭДС самоиндукции (независимо от соотношения между напряжениями  $|U_A|$  и  $U_+$ ) на оставшемся интервале времени  $\gamma_d T_{\text{шим}} = \Delta t_{\text{дозы}}$ . После этого указанные процессы периодически повторяются, осуществляя прямое преобразование энергии в соответствии с регулировочной характеристикой:  $U_+ = |U_A| \gamma_{\text{и}} / \gamma_d$ .

**Режим 6.** При очередном синхронном включении транзисторов VT4 и VT6 потокосцепление дросселя L2 нарастает вместе с током в цепи: C<sub>1ф</sub>–VT6–L2–VT4–0(N1)–C<sub>1ф</sub> на интервале  $\gamma_{\text{и}} T_{\text{шим}} = \Delta t_{\text{и}}$ . Затем ключ VT6 выключается, а ключ VT10 включается, и потокосцепление приблизительно сохраняется вместе с током в замкнутой накоротко цепи L2–VT4–VT10–L2 за счет ЭДС самоиндукции дросселя L2 на интервале паузы  $(1 - \gamma_d - \gamma_{\text{и}}) T_{\text{шим}}$  (при малом активном сопротивлении обмотки дросселя). Затем ключ VT4 выключается, а ключ VT2 включается, после чего потокосцепление дросселя L2 частично снижается вместе с током по цепи: L2–VT2–A1–C<sub>ф</sub>–N1–0–VT10–L2, передавая дозу (часть) накопленной к этому моменту электромагнитной энергии дросселя L2 в нагрузку за счет его ЭДС самоиндукции (независимо от соотношения между напряжениями  $|U_A|$  и  $U_+$ ) на оставшемся интервале времени  $\gamma_d T_{\text{шим}} = \Delta t_{\text{дозы}}$ . После этого указанные процессы периодически повторяются, осуществляя обратное преобразование энергии в соответствии с регулировочной характеристикой:  $|U_A| = U_+ \gamma_{\text{и}} / \gamma_d$ .

Следует особо указать на обеспечение статической устойчивости процесса регулирования среднециклического (среднеимпульсного) значения потокосцепления (тока) и запасаемой электромагнитной энергии дросселей L1 и L2 в приведенных режимах благодаря дуальному (двухпараметрическому) управлению по величинам двух аргументов:  $\gamma_d$  и  $\gamma_{\text{и}}$ , в отличие от режимов “повышения” и “понижения” напряжений при их заданных значениях, обладающих только динамической устойчивостью с обязательным использованием цепей отрицательных обратных связей (иначе токи дросселей либо безгранично нарастают, либо становятся прерывистыми, снижая КПД преобразования).

Следует также отметить, что в предложенной схеме подключения снабберных конденсаторов C1,2,3,4 обеспечивается не только формирование траектории процессов выключения транзисторных ключей для снижения их коммутационных потерь и напряжений, но и передача энергии, накапливаемой этими конденсаторами, в нагрузку (при очередном включении ключа), что также приводит к повышению надежности и КПД устройства. Подобные демпфирующие цепи в литературе называют “нерассеивающими”.

Основными достоинствами рассмотренного схемотехнического решения являются минимизация

последовательно-каскадных преобразований энергий, рациональный поочередный выбор с помощью блока управления всех перечисленных выше режимов с наибольшим КПД как при прямом, так и при обратном (рекуперативном) преобразовании, исключение нетермостойких, ненадежных и недолговечных электролитических выходных фильтровых конденсаторов, коррекция коэффициента мощности в режиме выпрямителя, а также обеспечение синусоидальной формы выходного тока в режиме инвертора, даже при относительно малой электроемкости входного фильтрового конденсатора.

#### Выбор силовой схемы реверсивного ОВИП (РОВИП)

Реверсивные обратимые выпрямительно-инверторные преобразователи (РОВИП) по существу являются обратимыми преобразователями частоты (ОПЧ) с широкими диапазонами входной и выходной частот, включая “нулевую частоту” (постоянное напряжение). По своим функциональным возможностям РОВИП охватывают практически все основные виды импульсных преобразователей: конверторов, выпрямителей, регуляторов постоянного и переменного напряжений, инверторов синусоидальных токов и напряжений и собственно преобразователей частоты. При этом все перечисленные преобразователи являются обратимыми (двунаправленными) и содержат корректоры коэффициента мощности.

На рис. 2 приведены два варианта силовых схем РОВИП с корректорами коэффициента мощности (ККМ) и с промежуточными индуктивными (трансреакторными) накопителями/демодуляторами (Т–L<sub>нд</sub>) [4]: а – с непосредственной связью; б – с трансформаторной связью (с гальванической развязкой входа и выхода). Первая схема содержит 10 транзисторов, вторая – 8.

Первая схема РОВИП (рис. 2а) обладает более высоким КПД благодаря способности работы в различных режимах в зависимости от соотношения между абсолютными величинами входного и выходного напряжений  $|U_A|$  и  $|U_d|$ : 1) режим “понижения”, 2) режим “повышения” и 3) режим “понижения–повышения”. Рассмотрим последний из перечисленных режимов – как наиболее универсальный. В простейшем импульсном инвертирующем модуляторе этот режим сопровождается инвертированием полярности. В рассматриваемой схеме этот режим возможен не только с инвертированием, но и с повторением полярности. Пусть потенциалы выводов А и В положительны относительно общего заземленного вывода N. При прямом преобразовании энергии (от А–N к В–N) сначала потокосцепление трансреактора нарастает вместе с током в цепи: А–VT1–L1–VT5–N за время импульса  $\Delta t_{\text{и}} = \gamma_{\text{и}} T_{\text{шим}}$ . Затем в течение интервала паузы  $\Delta t_{\text{п}} = \gamma_{\text{п}} T_{\text{шим}}$  нарощенное потокосцепление поддерживается приблизительно посто-

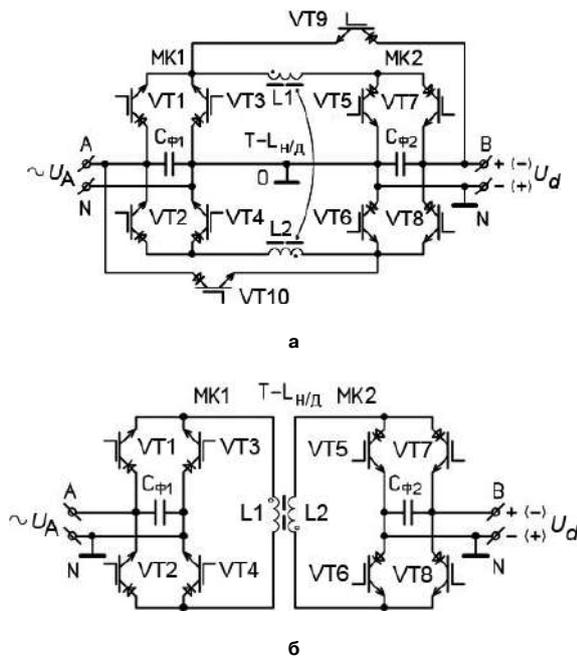


Рис. 2

янным за счет тока в цепи: L1-VT5-VT3-L1. Далее в течение оставшегося от периода  $T_{\text{ШИМ}}$  времени  $(1 - \gamma_{\text{и}} - \gamma_{\text{п}}) T_{\text{ШИМ}}$  происходит передача дозы накопленной в трансреакторе энергии в нагрузку и частичное спадаение его потокоцепления вместе с током в цепи: L1-VT7-B-N-VT3-L1, поддерживаемым за счет ЭДС самоиндукции дроссельной обмотки L1. Далее указанные процессы периодически повторяются.

Рассмотрим теперь случай инвертирования полярности напряжения, когда потенциал вывода А положителен, а вывода В – отрицателен относительно неземленного общего вывода N. Этот случай отличается от рассмотренного только последним временным интервалом, на котором потокоцепление частично спадает вместе с током в цепи: L1-VT5-N-B-VT9-L1.

Так как схема обладает центральной симметрией относительно точки 0, то при обратном направлении потока электроэнергии все процессы преобразования протекают аналогично рассмотренным.

Вторая схема РОВИП (рис. 2б) работает только в одном “обратноходовом” режиме и поэтому более проста в управлении.

При прямом направлении преобразования энергии (от выводов А–N к выводам В–N) сначала включается одна из пар диагональных плеч (VT1–VT4 или VT2–VT3) первого мостового коммутатора (МК1), и полное потокоцепление трансреактора (Т–Lн) нарастает вместе с током в цепи его первой обмотки (L1) за время импульса  $\Delta t_{\text{и}} = \gamma_{\text{и}} T_{\text{ШИМ}}$ . Затем включается пара смежных шунтирующих плеч (VT5–VT6 или VT7–VT8) второго мостового коммутатора (МК2) и одновременно переключаются на противоположные пары диагонально рас-

положенных плеч первого мостового коммутатора (например, вместо пары VT1–VT4 с небольшим опережением включается пара VT2–VT3). При этом полное потокоцепление трансреактора согласно электротехническому закону для взаимоиндуктивно связанных цепей сохраняется, но токи в его обмотках быстро (почти скачкообразно) перераспределяются: ток I1 обмотки L1, поддерживаемый ЭДС самоиндукции ее индуктивности рассеяния (LS1), быстро спадает по цепи: L1–VT2–А–N–VT3–L1, рекупируя небольшую часть энергии в CФ1 в сеть а ток I2 обмотки L2 быстро нарастает через шунтирующую пару транзисторных плеч (например, VT5–VT6) второго мостового коммутатора и остается затем приблизительно постоянным в течение длительности паузы  $\Delta t_{\text{п}} = \gamma_{\text{п}} T_{\text{ШИМ}}$ .

Затем ток I2 переключают в цепь нагрузки: L2–VT7–В–N–VT6–L2, и происходит дозированная передача накопленной энергии трансреактора в нагрузку в течение оставшегося от периода  $T_{\text{ШИМ}}$  промежутка времени:  $(1 - \gamma_{\text{и}} - \gamma_{\text{п}}) T_{\text{ШИМ}}$ . Далее указанные процессы периодически повторяются с периодом широтно-импульсной модуляции  $T_{\text{ШИМ}}$ , однако с меньшим КПД, чем в первой схеме (рис. 2а) без гальванической развязки, а следовательно – без рекуперации энергии индуктивности рассеяния.

Так как вторая схема имеет полную симметрию (относительно обеих ортогональных осей), то все процессы в ней идентичны для обоих направлений преобразования.

Однако имеется возможность без существенного усложнения силовой схемы РОВИП расширить ее функциональные возможности, а именно – совместить в ней два ОВИП-канала: с регулируемым инверторами синусоидального тока и синусоидального напряжения (РИСТ/Н).

На рис. 3 приведена силовая схема двухканального ОВИП с корректором коэффициента мощности (ККМ) на базе пяти двухвентильных стоек (двух диодно-транзисторных – VD1,2–VT1,2, одной двухтиристорной – VS1,2 и двух двухтранзисторных – VT3–VT4 и VT5–VT6). Она же может являться фрагментом трехфазного варианта.

Сначала рассмотрим режим РИСН. Этот режим

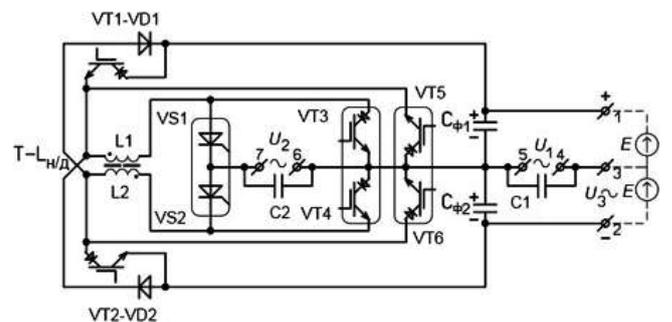


Рис. 3

является следствием работы устройства в качестве ОНИК с синусо-пульсирующим однополярным выходным напряжением на выводах второго фильтрового конденсатора  $C_{\phi 2}$ :

$$U_{\phi 2}(t) = E + U_0 \sin(\omega t + \Psi_U),$$

где  $E = 0,5 U_{\text{пит}}$  – половина величины напряжения источника питания,  $U_0$  – амплитуда выходного синусоидального напряжения РИСН ( $U_0 < E$ ).

В этом случае на выходе РИСН имеется синусоидальное напряжение:

$$U_{1-}(t) = U_0 \sin(\omega t + \Psi_U),$$

регулируемое по амплитуде ( $U_0$ ), частоте ( $\omega$ ) и фазовому сдвигу ( $\Psi_U$ ). При этом конверторный режим может быть понижающим и повышающим.

В конверторно-понижающем режиме прямого преобразования устройство работает следующим образом. При включении VT1 и VT3 полное потокосцепление ( $\Psi$ ) трансреактора T–L нарастает вместе с токами в цепях: 1–VT1–L1–VT3– $C_{\phi 2}$ –2 и  $C_{\phi 1}$ –VT1–L1–VT3– $C_{\phi 1}$ , заряжая фильтровый конденсатор  $C_{\phi 2}$  и накапливая электромагнитную энергию трансреактора T–L в течение времени импульса  $t_{\text{и}} = \gamma_{\text{и}} T_{\text{шим}}$ , где  $T_{\text{шим}}$  – постоянный период высокочастотной широтно-импульсной модуляции,  $\gamma_{\text{и}}$  – коэффициент заполнения импульса. Затем выключается транзистор VT1, и потокосцепление частично плавно спадает вместе с током в цепи: L1 – VT3 –  $C_{\phi 2}$  – VD2 – L1, поддерживаемым за счет ЭДС самоиндукции обмотки L1, в течение времени:  $T_{\text{шим}} - t_{\text{и}} = (1 - \gamma_{\text{и}}) T_{\text{шим}}$ , продолжая заряжать конденсатор  $C_{\phi 2}$ . Далее указанные процессы периодически повторяются, заряжая  $C_{\phi 2}$  до максимального напряжения ( $E + U_0$ ).

После этого происходит обратное преобразование энергии, т. е. наступает конверторно-повышающий режим. После очередного одновременного включения VT2 и VT4 потокосцепление  $\Psi$  нарастает вместе с током в цепи:  $C_{\phi 2}$ –VT4–L2–VT2– $C_{\phi 2}$  в течении времени  $t_{\text{и}} = \gamma_{\text{и}} T_{\text{шим}}$ , а после включения VT2 – частично плавно спадает вместе с током: L2–VD1– $C_{\phi 1}$ –VT4–L2, поддерживаемым за счет ЭДС самоиндукции обмотки L2, в течение времени:  $T_{\text{шим}} - t_{\text{и}} = (1 - \gamma_{\text{и}}) T_{\text{шим}}$ , заряжая конденсатор  $C_{\phi 1}$  и передавая электромагнитную энергию обмотки L2 обратно в источник питания. Далее указанные процессы периодически повторяются.

Таким образом, напряжение на конденсаторе  $C_{\phi 2}$  регулируется (путем изменения величины  $\gamma_{\text{и}}$  по сигналам цепи обратной связи) по закону

$$U_{\phi 2} = E + U_0 \sin(\omega t + \Psi_U),$$

а выходное напряжение РИСН имеет синусоидальную форму:

$$U_{1-} = U_{5-4} = U_{\phi 2} - E = U_0 \sin(\omega t + \Psi_U).$$

Далее рассмотрим режим прямого преобразования электроэнергии от выводов 1, 2, 3 к выводам 6, 7, т. е. режим регулируемого инвертора синусоидального тока (РИСТ). Этот режим является следствием работы устройства в качестве ОНИК с модульно-синусо-пульсирующим однополярным (неревверсивным) полным потокосцеплением трансреактора T–L:  $\Psi = \Psi_0 |\sin(\omega t)|$  и периодической перекоммутации токов обмоток L1,2 в цепь выходных выводов 6, 7 для формирования выходного тока синусоидальной формы:  $I = I_0 \sin(\omega t + \Psi_I)$ . В этом случае трансреактор T–L используется в качестве демодуляторного индуктивного накопителя (T–L<sub>н/д</sub>).

На этапе *первого* (“положительного”) полупериода выходного тока устройство работает следующим образом.

В режиме “понижения напряжения” ( $U_{7-6} < U_{\phi 2} = 0,5 U_{\text{пит}}$ ) при одновременном включении VT1 и VS1 полное потокосцепление  $\Psi$  трансреактора T–L<sub>н/д</sub> нарастает вместе с током в цепи:  $C_{\phi 1}$ –VT1–L1–VS1–7–6– $C_{\phi 1}$  в течение интервала времени  $t_{\text{и}} = \gamma_{\text{и}} T_{\text{шим}}$ . Затем ключ VT1 выключается, а тиристор VS3 включается, и потокосцепление частично плавно снижается вместе с током в цепи: L1–VS1–7–6–VS3–L1, поддерживаемым за счет ЭДС самоиндукции обмотки L1 в течение времени:  $T_{\text{шим}} - t_{\text{и}} = (1 - \gamma_{\text{и}}) T_{\text{шим}}$ .

В режиме “повышения напряжения” ( $U_{7-6} > U_{\phi 2} = 0,5 U_{\text{пит}}$ ) при одновременном включении VT1 и VT3 полное потокосцепление  $\Psi$  трансреактора T–L<sub>н/д</sub> нарастает вместе с током в цепи:  $C_{\phi 1}$ –VT1–L1–VT3– $C_{\phi 1}$  за время  $t_{\text{и}} = \gamma_{\text{и}} T_{\text{шим}}$ , а затем после выключения VT3 и включения VS1 – частично плавно спадает вместе с током в цепи: L1–VS1–7–6– $C_{\phi 1}$ –VT1–L1, поддерживаемым за счет ЭДС самоиндукции обмотки L1 и за счет разрядки конденсатора  $C_{\phi 1}$ .

На этапе второго (“отрицательного”) полупериода процессы протекают аналогичным образом, но с участием обмотки L2 и конденсаторов  $C_{\phi 2}$ .

При работе в режиме *обратного преобразования* электроэнергии устройство работает как *управляемый выпрямитель* с импульсно-повышающим корректором коэффициента мощности. Этот режим практически ничем не отличается от работы повышающих (бустерных) импульсных модуляторов и поэтому не требует подробного рассмотрения.

Во всех перечисленных режимах между интервалами нарастания и частичного спада полного потокосцепления  $\Psi$  трансреактора T–L<sub>н/д</sub> возможно использование промежуточных интервалов (пауз):  $\Delta t_{\text{п}} = \gamma_{\text{п}} T_{\text{шим}}$  с приблизительным сохранением потокосцепления и электромагнитной энергии трансреактора. На этих интервалах токи обмоток L1,2 протекают по закороченным цепям: L1–VT3–VT5–L1 и L2–VT6–VT4–L2. По окончании указанных пауз выключаются либо транзисторы VT3, VT4, либо VT5, VT6. Использование указанных пауз с

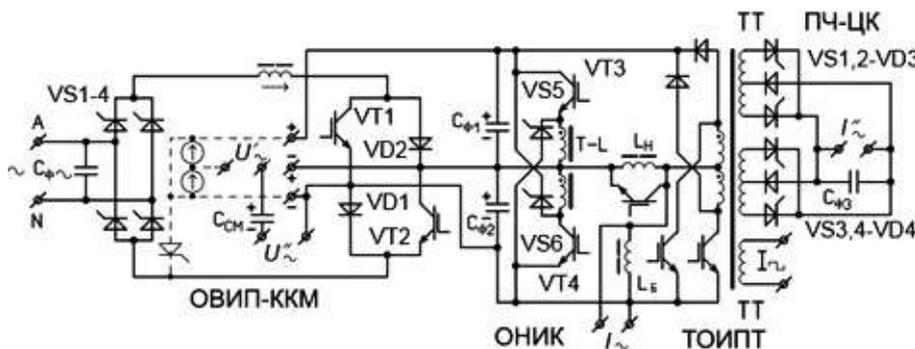
регулируемым коэффициентом  $\gamma_{\text{П}}$  (относительной длительностью) позволяет обеспечить статическую устойчивость замкнутой системы раздельного регулирования выходных напряжений и величины полного потокосцепления  $\Psi$  трансреактора  $T-L_{\text{н/д}}$ . Последнее обстоятельство позволяет, увеличив энергоемкость накопительного трансреактора, снизить энергоемкость фильтровых конденсаторов  $C_{\text{ф1,2}}$ , исключив электролитические конденсаторы с низкой надежностью.

*Режим выпрямления с коррекцией коэффициента мощности* в схеме на рис. 3 мало чем отличается от аналогичного режима в схеме на рис. 1б и поэтому особых комментариев не требует. Так, например, при положительном полупериоде напряжения  $U_{2-}$  (когда  $U_7 > U_6$ ) постоянно включен тиристор VS2, а транзистор VT6 находится в режиме ШИМ. Нарастание тока  $I_{L2}$  происходит по цепи: 7–VS2–L2–VT6–6, а его частичное спадание – по цепи: L2–VD1–Сф1–6–7–VS2–L2. При этом в процессе регулирования коэффициента заполнения импульса управления VT6 форма тока  $I_{L2}$  поддерживается синусоидальной и синфазной с формой напряжения  $U_{2-}$ , чем обеспечивается коэффициент потребляемой мощности, близкий к 1.

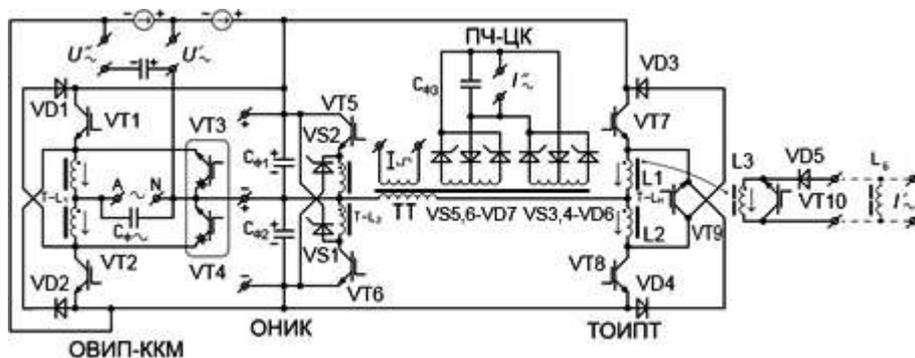
На базе обратимых выпрямительно-инверторных преобразователей с ККМ (ОВИП-ККМ) могут

быть построены схемы многофункциональных преобразователей с несколькими взаимосвязанными обратимыми каналами питания.

На рис. 4 приведены силовые схемы многофункциональных преобразователей с питанием от однофазной (а) и трехфазной (б) сетей на базе ОВИП-ККМ, ОНИК, трансформаторного обратимого инвертора прямоугольного тока (ТОИПТ) и преобразователя частоты циклоконверторного тока (ПЧ-ЦК). Блок ТОИПТ предназначен для питания нагрузок со стабилловольтной зоной в вольт-амперной характеристике (ВАХ). К ним могут относиться: газоразрядные нагрузки (осветительные лампы, лампы накачки твердотельных лазеров, сварочные электроды), полупроводниковые нагрузки (светодиодные светильники, п/п лазеры, стабилизаторы напряжения), выпрямительно-аккумуляторные нагрузки (зарядные устройства), выпрямительно-емкостные нагрузки (например, вторичные или резервные сети постоянного напряжения) с емкостными фильтрами и др. В обеих схемах блок ТОИПТ базируется на трансформаторе тока (ТТ) (в схеме рис. 4а – со средней точкой), не требующем симметрирования вольт-секундных параметров напряжения, а также на предвключенном промежуточном накопительном реакторе ( $L_{\text{Н}}$  на рис. 4а) или трансреакторе ( $T-L_{\text{Н}}$  на рис. 4б),



а



б

Рис. 4

используемом также для демодуляции выходного тока с выделением огибающей либо в форме:  $I_0 \sin(\omega t + \Psi_I)$ , либо в форме:  $I_{\pm} + I_0 \sin(\omega t + \Psi_I)$  и последующей коммутации или смещения на величину  $I_{\pm}$  для получения выходного синусоидального тока ( $I_{\pm}$ ). При этом в обоих схемах имеется два выходных канала синусоидального тока ( $I'_+$  и  $I''_+$ ): один – непосредственный (со смещающим балластным дросселем  $L_B$ ), а второй – через тиристорный преобразователь частоты циклоконверторного типа (ПЧ-ЦК).

К существенным достоинствам схем на рис. 4 относятся следующие:

1) высокий коэффициент мощности в режиме выпрямления и в обратном режиме инвертирования (в однофазном и трехфазном вариантах);

2) широкие функциональные возможности за счет нескольких внешних каналов с обратимым взаимным преобразованием электроэнергии с различными видами и параметрами токов и напряжений, включая функции преобразователей частоты и числа фаз;

3) возможность гальванической развязки между источниками и нагрузками;

4) отсутствие цепей для “сквозных сверхтоков” при несанкционированных включениях последовательно-согласно соединенных ключей (из-за помех в схеме управления);

5) возможность формирования внешних вольт-амперных характеристик “источников напряжения” и “источников тока” (причем, в виде семейств в соответствии с параметрами регулирования);

6) отсутствие реверса полного потокосцепления реакторов (трансреакторов) при переключениях направлений преобразования энергии, обеспечивающее высокое быстродействие регулирования параметров с помощью замкнутых систем с отрицательными обратными связями;

7) возможность исключения энергоемких электролитических конденсаторов с низкими показателями надежности (термостойкости, безотказности и срока службы).

Важнейшим достоинством всех рассмотренных схем нереверсивных ОВИП является использование индуктивного накопителя в качестве демодулятора тока при инверторном режиме работы устройства. Указанная демодуляция сводится к тому, что среднеимпульсное полное потокосцепление трансреактора с помощью широтно-импульсного регулирования напряжения на его обмотках изменяется по закону “выпрямленного синуса”:  $\Psi_{\Sigma} = \Psi_0 |\sin(\omega t)|$ , благодаря чему после прохождения тока через мостовой коммутатор его среднеимпульсное значение приобретает синусоидальную форму, совпадающую по фазе с напряжением  $U_{AN}(t)$ .

Другим, не менее важным достоинством этих схем является безынерционность переключения

направлений потока электроэнергии благодаря отсутствию необходимости реверса полного потокосцепления трансреактора, что позволяет использовать быстродействующую отрицательную обратную связь по эталонным сигналам.

Таким образом, благодаря использованию индуктивного накопителя/демодулятора рассмотренные схемы ОВИП являются также высококачественными регулируемые инверторами синусоидального тока (РИСТ), которые даже при относительно малой величине электроемкости фильтрового конденсатора ( $C_{\Phi-}$ ) могут также выполнять функцию регулируемых инверторов синусоидального напряжения (РИСН).

### Заключение

Предложенные в статье и защищенные приоритетом РФ унифицированные базовые модули обратимых выпрямительно-инверторных преобразователей (ОВИП), и в частности – многоканальные, удовлетворяют всему перечню десяти критериев-рекомендаций, подробно рассмотренных в первой статье цикла [1] и кратко перечисленных вначале этой статьи.

Наибольшей универсальностью по функциональным возможностям обладают базовый модуль реверсивного ОВИП (РОВИП) с корректором коэффициента мощности (ККМ) и трансреакторным накопителем/демодулятором, имеющим гальваническую развязку (рис. 2б), а также многофункциональный преобразователь в трехфазном варианте (рис. 4б). Остальные рассмотренные схемы представляются также рациональными для частных специфических применений.

*Продолжение следует.*

### Литература

1. С. Б. Резников, В. В. Бочаров, А. В. Лавринович, И. А. Харченко. Унифицированно-модульный синтез силовых интегральных схем многофункциональных импульсных преобразователей для авиационно-космических комбинированных систем электроснабжения переменного-постоянного тока. Часть 1. Унифицированные базовые модули обратимых импульсных конверторов с промежуточным индуктивным накопителем. – Практическая силовая электроника, № 4 (56), 2014, С. 17–26.

2. Овчинников Д. А., Кастров М. Ю., Лукин А. В., Мальшков Г. М. Трехфазный выпрямитель с корректором коэффициента мощности. – Практическая силовая электроника, № 6, 2002, С. 8–15.

3. Патент на полезную модель № 125426, Бюл. № 6 от 27.02.2013. Импульсный преобразователь частоты. Резников С. Б., Бочаров В. В., Харченко И. А., Ермилов Ю. В.

4. Резников С. Б., Бочаров В. В., Харченко И. А.,

*Ермилов Ю. В., Лавринович А. В.* Импульсные вторичные источники питания с повышенным качеством входных и выходных токов. — *Силовая Электроника*, № 2, 2013, С. 74–80.

5. Патент на полезную модель №124454, Бюл. № 2 от 20.01.2013. Автономная система электропитания. Резников С. Б., Бочаров В. В., Харченко И. А., Ермилов Ю. В., Коняхин С. Ф.

6. *Коняхин С. Ф., Резников С. Б., Бочаров В. В., Сыроежкин Е. В., Харченко И. А.* Критерии оптимальности и примеры синтеза структуры комбинированной системы электроснабжения переменного-постоянного тока для перспективных ЛА с полностью электрифицированным оборудованием. — *Электроника и электрооборудование транспорта*, № 2, 2013, С. 2–11.

**Резников Станислав Борисович**, д. т. н., профессор кафедры Теоретической электротехники Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7 (499) 158-4529; e-mail: rezn41@mail.ru;

**Бочаров Владимир Владимирович**, к. т. н., доцент кафедры Теоретической электротехники Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7 (499) 158-4529; e-mail: e.bocharowa@yandex.ru;

**Лавринович Андрей Вячеславович**, аспирант кафедры Теоретической электротехники Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7 (926) 104-5889; e-mail: rewersion@yandex.ru;

**Харченко Игорь Александрович**, к. т. н., доцент кафедры Теоретической электротехники Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: (499) 158-4529; e-mail: ihar@mail333.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 *Math Type* (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 A4	190 × 130	1500
A4	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
<b>Срок подачи рекламы – до 3-го числа каждого месяца выхода</b>			

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