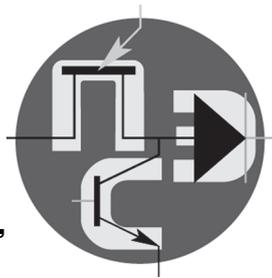


Периодический научно-технический журнал

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



Практическая Силовая Электроника

ISSN 1996-7888

№ 4 (64)/2016

Главный редактор

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

Заместитель главного редактора

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

Редакционный совет

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

В. Ф. Дмитриков, Заслуженный деятель науки РФ, д. т. н., профессор, почетный профессор кафедры ТЭЦиС, СПбГУТ им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Подписано в печать 03.12.2016. Тираж 500 экз.

Адрес редакции:

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

Подписной индекс в каталоге Роспечати: 33154

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

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

Содержание

Г. С. Мыцык

Об идеальном и вынужденном подходе к системному проектированию электротехнических комплексов автономных объектов 2

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

Некоторые вопросы создания отечественных источников электропитания для устройств на базе открытых стандартов 8

В. Ф. Дмитриков, Д. В. Шушпанов, М. А. Алексеев, А. Ю. Петроченко

Особенность проектирования силового сглаживающего фильтра транзисторного преобразователя напряжения при работе на динамическую нагрузку 14

С. В. Аверин, В. С. Коныхин, С. Ф. Коныхин, В. И. Третьяк

Выбор величины выходного напряжения звена постоянного тока бортовых статических преобразователей с двойным преобразованием электроэнергии 21

Ю. М. Голембиовский, Д. Ю. Луков

Анализ схмотехнического решения повышающего DC-DC конвертора с высокочастотным преобразованием 28

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

Унифицированно-модульный синтез силовых интегральных схем многофункциональных импульсных преобразователей для авиационно-космических комбинированных систем электроснабжения переменного постоянного тока 36

Чье Ен Ун, А. Б. Шеин

Определение передаточных функций автономных инверторов для задач автоматического управления и регулировки 42

А. Ю. Губанов, Б. Ф. Дмитриев, М. И. Ефимова

Воспроизведение реальных электрических параметров корабельных электроэнергетических систем при отработке систем управления на стенде предприятия изготовителя 46

А. А. Миронов

Энергосберегающие технологии электротермотренировки ВИП 50

И. В. Сычушкин

Пускорегулирующее устройство электростартера ДВС 53

Компьютерная верстка: В. В. Крючков

Г. С. Мыцык

ОБ ИДЕАЛЬНОМ И ВЫНУЖДЕННОМ ПОДХОДЕ К СИСТЕМНОМУ ПРОЕКТИРОВАНИЮ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ АВТОНОМНЫХ ОБЪЕКТОВ

G. S. Mytsyk

On ideal and partial approaches to systematic design of autonomous objects electrical systems

Рассматриваются два подхода к разработке инновационных проектов автономных электротехнических комплексов (ЭТК) – вынужденное системное проектирование (ВСП) и идеальное системное проектирование (ИСП). Раскрывается содержание и преимущества второй проектной процедуры. Перечисляются проблемы и условия, при которых возможна практическая её реализации. По сравнению с традиционным ВСП эта технология более затратная – она требует соответствующих трудовых, финансовых (и временных) ресурсов. Однако, при этом она создает необходимые предпосылки для выхода на конкурентно ориентированное развитие, а также возможность оперативной модернизации и смены поколений техники. Отмечается, что проблема ИСП может быть эффективно решена на основе создания масштабного многопрофильного электротехнического производства (концерн, компания, холдинг).

Ключевые слова: разработка, новая техника, вынужденное системное проектирование, идеальное системное проектирование, конкурентно ориентированное развитие, электротехническая продукция, создание многопрофильного производства, проблемы кадрового и финансового обеспечения, создание программы подготовки разработчиков новой техники.

Two approaches to the development of innovative projects of autonomous electrical systems (AES): partial system design (PSD) and the ideal system design (ISD) are considered. The content of the project and the benefits of the second procedure are revealed. The conditions under which the possible its practical implementation are listed. Compared with conventional VSP, this technology is more costly – it requires appropriate human, financial (and temporary) resources. However, at the same time it creates the necessary prerequisites for entering the competitive-oriented development, as well as the possibility of rapid modernization and change of technology generations. It is noted, that the issue of ISD can be effectively addressed through the establishment of multi-scale electrical production (group, company, holding).

Keywords: development, new equipment, the forced system design, ideal system design, competitive-oriented development, electrical products, the creation of multi-type production, the problem of human and financial support, the creation of training programs for development of new technology.

Системное проектирование (СП) – вершина процедуры коллективного инженерного творчества, закономерный финальный этап совершенствования и развития технических устройств и систем, основанный на совокупном использовании лучших достижений в данной области техники (здесь – электротехники). Такая логика подхода к проектированию органически (и с неизбежностью) воплощает в себе принципы энерго- и ресурсосбережения, актуальность реализации которых не вызывает сомнений и, более того, подтверждается известными долговременными программами развития.

Целесообразно различать *вынужденный* и *идеальный* подходы к СП. На практике обычно реализуется вынужденное (иначе частичное) системное проектирование (ВСП). Суть его заключается в том, что составляющие разрабатываемый объект узлы (звенья) *выбираются здесь из уже ранее созданных* (порознь) под свои технические задания (ТЗ). Очевидно, что в случае применения их в разработках новых объектов другого типа, хотя и с близкими, но все же с иными характеристиками, не будут учтены (с большой вероятностью) в полной мере свойства, возможности этих узлов и особенности их взаимодействия между собой. Несложно придти к выводу о том, что в этом случае в узлах неизбежно будут иметься, как минимум, неиспользованные резервы их совершенствования, по

крайней мере, в части электрических и электромагнитных нагрузок их элементов.

Идеальное (иначе полное) *системное проектирование* (ИСП) характеризуется интегральным подходом к проектированию одновременно всех узлов объекта, не только с учетом свойств и характеристик каждого его узла (звена) и особенностей взаимодействия их между собой, но и с учетом реализации достигнутых на данный момент возможностей их совершенствования на основе структурно-алгоритмической, параметрической и конструкторско-технологической их оптимизации [1, 2]. Среди традиционных технологий проектирования ИСП характеризуется наибольшими наукоемкостью и трудоемкостью. Здесь приходится решать системные задачи проектирования (поискового характера) на стыке таких областей знаний как, электромеханика, силовая преобразовательная техника, теория автоматического управления, информационная электроника и даже радиотехника. Очевидно, что реализация ИСП (на начальном этапе) должна быть более затратной по финансово-временным и трудовым ресурсам и возможна лишь после завершения процедуры детального изучения свойств и характеристик альтернативных вариантов структурно-алгоритмической организации и параметрической оптимизации как его узлов, так и самого создаваемого объекта. Этот

процесс характеризует собой *дифференциальный* этап его разработки, поскольку требует декомпозиции объекта на составляющие его узлы (звенья) и глубокого исследования возможностей их совершенствования по заданным критериям проектирования. Отметим еще раз, что наилучшее сопряжение узлов друг с другом (по критериям энерго-и ресурсосбережения) требует учета взаимного их влияния друг на друга. Поэтому этот процесс и характеризуется как *интегральный* этап разработки.

В научно-организационном плане ИСП – это масштабная творческая процедура, требующая широкопрофильных знаний высоко профессионального уровня и, как следствие, привлечения разнопрофильных специалистов по разработке новой техники. Объемное понятие разработка нового электротехнического комплекса (ЭТК) включает в себя следующие проектно необходимые процедуры: структурный (или структурно-алгоритмический) его синтез, поиск уже известных (или формирование новых) модельных описаний проектно необходимых взаимосвязей в узлах (для известных и для новых узлов соответственно), параметрический синтез на этой основе, конструкторско-технологическая проработка и оптимизация, изготовление опытных образцов, наконец, серия различного уровня испытаний с доводкой на этой основе всех решений и финальный этап – приемо-сдаточные испытания (с последующей подготовкой к серийному производству).

В качестве конкретизации предметного существа проблемы ИСП далее используется опыт кафедры “ЭКАО и ЭТ” (“Электротехнические комплексы автономных объектов и электрический транспорт”) НИУ “МЭИ”. Основное внимание, например, в читаемом на кафедре курсе ЭЭС (“Электронные энергетические системы” [4]) сосредоточено (под углом ИСП) на следующих типах ЭТК (большинство из которых в процессе выполненных на кафедре ЭКАО и ЭТ исследований, относительно существующих, существенно модернизированы и запатентованы):

- малоискажающие преобразователи постоянно-го напряжения в переменное, включая обращенный режим их использования – устройства класса DC/AC и AC/DC [1–4, 7, 8, 21, 23]: функционально полные (с системами стабилизации, защиты и диагностики) однофазные и трехфазные инверторы напряжения (ОИН и ТИН); малоискажающие (активные) выпрямители; компенсаторы реактивной мощности (КРМ) [9, 10];

- машинно-электронные генерирующие системы типа “вентильный генератор” – МЭГС-1 [11, 14, 16–18, 20];

- машинно-электронные генерирующие системы типа ПСПЧ (переменная скорость-постоянная частота) – МЭГС-2, которые включают в себя МЭГС-1 и инверторное звено [5, 6, 12, 15];

- электронные (энергонерассеивающие) имитаторы пассивных нагрузок, основанные на использовании четырехквadrантных (обратимых) преобразователей [9].

ЭТК данного типа и ЭТК других типов могут содержать (при средних и повышенных мощностях) следующие узлы (звенья), причем *как в традиционном одноканальном, так и в многоканальном исполнении*:

- выпрямительные нерегулируемые и регулируемые устройства (ВУ) пассивного и активного типов [4, 19];

- трансформаторно-выпрямительные устройства (ТВУ) с заданной, повышенной пульсностью выпрямленного напряжения (с использованием трансфильтров) [4, 10];

- автотрансформаторно-выпрямительные устройства (АТВУ) с заданной, повышенной пульсностью выпрямленного напряжения (также с использованием трансфильтров) [24];

- импульсные регуляторы постоянного и переменного напряжения (ИРН) в многоканальном исполнении [22];

- конверторы напряжения (КН) в многоканальном исполнении;

- сглаживающие фильтры (для ВУ, ИРН, КН) [22];

- фильтры переменного тока (для ОИН, ТИН, КРМ) [7, 8].

Как следует из этого перечня, идеальное системное проектирование (ИСП) в зависимости от типа устройства силовой электроники (УСЭ) и ЭТК могут включать в свой состав разнородные по своей структуре и по физической природе узлы. При всем этом оно (ИСП) должно базироваться на процедурах структурно-алгоритмической и параметрической оптимизации различного уровня, что требует от разработчика навыков и умения оперативно и грамотно в таком объеме решать эти задачи (т. е., как минимум, владеть традиционными методами синтеза, анализа, расчета и проектирования УСЭ). Для реализации ИСП требуется владение не только традиционными, но и современными приемами структурно-алгоритмического синтеза (САС) и процедурой многокритериальной параметрической оптимизации. Среди современных приемов САС в указанных УСЭ и в ЭТК используются следующие [1–4, 13]:

- наряду с традиционным одноканальным принципом преобразования (ОКП), а в последнее время особенно, все больше используют принцип многоканального преобразования (МКП) энергетического потока (ЭП) [1, 2, 15, 19], который применим ко всем выше перечисленным УСЭ и ЭТК на их основе. МКП обеспечивает: 1) требуемый уровень электромагнитной совместимости (ЭМС) и электроэнергетической совместимости (ЭЭС); и 2) возможность реализации преобразующих устройств повышенной мощности, превосходящей возможности располагаемой полупроводниковой элементной базы;

- принцип промежуточного высокочастотного преобразования (ПВЧП) энергетического потока, эффективно (кардинально) решающий задачу ресурсосбережения (при не худшем КПД), а в ряде случаев одновременно решающий и задачу энергосбережения

[3, 21]. Принцип применим к следующим классам: КН, ОИН, ТИН, ТВУ, ИРН.

При решении задач преобразования параметров ЭП используют следующие способы или *алгоритмы его преобразования*:

– *модификации широтно-импульсной модуляции (ШИМ) по синусоидальному, трапецеидальному или квзитрапецеидальному законам: однополярная ШИМ (ОШИМ), двухполярная ШИМ (ДШИМ)*. Для улучшения спектрального состава выходного напряжения (или входного тока) алгоритмы используют (совместно с реактивными элементами, фильтрами). На практике применяют две технологии реализации этих модификаций, которые (при неизменной выходной частоте) характеризуются или неизменной, или изменяющейся частотой переключения ключей УСЭ. В первом варианте технология обозначается как *программная* (жесткая). Она обеспечивает неизменность спектрального состава выходного напряжения и входного тока УСЭ. Во втором варианте технология обозначается как *следающая* (использующая релейный способ управления – слежение за эталонным, задающим сигналом при заданном отклонении от него). Этот алгоритм управления характеризуется изменяющимся в зависимости от нагрузки спектральным составом выходного напряжения и входного тока УСЭ. Каждая из этих технологий имеет свои особенности (достоинства и недостатки). Выбор той или иной из них определяется требованиями конкретного применения (т. е. ТЗ). Технологии применяются в следующих классах УСЭ: ОИН, ТИН, КРМ;

– *модификации широтно-импульсного регулирования (ШИР): однополярное ШИР (ОШИР), двухполярное ШИР (ДШИР), широтное регулирование (ШР) – простейший вариант ОШИР*. Модификацией ШИР является частичное ШИР (ЧШИР), характеризующееся меньшими искажениями входных и выходных величин. В простейшем варианте реализации ЧШИР известно также как “способ вольтодобавки”. Данные алгоритмы используют для реализации функций регулирования или стабилизации напряжения, или тока. Здесь также могут использоваться две технологии реализации алгоритмов – программная и следающая. Применяются они преимущественно в классах КН, ИРН.

В перспективных разработках УСЭ (и ЭТК на их основе) весь арсенал перечисленных средств проектирования, в конечном счете, направлен на решение следующих системных задач:

- улучшение ЭМС;
- улучшение ЭЭС (фактически повышение КПД);
- улучшение массогабаритных показателей УСЭ;
- выполнение специальных (сервисных) функций (защиты от перегрузок по току, от перенапряжений и его провалов) и других требований и ограничений.

Проблемы научно-организационного обеспечения ИСП

Таким образом, масштабность задачи ИСП требует для своего решения соответствующего обеспечения профессиональными трудовыми, финансовыми и временными ресурсами. Очевидно, что, прежде всего, должна быть сформирована высокопрофессиональная творческая группа разнопрофильных специалистов с большим опытом работы, соответствующим задачам разрабатываемого проекта. Таким образом, *первое необходимое условие* для решения комплекса задач по разработке инновационного проекта по технологии ИСП – *наличие основного ядра специалистов* в сложившемся (и сработавшемся на основе научно-исследовательских и опытно-конструкторских разработок) научно-исследовательском подразделении. Необходимые научные предпосылки и наибольшая вероятность местонахождения такого рода подразделений, удовлетворяющих этому условию, находятся, в частности, в электротехнических вузах со статусом “Национальный исследовательский университет НИУ” (в частности, и в НИУ “МЭИ”). Выполнение первого условия, однако, является необходимым, но недостаточным: в инициативном порядке такого рода масштабные проекты (в полном объеме их разработки) не могут быть выполнены на качественно высоком уровне и в приемлемые сроки. *Второе (необходимое и достаточное) условие* заключается в соответствующем финансировании двух этапов разработки проекта – НИР и ОКР. Его выполнение должно завершаться приемо-сдаточными испытаниями разработанного образца системы, максимально приближенного по основным показателям качества к лучшим мировым образцам (а в идеале их превосходящих). Два выше приведенных условия *между собой органически и неразрывно взаимосвязаны*: не может быть выполнена высококачественная, на уровне конкурентоспособности инновационная разработка ни без уже зарекомендовавших себя опытными специалистами профессиональных кадров, ни без соответствующего обеспечения проекта финансовыми ресурсами.

Целесообразность выполнения инновационных разработок в рамках НИУ (с использованием технологии ИСП) очевидна не только, исходя из обеспечения их необходимым кадровым потенциалом с опытом разработок инновационных проектов (согласно статусу НИУ), но и, что не менее важно, эта целесообразность непосредственно вытекает также и из основной задачи НИУ – подготовки на этой основе высокопрофессиональных кадров, ориентированных на создание техники новых поколений (соответствующих вызовам конкурентно ориентированного развития).

Основная проблема реализации инновационных проектов в рамках концепции ИСП, таким образом, опирается в их финансирование.

О проблеме централизованного многопрофильного производства электротехнической продукции широкого назначения

Одним из условий, определяющих *поступательное развитие УСЭ и ЭТК отечественного производства*, являются **непрерывно** проводимые НИР и спрос на их инновационные разработки, который сегодня, по сути, отсутствует. Однако, даже при наличии определенного спроса фактором, препятствующим или, по крайней мере, серьезно блокирующим становление и развитие отечественного производства конкурентноспособной электротехнической продукции, является открытый рынок сбыта для зарубежной продукции. В ряде случаев отечественное производство в силу ряда объективных и субъективных причин и обстоятельств, по крайней мере, сегодня не готово составить ей конкуренцию. Однако, эта проблема, несомненно, решается. Представляется, что поставленная задача импортозамещения на первом этапе развития не обязательно должна решать эту задачу сразу же и в полном объеме. Даже по самой логике развития вовсе не обязательно (или же, скорее всего, невозможно) сразу же, не имея на то необходимых условий и предпосылок, максимизировать эту задачу, хотя не исключено, что в отдельных, исключительных случаях это и возможно. Представляется, что *сегодня речь должна идти об изначальном этапе становления крупного многопрофильного отечественного производства электротехнической продукции* (типа известных успешных зарубежных фирм) со спектром направлений, охватывающих все классы устройств силовой преобразовательной техники и ЭТК различного назначения на их основе (включая электронные регулирующие, генерирующие и машинно-электронные генерирующие системы, в том числе электронные имитаторы нагрузок и т. д.). В это производство могут быть направлены известные своим профессионализмом и опытом лучшие научные и инженерные кадры с последующей регулярной подпиткой их специально подготовленными молодыми специалистами. В таком производстве может быть сконцентрирован имеющийся в стране научный, научно-технический, конструкторско-технологический и изобретательский потенциал (рассредоточенный сегодня по мелким фирмам), что является необходимым условием для оперативного создания многопрофильной, конкурентноспособной продукции.

Укрупненное многопрофильное производство обеспечивает снижение себестоимости производства узлов УСЭ и ЭТК на их основе за счет общего информационно-методологического обеспечения технологии ИСП и во многом общими технологической оснасткой и унифицированными конструктивными решениями. Кроме того, высокое качество продукции обеспечивается соответствующей мотивацией разработчиков, жестким входным контролем комплектующих и жестким выходным контролем изготавливаемой продукции. Концентрация необходимой для ИСП научно-технической информации, высокопрофессиональных твор-

ческих кадров, а также (что принципиально важно!) фактор *непрерывности производственной деятельности* по непреложным законам развития с неизбежностью (в зависимости от типа ЭТК) на интервале примерно от 2–3 до 5 лет однозначно приведут к решению поставленных задач по импортозамещению.

Нужно заметить, что данная концепция не является оригинальной. Это лишь упрощенная известная модель создания конкурентоспособной продукции, используемая в мировой практике, но адаптированная к конкретной ситуации.

О финансировании

В зависимости от значимости поставленных перед производством такого типа задач (общепромышленного и (или) оборонного назначения), оно, во-первых, (по крайней мере, на стартовом этапе) должно базироваться на гарантированном устойчивом уровне бюджетного финансирования (для выполнения условия непрерывности производственной деятельности) и, во-вторых, на коммерческих заказах частных инвесторов. Со временем, при возрастании доли последних, доля бюджетного финансирования может корректироваться. Достоинством концепции создания национального масштабного производства электротехнической продукции общепромышленного, специального и бытового назначения является также концентрация (а не распыление по мелким коллективам) финансовых средств, направляемых на поисковые исследования, что в значительно большей степени, чем сегодня, будет соответствовать условиям формирования научных заделов. Благодаря концентрации производственных ресурсов, нацеленную на многопрофильную деятельность производства (в формате фирмы, компании, концерна, корпорации, холдинга и пр.), кардинальным образом могут быть снижены (а в принципе вообще исключены) риски потерь вложенных заказчиками средств или невыполнения программы развития. Условия для нецелевого использования финансовых средств (иначе частного их “усвоения” по известным финансовым схемам) при этом здесь должны быть (на основе жесткого контроля) однозначно заблокированы. Адекватная (жесткая) ответственность руководящих лиц производства должна быть предусмотрена программой развития, жестким уставом производства и соответствующим жестким законодательством. В этой связи уместно же, наконец, извлечь уроки из “показательного” опыта Сколково. Одна из подлежащих здесь решению проблем, которая может быть классифицирована как нравственно-этическая, это кардинальное снижение гипериздержек на услуги “эффективного менеджмента”. Поэтому в крупном производстве с целью успешного, устойчивого его функционирования должна быть обеспечена:

- прозрачность финансовой и производственной деятельности;
- пристальное внимание руководства к изначальной сохранению имиджа создаваемого производства

и к неукоснительному его поддержанию, включая защиту его своими гарантийными обязательствами перед заказчиками;

– соблюдение разумного баланса интересов субъектов деятельности всех уровней.

Затронутая проблема, являясь частным суждением, не исчерпывается выше приведенными соображениями. Представляется, что она должна широко рассматриваться научной общественностью с целью выработки соответствующего документа в формате предложения по дальнейшему разумному структурированию и развитию на этой основе электротехнической промышленности и решению проблемы импортозамещения.

Выше не случайно в качестве примера упоминалось научно-образовательное подразделение – кафедра “ЭКАО и ЭТ” (НИУ “МЭИ”). Здесь в последнее время (не менее 20 лет) сформировалась группа разработчиков, научно-технический потенциал которой соответствует задачам ИСП. Именно поставленная еще в прошлом веке цель решить (во многом) основной комплекс задач 1-го дифференциального этапа проектирования, а также, *наличие фактора непрерывности исследовательской деятельности* (более 40 лет) позволили создать основу для выхода на 2-й, интегральный этап – ИСП. Ниже приведен перечень лишь некоторых публикаций по данному направлению (по сути, лишь за последние 6 лет), подтверждающий этот факт, а также дающий некоторое представление об особенностях и возможностях системного подхода к проектированию ЭТК различных типов. Основная и объединяющая все работы цель – создание информационно-методического обеспечения для ИСП автономных генерирующих ЭТК, удовлетворяющих современным требованиям и тенденциям развития.

В выше изложенной концепции развития электротехнических наук и электротехнического производства однозначная роль возлагается на НИУ – поставщика инновационных идей и высокопрофессиональных кадров.

Выводы

1. Электротехническая промышленность, являясь одной из основных системообразующих отраслей промышленного производства (и экономики), сегодня требует к себе особого внимания в плане ее дальнейшего развития в направлении обеспечения конкурентоспособности ее продукции.

2. Достижение этой цели может быть обеспечено на основе создания *централизованного многопрофильного электротехнического производства, реализующего технологию ИСП* (с разработанной программой развития и с жестким регламентом ответственности руководящих лиц за её реализацию). Определяющим фактором развития при этом является *создание условий для непрерывного процесса инновационной деятельности производства*.

3. Высокий уровень разработок в масштабном многопрофильном производстве обеспечивается:

– общим их информационно-методическим обеспечением технологии ИСП многопрофильной продукции (при соответствующей экономии на этой основе финансовых, организационных и временных ресурсов);

– во многом общим для различных видов УСЭ и ЭТК хорошо отработанных конструкторско-технологических приемов, конструктивов и технологической оснастки.

4. Вопрос о целесообразном формате финансирования данного проекта должен рассматриваться на государственном финансово-экономическом уровне совместно с компетентными специалистами из сферы эффективных производств электротехнической продукции и представителями науки при определяющем участии в решении этой важной (для развития страны) проблемы властных структур.

5. Решение задачи создания централизованного многопрофильного производства высокотехнологичной, наукоемкой электротехнической продукции – это, в конечном счете: 1) содействие обеспечению независимости страны по ключевым аспектам общепромышленного производства (и экономики); 2) повышение национальной безопасности; 3) повышение жизненного уровня населения страны (за счет создания рабочих мест и активизации смежных производств); 4) решение задач по импортозамещению.

Литература

1. *Мыцык Г. С., Михеев В. В.* Многоканальное преобразование – эффективная концепция синтеза малоискажающих устройств силовой электроники / “К 60-летию кафедры ЭКАО - Электротехнические комплексы и системы” /Сб. статей. – М.: Моск. энерг. ин.-т. 2001, С. 58–73.

2. *Мыцык Г. С.* Методология анализа и структурно-алгоритмического синтеза малоискажающих устройств силовой электроники для электротехнических комплексов автономных объектов. Автореферат дис.-и на соиск. уч. ст. д. т. н. – М.: Моск. энерг. инс.-т, 2001. – 40 с.

3. *Хлаинг Мин У.* Исследование эффективности использования промежуточного высокочастотного преобразования при построении статических преобразователей и систем на их основе. Автореферат дис.-и на соиск. уч. ст. к. т. н. – М.: Моск. энерг. ин.-т, 2009. – 20 с.

4. *Мыцык Г. С., Бериллов А. В., Михеев В. В.* Поиск проектного проектирования устройств силовой электроники (Трансформаторно-полупроводниковые устройства). – М.: НИУ “МЭИ”, 2010. – 284 с.

5. *Бериллов А. В., Кьо Зо Лин, Маслов С. И., Мыцык Г. С.* Система стабилизации частоты на базе асинхронизированного синхронного генератора. Электричество, 2010, № 10, С. 34–43.

6. Бериллов А. В., Маслов С. И., Мыцык Г. С., Хлаинг Мин У. Автономная система электроснабжения на базе асинхронного генератора с переменной частотой вращения вала. — Научно-технический журнал ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ, 2011, № 2, С. 12–19.
7. Мыцык Г. С., Пью Мьинт Тхейн, Хлаинг Мин У. Модификация упрощенной методики расчета Г-образного LC фильтра. — М. Л.: Практическая силовая электроника, 2012, № 45, С. 18–26.
8. Мыцык Г. С., Пью Мьинт Тхейн, Хлаинг У. О влиянии структурно-алгоритмической организации инверторов напряжения на их показатели качества. — Практическая силовая электроника, 2012, № 48, С. 25–33.
9. Горякин Д. В., Мыцык Г. С. Исследование режимов работы трехфазной мостовой инверторной схемы // Электричество, 2012, № 5, С. 23–31.
10. Горякин Д. В., Мыцык Г. С. Трехфазная мостовая инверторная схема в режиме компенсатора реактивной мощности // Практическая силовая электроника, 2012, № 1(45), С. 13–17.
11. Горякин Д. В., Мыцык Г. С. Вентильный генератор на основе асинхронной машины с управляемым самовозбуждением // Научно-технический сборник “Известия ВА РВСН имени Петра Великого” № 251. — М.: ВА РВСН имени Петра Великого, 2012. — 758 с., С. 216–224.
12. Кьо Зо Лин. Исследование возможностей улучшения показателей качества автономной системы генерирования напряжения стабильной частоты на базе синхронизированного асинхронного генератора. Автореферат дис.-и на соиск. уч. ст. к. т. н. — М.: НИУ “МЭИ”, 2012. — 20 с.
13. Мыцык Г. С. О структурировании процедуры проектирования новой техники и о контроле результатов проектирования на адекватность. — М.: Практическая силовая электроника, № 4 (52)/2013.— С. 12–16.
14. Горякин Д. В. Исследование новых возможностей совершенствования машинно-электронных генерирующих систем для малой энергетики и автономных объектов. Автореферат дис.-и на соиск. уч. ст. к. т. н. — М.: НИУ “МЭИ”, 2013. — 20 с.
15. Пью Мьинт Тхейн. Создание информационно-методического обеспечения для системного проектирования статических преобразователей частоты в составе машинно-электронных генерирующих систем для малой энергетики и автономных объектов. Автореферат дис.-и на соиск. уч. ст. к. т. н. — М.: НИУ “МЭИ”, 2013. — 20 с.
16. Горякин Д. В., Мыцык Г. С. Машинно-электронная генерирующая система для малой энергетики на базе асинхронной машины с самовозбуждением. X Международная ежегодная конференция “Возобновляемая и малая энергетика 2013”. Сборник трудов. — М.: Комитет ВИЭ Рос-СНИО, С. 102–107.
17. Маслов С. И., Мыцык Г. С., Хлаинг Мин У, Ян Наинг Мьинт. О влиянии топологии и числа фаз якорной обмотки на показатели качества вентильного генератора. — Электричество, 2014, № 2, С. 32–40.
18. Ян Наинг Мьинт. Исследование возможностей совершенствования электромашинных преобразователей для машинно-электронных генерирующих систем автономных объектов. Автореферат дис.-и на соиск. уч. ст. к. т. н. — М.: НИУ “МЭИ”, 2014. — 20 с.
19. Хлаинг Мин У, Мыцык Г. С. Об эффективности использования трансфильтров и сглаживающих дросселей в структурах преобразователей с многоканальным преобразованием. — Электричество, 2015, № 7, С. 37–44.
20. Мыцык Г. С., Хлаинг Мин У. Вентильный генератор постоянного тока с кольцевой схемой соединения якорных обмоток и пульсностью выпрямленного напряжения 18. Электричество, 2015, № 1. — С. 51–60.
21. Бродников С. Н., Воронцов К. А., Мыцык Г. С. Трехфазный инвертор напряжения с промежуточным высокочастотным преобразованием централизованного типа. — Практическая силовая электроника, 2015, С. 4–11.
22. Мыцык Г. С., Хлаинг Мин У. О структурно-параметрической оптимизации импульсных регуляторов напряжения постоянного тока многоканального типа. — Вестник МЭИ, 2015, № 4, С. 54–61.
23. Мыцык Г. С., Хлаинг Мин У. Трехфазные инверторы напряжения по мостовой схеме, не чувствительные к не симметрии нагрузки. — М.: Вестник МЭИ, № 4, 2016.
24. Патент РФ №122213. Автотрансформаторно-выпрямительное устройство / Авторы: Мыцык Г. С., Пью Мьинт Тхейн / Опубл. 20.11.2012. Бюл. № 32.

Мыцык Геннадий Сергеевич, д. т. н., профессор кафедры “Электротехнические комплексы автономных объектов и электрический транспорт» (ЭКАО и ЭТ)” НИУ “МЭИ”, тел.: 8(916) 957-39-73, e-mail: mytsykgs@rambler.ru.

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

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ СОЗДАНИЯ ОТЕЧЕСТВЕННЫХ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ДЛЯ УСТРОЙСТВ НА БАЗЕ ОТКРЫТЫХ СТАНДАРТОВ

Y. Libenko, A. Petrovichev,
A. Chetin

Some issues of domestic electric power sources design
for utilities based on unclassified standards

Рассмотрены некоторые вопросы, с которыми встречаются создатели отечественных источников электропитания для устройств на базе ряда открытых стандартов.

The paper considers several issues, which designers of domestic electric power sources deal with while developing utilities based on the set of a number of unclassified standards.

Ключевые слова: источник электропитания, открытый стандарт, крейт, электронный силовой модуль нулевого уровня разукрупнения, каналный драйвер, микроконтроллер, интерфейс, мониторинг, автоматизированная тестовая система.

Key words: electric power supply, unclassified standard, crate, electronic power module of zero level disaggregation, channel driver, microcontroller, interface, monitoring, automated test system.

В [1] рассмотрены основные отличительные особенности источников электропитания (ИЭП) для устройств на базе ряда открытых стандартов и некоторые аспекты их применения в этих устройствах. В настоящей статье, в порядке продолжения темы и обмена информацией с коллегами “по цеху”, рассматривается ряд вопросов, с которыми встречаются создатели отечественных ИЭП для аналогичных приложений.

Для перехода к конкретным вопросам, с которыми пришлось встретиться разработчикам АО “НИИВК им. М. А. Карцева” при создании отечественных ИЭП для вышеупомянутых приложений приведем уточненный (по отношению к упомянутому в [1]) перечень стандартов, по которым проводятся разработки. Это: MicroTCA, CompactPCI Serial и StackPC. Последний стандарт является дальнейшим развитием стандарта PC/104.

Самым первым вопросом у читателя может быть: “Зачем вообще надо создавать отечественные ИЭП для таких приложений, когда их рекламируют и предлагают многие зарубежные изготовители и наши торгующие фирмы?”. Вопрос, вроде бы, правильный, понятный и простой, но дать такой же быстрый и простой ответ на него затруднительно. Причиной является необходимость учета ряда объективных обстоятельств, возникших в процессе накопления опыта приобретения и использования зарубежных ИЭП некоторыми отечественными создателями РЭА на базе этих стандартов.

Начнем с реально существующих в настоящее время различных ограничений, связанных с наличием всевозможных политических, экономических и конкурентных факторов. Далее следует учитывать возможные длительные сроки поставки и цены, зависящие как от объема заказа, так и от конкретного процесса формирования цены. В некоторых случаях этот процесс оказывается непростым из-за участия в

нем иерархии “посредников”, а итоговая цена — завышенной.

Случается также, что анонсированные в рекламных материалах ИЭП при их заказе оказываются в стадии разработки и испытаний. Не всегда просто решаются вопросы, связанные с гарантийным и постгарантийным обслуживанием ИЭП и их ремонтом.

К другой группе причин можно отнести те, которые “провоцируются” отсутствием жестких требований к ИЭП со стороны открытых стандартов. Зачастую это вызывает понятные желания потребителей ИЭП увидеть в них некоторые дополнительные возможности, при реализации которых РЭА, по их мнению, могла быть более совершенной в различных аспектах. Как не вспомнить здесь высказывание Ю. И. Конева о невозможности создания оптимальных систем электропитания (читай, РЭА) только из стандартных силовых функциональных узлов и о необходимости наличия для этого других компонентов, схожих со стандартными, но “индивидуально более подогнанных” под требования конкретной РЭА [2]. Для ИЭП, создаваемых с целью применения в устройствах на базе открытых стандартов, учитывая вышеупомянутое отсутствие в последних жестких требований к целому ряду технических характеристик, функций, внешнего облика [1], понятие “стандартный” имеет в некоторой степени условное значение.

В качестве примера возможных различий во внешнем виде приведем две модели ИЭП для РЭА на базе стандарта MicroTCA: фирмы “Gresham” (рис. 1а) и разработки АО “НИИВК им. М. А. Карцева” (рис. 1б).

То же можно продемонстрировать на примере двух моделей ИЭП для РЭА на базе стандарта StackPC: фирмы “PrefecTron” (рис. 2а) и разработки АО “НИИВК им. М. А. Карцева” (рис. 2б).

В связи с этим, к определенным преимуществам “национальной” особенности создания таких ИЭП,

можно отнести возможность априорной реализации в них отдельных пожеланий потребителей по улучшению, изменению и обеспечению дополнительных функций и параметров ИЭП. К ним можно отнести изменения его внешнего вида, алгоритма функционирования и т. п. при условии отсутствия противоречий с требованиями, установленными в стандартах. Другими словами, создание вышеупомянутых ИЭП, более оптимальных для конкретных систем электропитания РЭА, является вполне выполнимой задачей.

Кроме того, возможность разработки собственного программного обеспечения (ПО) для ряда ИЭП имеет дополнительное преимущество – избавление от боязни наличия “программных закладок” при покупке готового зарубежного программного продукта. Эта проблема, действительно существующая или в известной степени надуманная для ИЭП, является, в первом случае, более значимой, чем опасение наличия еще менее реальных аппаратных закладок в каких-либо покупных комплектующих изделиях, применяемых при создании ИЭП.

Следующий потенциальный вопрос потребителей ИЭП отечественного изготовления – необходимость проведения их сертификации на соответствие требованиям открытых стандартов. Обязательная сертификация здесь не требуется, но чисто маркетинговое преимущество может быть у отечественного создателя

ИЭП, являющегося членом соответствующего международного консорциума, объединяющего разработчиков и изготовителей РЭА на базе открытых стандартов и функциональных узлов для них [1]. Преимущество заключается в наличии у отечественного создателя ИЭП упрощенной возможности оперативного учета принимаемых в консорциуме решений и их изменений, что позволяет стабильно поддерживать соответствующий уровень качества выпускаемой на рынок продукции, вне зависимости от страны ее происхождения.

Одним из основных вопросов для отечественных разработчиков рассматриваемых ИЭП может быть выбор элементной базы. Его решение в значительной степени зависит от назначения и области применения конкретной РЭА. В практике создания средств электропитания и РЭА, в целом, известны различные ситуации в части возможности применения зарубежной элементной базы:

- 1) отсутствие каких-либо ограничений;
- 2) частичное ограничение в количественном выражении (в процентах);
- 3) пожелание (рекомендации) по преимущественному применению отечественной элементной базы;
- 4) запрет применения.

Так или иначе, но во всех вышеперечисленных случаях ИЭП является отечественным продуктом. Это обстоятельство, а также:

– необходимость выполнения обязательных требований открытых стандартов, касающихся электропитания функциональных узлов РЭА, в том числе: массогабаритных показателей ИЭП, условий отвода

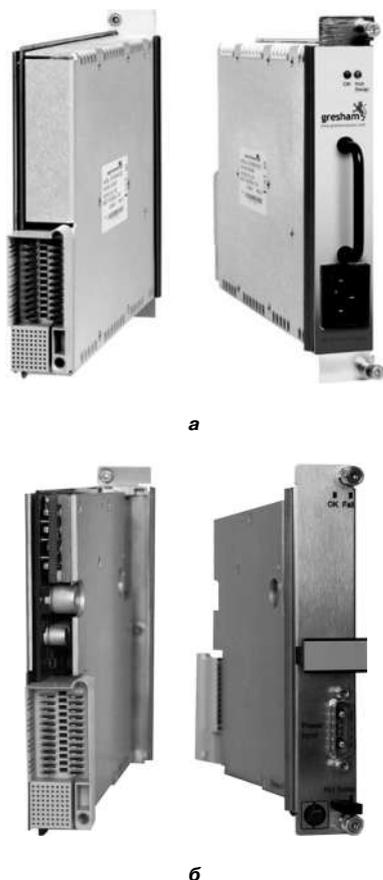


Рис. 1. ИЭП для РЭА на базе стандарта Micro TCA: а – фирмы “Gresham”; б – разработки АО “НИИВК им. М. А. Карцева”

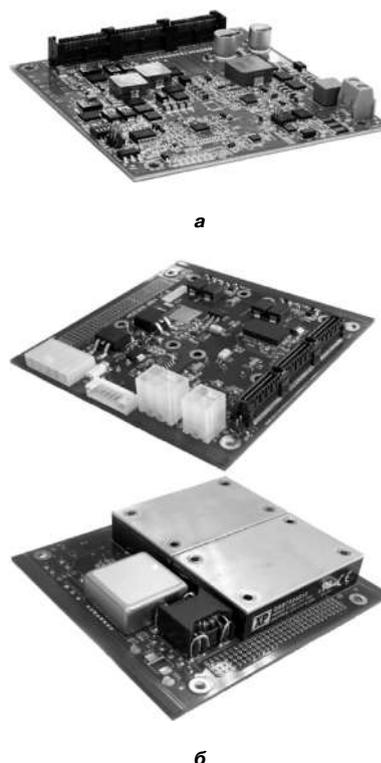


Рис. 2. ИЭП для РЭА на базе стандарта Stack PC: а – фирмы “PrefecTron”; б – разработки АО “НИИВК им. М. А. Карцева”

рассеиваемого ими тепла, ЭМС, безотказности, информационного обмена с центральными управляющими узлами и других;

– отсутствие большинства видов необходимых отечественных покупных комплектующих изделий (ПКИ), позволяющих ИЭП обеспечить выполнение обязательных требований стандартов;

– “пионерский” статус выполняемых разработок;

– аналогичное состояние проблемы в функциональной части РЭА послужили обоснованием применения во всех видах ИЭП, создаваемых в АО “НИИВК им. М. А. Карцева”, практически полной номенклатуры серийно выпускаемых ПКИ зарубежного производства. При появлении в перспективе аналогичных отечественных ПКИ, всесторонне удовлетворяющих условиям применения в рассматриваемых ИЭП, будет определена возможность проведения поэтапного импортозамещения.

Приведем некоторые сведения об основных узлах ИЭП, определивших выбор ПКИ зарубежного производства, без уточнения типов последних.

ИЭП для РЭА на базе MicroTSA предназначен для преобразования входного напряжения постоянного тока в диапазоне значений от 36 В до 72 В в два выходных напряжения: 12 В и 3,3 В постоянного тока [1]. Кроме того, в нем вырабатывается дополнительно напряжение 5В постоянного тока, используемое для служебных целей (без выдачи его в нагрузку). Суммарная выходная мощность ИЭП равна 500 Вт. ИЭП формирует данные напряжения с помощью четырех преобразователей в виде электронных силовых модулей нулевого уровня разукрупнения: два однотипных преобразователя с параллельным соединением выходов для обеспечения напряжения 12 В и по одному однотипному преобразователю для обеспечения напряжений 3,3 В и 5 В.

Каждое из напряжений 12В и 3,3В поступает к соответствующим функциональным узлам РЭА в крейте на 16 слотов по 16 выходным каналам ИЭП, каждый из которых образован электронным ключом в виде пары транзисторов и канального драйвера.

Другой особенностью данного ИЭП является наличие в нем функционального узла на базе микроконтроллера с соответствующей элементной инфраструктурой. Он общается по внутреннему интерфейсу ИЭП с канальными драйверами и по внешнему интерфейсу с процессорным модулем РЭА. Канальный драйвер измеряет значение тока и напряжения канала, а также формирует сигналы управления ключом.

Большое количество внешних электрических цепей (около 90), которые необходимо подключать к ИЭП в соответствии с требованиями стандарта, определило применение в нем многоконтактного комбинированного выходного разъема.

Входное напряжение ИЭП для РЭА на базе CompactPCI Serial – 220 В переменного тока частотой 50 Гц. На выходе ИЭП имеются 2 канала с номинальными значениями напряжения 5 В и 12 В.

Ситуация с выбором ПКИ при разработке ИЭП существенно отличалась от вышеприведенной в связи с наличием требований по повышению значения суммарной выходной мощности до 500 Вт по сравнению с “фирменными” ИЭП (300 Вт) с аналогичными значениями входных параметров. Анализ зарубежных и отечественных силовых электронных модулей нулевого уровня разукрупнения, обеспечивающих “линейку” типовых функций для такого ИЭП: фильтрацию, выпрямление, коррекцию формы потребляемого тока и преобразование вида “DC-DC” выявил невозможность их совместной компоновки в стандартно заданных габаритных размерах. Данная ситуация послужила причиной реализации всех функциональных узлов ИЭП на дискретных элементах. Следует отметить, что вышеупомянутый “фирменный” ИЭП с выходной мощностью 300 Вт также реализован на дискретных ПКИ.

ИЭП содержит микроконтроллерный узел для приема внешних сигналов управления включением/отключением напряжения выходных каналов и выдачи контрольных сигналов:

– об аварийных ситуациях в каналах на внешние устройства и световые индикаторы ИЭП;

– об уровне входного напряжения на внешние устройства.

Сигналы управления от внешних устройств и сигналы контроля на внешние устройства проходят через цифровые дискретные входы/выходы микроконтроллера. Мониторинговая информация о значении токов и напряжений выходных каналов, а также температуры в заданных точках конструкции ИЭП может быть передана микроконтроллером на внешние устройства как с помощью цифровых дискретных сигналов по физическим цепям, так и с помощью интерфейса IPMB. Сбор и преобразование аналоговых сигналов от соответствующих датчиков в каналах выполняет специализированная микросхема мониторинга, которая передает их микроконтроллеру по его запросу с применением цифровой шины передачи информации I²C и протокола PMBus. Эта же микросхема формирует сигналы для непосредственного включения/отключения напряжения выходных каналов по командам от микроконтроллера.

Входное напряжение ИЭП для РЭА на базе StackPC – от 9В до 36В постоянного тока. Три выходных канала с напряжениями: 3,3 В; 5 В и 12 В обеспечивают суммарную выходную мощность ИЭП порядка 150 Вт. Выходные напряжения формируются тремя “DC-DC” преобразователями в виде электронных силовых модулей нулевого уровня разукрупнения. Остальные ПКИ в относительно небольшом количестве реализуют вспомогательные функции. Данный ИЭП разработан в трех исполнениях, обусловленных различными вариантами подключения к нему питаемых функциональных узлов РЭА. Два из них используются при сборке ИЭП и функциональных узлов РЭА в общий стек, а третий – для подключения функциональных узлов РЭА проводами к выходным каналам отдельно расположенного

ИЭП. Поэтому исполнения ИЭП различаются типами некоторых разъемов.

Далее рассмотрим некоторые вопросы конструкционной реализации ИЭП.

Принятое решение по использованию ПКИ зарубежного производства позволило реализовать конструкцию ИЭП для РЭА на базе MicroTCA (рис. 1б) без каких-либо оригинальных решений, практически аналогичную используемой зарубежными фирмами (рис. 1а), за исключением некоторых непринципиальных для стандарта аспектов. Частью конструкции является покупной комплект деталей. Почти все ПКИ размещены на восьмислойной плате печатного монтажа собственной разработки. Количество слоев платы определено необходимостью разводки вышеуказанного количества внешних цепей от выходного разъема ИЭП и множеством межэлементных электрических связей для его 32 выходных каналов.

Выходной разъем установлен непосредственно на печатную плату ИЭП с последующим электрическим соединением с ее контактными площадками способом “Press-Fit”, требующим применения специальной технологической оснастки.

Конструкция ИЭП предназначена для его воздушного охлаждения с помощью вентилятора в крейте РЭА.

В ИЭП для РЭА на базе CompactPCI Serial большинство дискретных ПКИ размещены на многослойной плате печатного монтажа. Основное отличие в конструкции ИЭП отечественной разработки от “фирменного” – наличие в сборке охлаждающего радиатора вместо защитного кожуха у последнего (рис. 3). Заготовка для изготовления лицевой панели ИЭП может быть покупной. Конструкция данного варианта исполнения предназначена для воздушного охлаждения ИЭП с помощью вентилятора в крейте РЭА.

Печатная плата ИЭП для РЭА на базе StackPC является самой простой из рассмотренных выше (рис. 2б). В ней все элементы ИЭП размещены на двух сторонах четырехслойной платы печатного монтажа собственной разработки. Силовые электронные модули, требующие

контакта их корпусов с теплоотводящей поверхностью, установлены с выравниванием по высоте на одной из сторон ИЭП. В качестве теплоотводящей поверхности для двух исполнений ИЭП, предназначенных для сборки в стек совместно с функциональными узлами РЭА, применяется металлическая пластина. Для третьего исполнения, предназначенного для подключения функциональных узлов РЭА проводами к выходным каналам отдельно расположенного ИЭП, для охлаждения корпусов модулей устанавливается теплоотвод-радиатор.

Как следует из вышеизложенного в части применяемых ПКИ, для ИЭП, предназначенных к использованию в РЭА на базе MicroTCA и CompactPCI Serial необходимо разработать собственное ПО. В обоих случаях для информационного обмена ИЭП с центральным процессорным узлом РЭА используется интерфейс IPMB. Протоколы сопряжения в каждом из них имеют как схожие части, так и специфические отличия.

В ИЭП, предназначенном к использованию в РЭА на базе MicroTCA, имеется два уровня ПО: внешний для информационного обмена ИЭП с центральным процессорным узлом РЭА и внутренний для связи микроконтроллера ИЭП с канальными драйверами по цифровой шине передачи информации I²C.

Такая же особенность имеется и в ИЭП для РЭА на базе CompactPCI Serial, однако здесь I²C служит для связи микроконтроллера ИЭП с единым узлом мониторинга обоих каналов.

При создании некоторых видов отечественных ИЭП для РЭА на базе открытых стандартов следует одновременно создавать оригинальную тестовую аппаратуру для этапов их разработки и производства. Ее особенность заключается в необходимости проверки как общепринятых для большинства традиционных ИЭП (как преобразователей электроэнергии) электрических характеристик, так и функций, свойственных составным частям РЭА с программно-аппаратной структурой (как устройствам вычислительной техники). При этом повышенное качество проверки ИЭП может быть достигнуто не при раздельном проведении тестовых операций в том и другом направлениях, а при их совмещении по определенному алгоритму, создавая, тем самым, условия проверки ИЭП, наиболее приближенные к условиям их функционирования в составе РЭА. В этой связи далее рассматриваются автоматизированные тестовые системы (АТС), способные из-за их открытой архитектуры оперативно изменять (исключать, добавлять) как формируемые воздействия на ИЭП (реальные и имитационные), так и получать необходимые результаты проверок (контроль, измерение, регистрация, документирование, хранение).

Традиционно АТС, являющиеся, по сути, аппаратно-программными средствами, для проверки различных видов устройств силовой электроники (средств электропитания) могут применяться в различных аспектах и, соответственно, в разных вариантах их



Рис. 3. ИЭП на базе стандарта CompactPCI Serial производства фирмы “Schroff”

исполнений. На этапе разработки — для исследовательских целей, наладки опытных образцов и проведения предусмотренных этим этапом испытаний. На этапе производства — для наладки серийных изделий и проведения их технологических тренировок, обеспечения проведения приемо-сдаточных и других видов испытаний, а также в процессе ремонта изделий. Другими словами, на основе базового состава АТС при минимальных затратах могут быть оперативно созданы его варианты, позволяющие решать различные задачи. Необходимость применения вышеупомянутых АТС при проверке ИЭП для РЭА на базе открытых стандартов должен определять их разработчик, исходя из оценки целесообразности, наличия реальных возможностей и отношения к качеству создаваемой продукции.

Приведем сведения о некоторых тестовых системах, существующих и создаваемых в настоящее время в АО «НИИВК им. М. А. Карцева», применительно к рассматриваемым задачам.

Как было отмечено выше, наименее сложным с точки зрения создания и проверки функционирования является ИЭП для РЭА на базе StackPC. Для ручного способа проведения проверки такого ИЭП на этапе разработки (проведения наладки, лабораторных исследований и проверок) вполне достаточным является традиционное рабочее место с типовым набором составных частей: регулируемый источник входного напряжения постоянного тока, устройства электронной нагрузки, а также стандартные измерительные приборы.

Проверка включения/отключения напряжения во всех выходных каналах ИЭП по внешнему сигналу, а также формирования им контрольного сигнала “Power Good”, общего для трех выходных каналов, может проводиться с помощью простых функциональных узлов в составе рабочего места. Так как в данном виде ИЭП входное напряжение поступает непосредственно и одновременно на входы всех силовых каналов, то при постоянном подключении нагрузок к их выходам возможно проводить проверку выходных параметров ИЭП по очереди с целью сокращения количества измерительных приборов.

Для обеспечения необходимых проверок и исследований на аналогичном этапе создания ИЭП для РЭА на базе CompactPCI Serial такого упрощенного решения уже недостаточно из-за наличия в ИЭП ранее приведенных в данной статье особенностей по сравнению с предыдущим видом (для РЭА на базе StackPC):

- входное напряжение ИЭП переменного тока (220В; 50Гц);
- подача выходного напряжения 12В от преобразователя в нагрузку через управляемый ключ;
- использование выходного напряжения преобразователя силового канала “12В” в качестве входного напряжения силового канала “5В”;
- раздельное включение /отключение выходного напряжения обоих силовых каналов по поступлению внешних сигналов;

– раздельный контроль значений выходных тока и напряжения, а также температуры в заданных точках конструкции ИЭП;

– передача данных мониторинга каналов на внешнее устройство по его запросу с использованием интерфейса IPMB и с помощью дискретных цифровых сигналов;

– наличие информационного обмена с центральным управляющим процессором РЭА.

Для обеспечения проверок параметров и функций ИЭП на данном этапе его создания тестовая аппаратура была выполнена на базе ПЭВМ с применением дополнительных узлов ввода-вывода и преобразователя интерфейсов, двух управляемых электронных нагрузок и управляемого источника напряжения переменного тока, а также специального программного обеспечения. С ее помощью обеспечивается:

- изменение значения входного напряжения ИЭП в заданном диапазоне;
- изменение значения тока нагрузки в каждом силовом канале;
- проверка срабатывания защиты от перегрузки и короткого замыкания на выходе силовых каналов;
- имитация внешних управляющих сигналов (проверка включения /отключения выходного напряжения в силовых каналах);
- контроль мониторинговой информации, передаваемой по физическим цепям и внешнему интерфейсу;
- измерение значений выходных напряжений в силовых каналах;
- измерение значений температуры в заданных точках конструкции ИЭП.

Одновременно с этим в настоящее время выполняется разработка более производительной автоматизированной стендовой аппаратуры, обеспечивающей решение задач в процессе производства ИЭП для РЭА как на базе CompactPCI Serial, так и на базе StackPC.

Наиболее сложная тестовая аппаратура создана для ИЭП на базе MicroTCA. Это обусловлено отмеченной ранее повышенной сложностью объекта проверки по сравнению с двумя другими рассматриваемыми видами ИЭП (стандарты CompactPCI Serial и StackPC).

Упрощенный вариант создания тестовой аппаратуры для ручного способа проверки при лабораторных наладке и исследованиях ИЭП выполнен аппаратно с применением ПЭВМ для обеспечения вспомогательных операций. Основными функциональными частями комплекса являются кейт оригинальной конструкции, регулируемый источник постоянного напряжения (входного напряжения ИЭП), регулируемый многоканальный эквивалент резистивной нагрузки, стандартные измерительные приборы (рис. 4).

В составе кейта имеется процессорный узел, аналогичный применяемому в реальной РЭА, а также имитатор функциональной части РЭА. Последний предназначен для общения с процессорным узлом, по результатам которого первый выдает необходимые команды на узел микроконтроллера ИЭП, рас-

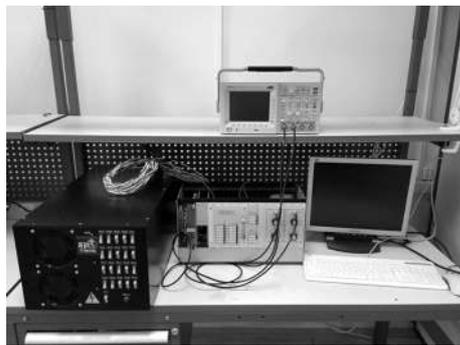


Рис. 4. Тестовый комплекс для ИЭП стандарта MicroTSA

пределяющий их по восьми канальным драйверам, обслуживающим 2×16 выходных каналов ИЭП. Для этапа разработки ИЭП в крейте обеспечивается ручное управление формированием необходимых команд для проверяемого ИЭП.

На последующих этапах создания ИЭП возможна модернизация тестового комплекса с организацией АРМ оператора на базе ПЭВМ, обеспечивающего автоматизированный режим работы комплекса.

В заключение следует привести альтернативный по возможностям вариант оперативного создания различных АТС для решения задач, схожих с рассмотренными выше. Он может быть реализован на основе ранее разработанного в АО «НИИВК им. М. А. Карцева» комплекса контрольно-измерительной аппаратуры «КИА-ВК» [3], совмещающим в себе возможности автоматизированной проверки электрических параметров импульсных преобразователей напряжения (ИПН) с выходной мощностью силового канала до 1200 Вт, а также проведения различных исследований при их разработке (рис. 5).

Открытая архитектура комплекса позволяет применять в его составе различные функциональные узлы, в том числе узлы сопряжения по физическим цепям, а также интерфейсные преобразователи, обеспечивающие необходимые информационные связи с объектами контроля и исследований. Возможна оперативная реструктуризация программного обеспечения комплекса, поддерживающая функционирование его модернизированного варианта.

С помощью специального программного обеспечения «КИА-ВК» выполняет следующие основные функции:

- автоматизированное управление значениями входного напряжения, параметров нагрузки, температуры (при использовании термокамеры) по заданной программе тестирования;
- контроль и измерение основных электрических параметров ИПН в автоматизированном режиме;
- автоматическое снятие частотных характеристик



Рис. 5. Комплекс контрольно-измерительной аппаратуры «КИА-ВК»

ИПН с анализом устойчивости при различных задаваемых условиях;

– определения влияния температуры на параметры ИПН;

– текущий контроль собственного технического состояния и регистрация результатов контроля в системном электронном журнале.

Литература

1. Ю. Н. Либенко, А. А. Петровичев, А. Н. Четин. Источники электропитания для устройств на базе открытых стандартов. – Практическая силовая электроника № 2 (62), 2016 г.
2. Ю. Н. Либенко. Что такое «хорошо» и что такое «плохо» в направлении создания средств вторичного электропитания сегодня. – Практическая силовая электроника № 2 (54), 2014 г.
3. А. А. Петрин, А. Н. Четин. Комплекс контрольно-измерительной аппаратуры для исследований импульсных преобразователей напряжения. – Электропитание, № 4, 2012 г.

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

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

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

В. Ф. Дмитриков, Д. В. Шушпанов, М. А. Алексеев, А. Ю. Петроченко

ОСОБЕННОСТЬ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СИЛОВОГО СГЛАЖИВАЮЩЕГО ФИЛЬТРА ТРАНЗИСТОРНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ ПРИ РАБОТЕ НА ДИНАМИЧЕСКУЮ НАГРУЗКУ

V. F. Dmitrikov, D. V. Shushpanov, M. A. Alekseev, A. Y. Petrochenko

Features of power ripple filter design for transistor voltage converter operating with dynamic load

В статье предложена методика проектирования силовых сглаживающих фильтров (СФ) современных источников питания, работающих на функциональные нагрузки (телекоммуникационные, радиолокационные, радионавигационные, гидроакустические и др. системы), характеризующиеся резким (скачкообразным) изменением своих параметров с учетом обеспечения требуемой величины пульсаций выходного напряжения, допустимой величины перенапряжений на конденсаторе СФ при изменении сопротивления нагрузки и необходимого срока службы электролитических конденсаторов, являющихся наиболее ненадежными элементами преобразователя.

Ключевые слова: сглаживающий фильтр, динамическая нагрузка, пульсации, перенапряжение, срок службы, масса, габариты.

The paper introduces the ripple filters design procedure for modern power sources, operating with dynamic loads, such as telecommunications, radar, hydroacoustic and other systems, characterized by an abrupt (step) changes of their parameters, with allowance for insuring the required input voltage ripples value, as well as bulk capacitor overvoltage permitted value while load resistance variation. The required life span of electrolytic capacitors, presenting the most unreliable parts, should be considered either.

Key words: ripple filter, dynamic load, ripples, overvoltage, life span, weight, size.

Сглаживающий выходной фильтр (СФ) является одним из наиболее значимых элементов любого типа ключевых источников вторичного электропитания (ИВЭП). Им во многом определяются такие важные характеристики как пульсации выходного напряжения, массогабаритные характеристики, возможность работы на динамическую нагрузку, устойчивость системы электропитания при параллельной работе. Массогабаритные характеристики СФ могут достигать до 60% от массогабаритных характеристик ИВЭП в целом, что предъявляет особые требования к проектированию и расчету выходного СФ.

Расчету выходных СФ посвящено много статей. Однако рассматриваются, в основном, методы расчета, позволяющие проектировать СФ из условия обеспечения требуемого уровня пульсаций и как правило без учета резистивных потерь в дросселе и конденсаторе СФ. Целью данной статьи является разработка методики проектирования выходного СФ с одновременным учетом ряда важных требований, предъявляемых к фильтру. К таким требованиям можно отнести: пульсации выходного напряжения ИВЭП, перенапряжения, возникающие на конденсаторе СФ при работе на динамическую нагрузку, а также оптимизацию параметров L_Φ , C_Φ из условия минимизации их массогабаритных характеристик, уменьшения максимальных значений токов через транзисторы и диоды и обеспечения минимальной температуры перегрева конденсатора СФ для увеличения срока их службы.

В статье рассматривается слабо освещенный в литературе вопрос, влияния эквивалентного резистивного

сопротивления R_C на величину пульсаций выходного напряжения, которая является важнейшей характеристикой ИВЭП и влияет на величину коэффициента стабилизации выходного напряжения $K_{ст}$ и на запасы устойчивости работы ИВЭП по амплитуде и фазе [1].

Рассмотрим подробнее каждое из этих требований.

Требования к величине пульсаций выходного напряжения ИВЭП задаются отраслевыми стандартами в зависимости от типа применяемой функциональной аппаратуры. Можно выделить три основных типа оценки величины и формы пульсаций: величина размаха пульсаций (в основном для цифровой аппаратуры), величина действующего значения пульсаций напряжения (в основном для аналоговой аппаратуры) и величина псофометрических пульсаций для аудио аппаратуры. В данной статье ограничимся только рассмотрением требования к максимальному размаху пульсаций выходного напряжения ИПН. Учет остальных двух требований к пульсациям будет аналогичен рассмотренному. Для решения перечисленных задач необходимо рассчитать величину переменной составляющей тока через дроссель фильтра и напряжения пульсаций на конденсаторе фильтра и нагрузке преобразователя, эквивалентная схема которого для расчета указанных величин приведена на рис. 1. с учетом потерь в реактивных элементах.

В [2] авторами получены формулы для расчета пульсаций выходного напряжения и переменной составляющей тока дросселя, понижающего $DC-DC$ преобразователя с учетом потерь в элементах СФ.

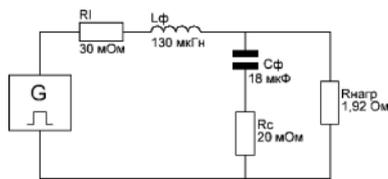


Рис. 1. Эквивалентная схема для расчета переменной составляющей тока дросселя и пульсаций выходного напряжения DC-DC преобразователя понижающего типа

Переменная составляющая тока дросселя, напряжение конденсатора и пульсаций выходного напряжения имеют вид:

$$\begin{cases} \tilde{i}_{L1}(t) = \frac{U_{BX}}{L1} \cdot \left(h(t) \cdot (1-D) \left(-\frac{DT}{2} + (t-nT) \right) + (1-h(t)) \cdot D \left(\frac{(1+D)T}{2} - (t-nT) \right) \right) \\ \tilde{u}_{C1}(t) = \frac{4U_{M2}}{2-\sqrt{2}} \left[B - h(t) \cdot (1-D) \left(\cos\left(\frac{\omega_T}{2}(t-nT) - D\frac{\pi}{2}\right) - \cos\left(D\frac{\pi}{2}\right) \right) + (1-h(t)) \cdot D \left(\sin\left(\frac{\omega_T}{2}(t-nT) - D\frac{\pi}{2}\right) - \sin\left(D\frac{\pi}{2}\right) \right) \right]; \\ \tilde{u}_{ВЫХ}(t) = (1-K_0K_1)R_H \cdot \tilde{i}_{L1}(t) + K_0K_1\tilde{u}_{C1}(t), \end{cases} \quad (1)$$

где

$$b = (1-D) \left(\frac{2}{\pi} + D \right) \sin\left(D\frac{\pi}{2}\right) - D \left(\frac{2}{\pi} + 1 - D \right) \cos\left(D\frac{\pi}{2}\right),$$

$$U_{M2} = \frac{K_1}{K_0} U_{BX} \cdot \frac{f_0^2}{f_T^2} \cdot \frac{\pi^2}{16},$$

$$K_0 = \sqrt{\frac{r_1 + R_H}{R_C + R_H}}; \quad K_1 = \frac{R_H}{\sqrt{(R_C + R_H)(r_{C1} + R_H)}}.$$

Для того чтобы записать входное напряжение на всем временном интервале использована коммутационная функция $h(t)$, которая равна $h(t) = 1$ на интервалах $nT \leq t \leq (nT + t_H)$ и $h(t) = 0$ на интервалах $(nT + t_H) \leq t \leq (n+1)T$:

$$u_{ВХ}(t) = h(t)u_{ВХн}(t) + [1-h(t)]u_{ВХн}. \quad (2)$$

На рис. 2 приведены формы тока через конденсатор СФ и пульсаций выходного напряжения в нагрузке при различных значениях эквивалентного сопротивления конденсатора R_C и коэффициента заполнения импульсов напряжения прямоугольной формы D на входе СФ. На рисунках видна сильная зависимость величины и формы пульсаций выходного напряжения на нагрузке от R_C и D .

Переменная составляющая тока дросселя и размах пульсации выходного напряжения на нагрузке представляет из себя функцию от шести независимых переменных: номиналов элементов СФ C и L , сопротивлений потерь в элементах R_L , R_C , нагрузки R_H и коэффициента заполнения D . Однако представление функции от шести переменных в удобном для понимания виде затруднительно, поэтому проанализируем

какие из параметров оказывают большое влияние, а влиянием каких можно пренебречь.

С помощью этих формул можно получить графики зависимости размаха пульсаций выходного напряжения в зависимости от одного параметра (рис. 3).

Анализ зависимостей, представленных на рис. 3, показывает, что размах пульсаций выходного напряжения мало зависит от эквивалентного последовательного сопротивления дросселя и сопротивления нагрузки. Однако от эквивалентного последовательного сопротивления потерь конденсатора R_C зависит в десятки раз сильнее, увеличиваясь с ростом R_C . С увеличением сопротивления нагрузки падает амплитуда пульсаций, поэтому в дальнейшем, если не оговорено, все графики рассчитываются при номинальном допустимом сопротивлении нагрузки. Для выбора номиналов реактивных элементов СФ, удовлетворяющих требованиям к размаху пульсаций выходного напряжения, построим графики зависимости пульсаций от номиналов элементов СФ (рис. 4).

Зависимость пульсаций выходного напряжения на рис. 4 приведены для сопротивления нагрузки $R_H = 1,92$ Ом, входного напряжения 310 В, выходного 48 В, мощности в нагрузке 1200 Вт, частоты коммутации транзисторов 132 кГц, сопротивлении потерь в дросселе $R_L = 30$ мОм, эквивалентном сопротивлении потерь в конденсаторе $R_C = 20$ мОм. Зависимости пульсаций выходного напряжения от L_Φ и C_Φ позволяют при указанных R_L , R_C , R_H определить величину пульсаций для любых L_Φ и C_Φ в диапазоне L_Φ от 10 мкГн до 300 мкГн и C_Φ от 5 мкФ до 40 мкФ с учетом эквивалентного сопротивления потерь в конденсаторе.

На рис. 5 представлены номограммы постоянного уровня пульсаций выходного напряжения величиной 0,5%, 1% при указанных выше параметрах схемы.

Уровни постоянного размаха пульсаций выходного напряжения приведены для четырех значений эквивалентного последовательного сопротивления конденсатора (2 мОм, 40 мОм, 60 мОм, 80 мОм). Из полученных графиков следует, что для выполнения требований по обеспечению значения пульсаций выходного напряжения необходимо выбирать номиналы реактивных элементов из области “выше” линии заданного значения пульсаций. При малых значениях емкостного сопротивления конденсатора увеличивает свое влияние эквивалентное паразитное резистивное сопротивление R_C . Изготовители всегда указывают это сопротивление для электролитических конденсаторов. В расчетах полагалось, что сопротивление R_C не зависит от частоты, однако в реальных электролитических конденсаторах сопротивление падает с ростом частоты, поэтому целесообразно использовать сопротивление на частоте работы ИПН.

Вторым важным требованием, предъявляемым к современным ИПН, являются надежность при работе на динамическую (скачкообразно меняющуюся) электронную нагрузку. В качестве нагрузки могут выступать

потребители с резким изменением потребления тока. ГОСТ задает требования к увеличению нагрузки на 95% от номинала. При этом значительная часть накопленной магнитной энергии в дросселе СФ переходит в энергию электрического поля конденсатора СФ, что приводит к появлению перенапряжения на нем. Важно, чтобы эта величина не превышала допустимого напряжения на конденсаторе СФ. По результатам расчета имитационной модели понижающего DC-DC конвертера в среде *Micro-Cap*, была получена зависимость величины перезаряда емкости от номинала реактивных элементов СФ, представленная на рис. 6.

Из рис. 6, где приведена зависимость перенапряжения на конденсаторе фильтра ($\Delta U_{\text{СФ}}$) при скачкообразном увеличении сопротивления нагрузки от номинального значения в двадцать раз от емкости конденсатора фильтра, изменяющейся от 10 мкФ до 40 мкФ, и индуктивности дросселя, изменяющейся от 100 мкГн до 300 мкГн, можно определить величину перенапряжения $\Delta U_{\text{СФ}}$ по сравнению с режимом работы преобразователя при номинальной нагрузке. Величина $\Delta U_{\text{СФ}}$ резко возрастает с ростом $L_{\text{Ф}}$ и снижением $C_{\text{Ф}}$.

На рис. 6 приведены также номограммы постоянного значения перенапряжения на емкости от величины индуктивности дросселя и емкости конденсатора фильтра. Для снижения $\Delta U_{\text{СФ}}$ следует выбирать $L_{\text{Ф}}$ и $C_{\text{Ф}}$ слева от номограммы с допустимым уровнем $\Delta U_{\text{СФ}}$.

Анализ полученных зависимостей показывает, что рост величины индуктивности с одной стороны приводит к уменьшению пульсаций напряжения в нагрузке (рис. 3), но с другой стороны приводит к росту массы и габаритов дросселя, а также усложнению проблемы отвода тепла, увеличению паразитных емкостей, росту резистивных потерь в сердечнике и к увеличению перенапряжений на конденсаторе СФ.

Третьим важным требованием к ИПН является его надежность. Повышение надежности и срока эксплуатации систем электропитания особенно важно для систем вооружения и военной техники (ВВТ). Резкое увеличение энерговооруженности всех систем ВВТ и, в частности, для надводных кораблей и подводных лодок приводит к необходимости снижения их габаритов и массы, т. е. повышению их удельных массогабаритных характеристик.

Эти противоречивые требования увеличения срока эксплуатации и надежности аппаратуры ВВТ с одной стороны и улучшения их удельных массогабаритных характеристик с другой стороны существенно усложняют разработку и проектирование современных систем электропитания для ВВТ.

Как известно наиболее недолговечными элементами радиоэлектронных систем являются аккумуляторы, вентиляторы и электролитические конденсаторы. В связи с этим рассмотрим подробнее срок службы конденсаторов в СФ в зависимости от температуры.

Срок службы электролитического конденсатора во многом определяется температурой при его работе и выражается формулой основанной на законе Аррениуса:

$$L = L_0 \cdot 2^{\frac{T_{\text{MAX}} - T_A}{10}}, \quad (3)$$

где L – рассчитываемый срок службы конденсатора, часы;

L_0 – срок службы при номинальной температуре (эти данные, как правило, приводятся заводом изготовителем конденсаторов), часы;

T_{MAX} – температура конденсатора, °С;

T_A – номинальная температура конденсатора (эти данные, как правило, приводятся заводом изготовителем конденсаторов), °С.

Типовой вид зависимости срока службы различных типов электролитических конденсаторов, рассчитываемой по формуле (3) приведен на рис. 7 [3]. Как видно из рис. 7 срок службы электролитических конденсаторов резко сокращается при температуре выше 85°С.

При работе через конденсатор протекает как пульсирующий ток, так и ток утечки, которые вызывают разогрев конденсатора. Однако ток утечки на много порядков меньше пульсирующего, вследствие чего его вкладом в нагрев конденсатора можно пренебречь. Форма тока рассчитывается по формуле (1), и представлена на рис. 8.

Зная форму и величину тока через конденсатор, можно рассчитать нагрев электролитического конденсатора:

$$\Delta T_C = \frac{I_{\text{ЭФФ}}^2 \cdot R_C}{\beta \cdot S}, \quad (4)$$

где ΔT_C – разогрев на поверхности корпуса конденсатора, °С;

$I_{\text{ЭФФ}}$ – эффективное значение тока через конденсатор, А;

R_C – эквивалентное последовательное сопротивление конденсатора, Ом;

S – площадь поверхности конденсатора, см²;

β – коэффициент теплового излучения, Вт/°С·см².

Величину β можно рассчитать по эмпирической формуле [3]:

$$\beta = 2,3 \cdot 10^{-3} \cdot S^{-0,2}. \quad (5)$$

Для расчета срока службы конденсатора необходимо вычислить температуру внутри корпуса, она связана с температурой на поверхности корпуса коэффициентом α :

$$\Delta T_j = \alpha \cdot \Delta T_C. \quad (6)$$

Данный коэффициент приводится изготовителем и зависит от размеров конденсатора. Получаем окончательную формулу для расчета срока службы электролитического конденсатора:

$$L = L_0 \cdot 2^{0,1 \left(T_{\text{MAX}} - \alpha \cdot \frac{I_{\text{ЭФФ}}^2 \cdot R_C}{\beta \cdot S} \right)}. \quad (7)$$

Необходимо отметить, что R_C уменьшается с ростом частоты, что выражается частотным коэффициентом, который указывают производители конденсаторов для расчета эквивалентного последовательного сопротивления на рабочей частоте. На рис. 9 представлены

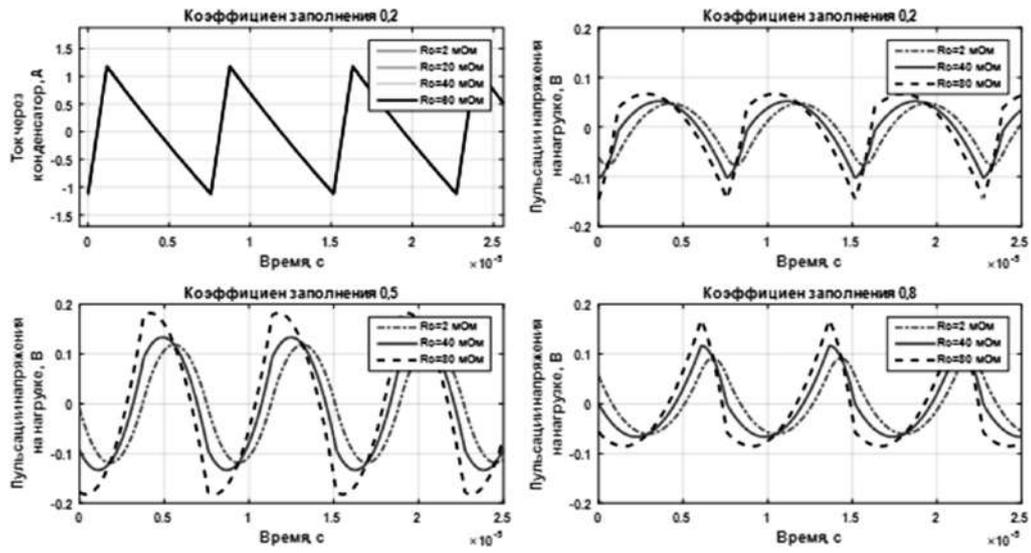


Рис. 2. Ток через конденсатор в зависимости от сопротивления конденсатора (верхний левый график) и пульсации напряжения в нагрузке при различных значениях коэффициента заполнения и эквивалентного сопротивления конденсатора

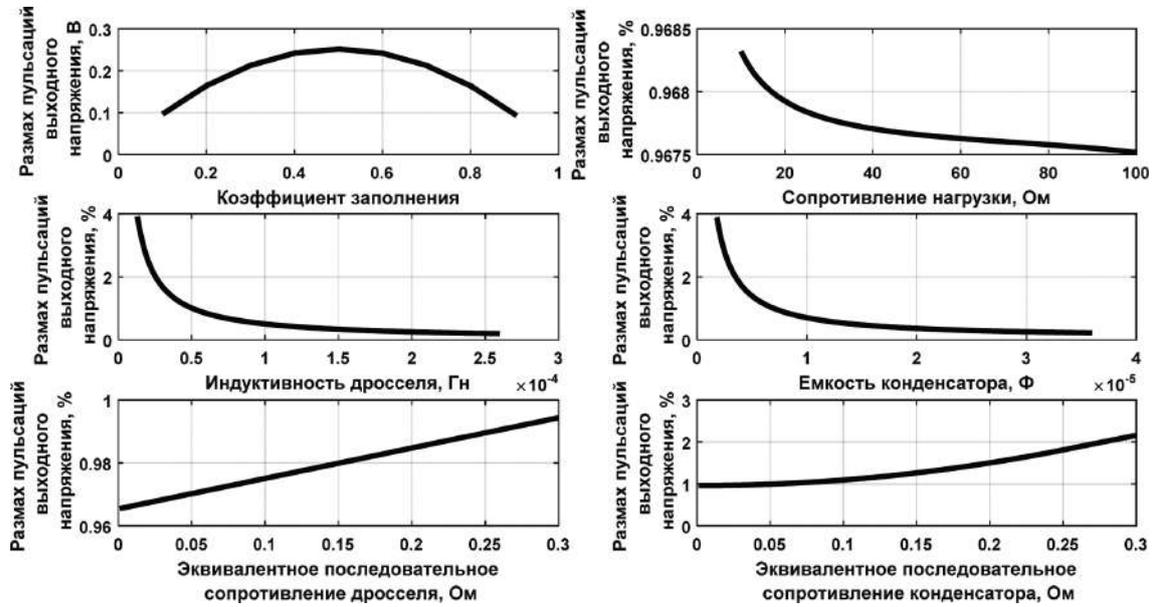


Рис. 3. Размах пульсаций выходного напряжения в зависимости от одного параметра элемента сглаживающего фильтра

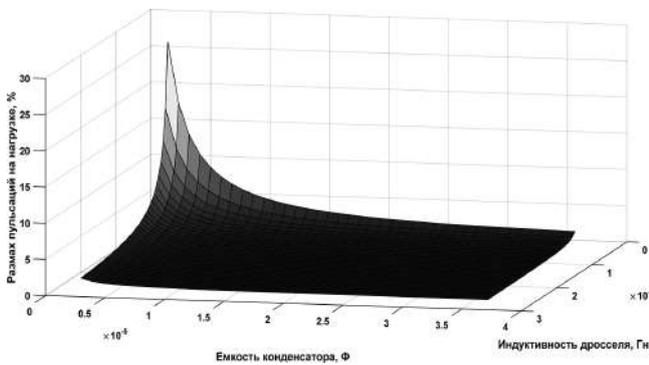


Рис. 4. Зависимость размаха пульсаций выходного напряжения от параметров $L_{\text{Ф}}$ и $C_{\text{Ф}}$

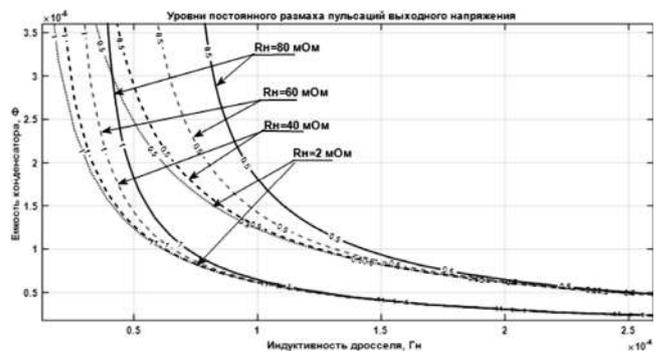


Рис. 5. Номограммы постоянного уровня размаха пульсаций выходного напряжения

результаты расчета эффективного тока, средней рассеиваемой мощности, температуры перегрева и срока службы электролитического конденсатора в СФ при диаметре корпуса 3,5 см, высоте 4 см и эквивалентном последовательном сопротивлении 20 мОм.

Итак, решение задачи проектирования СФ ИПН с учетом перечисленных показателей может быть представлено в виде области ограниченной рассчитанными уровнями постоянных пульсаций, сроком службы, величины допустимого перенапряжения на конденсаторе. Так, например, на рис. 10 показана об-

ласть, удовлетворяющая требованиям по пульсациям выходного напряжения не более 0,5%, сроку службы электролитического конденсатора СФ не менее 5 лет и перенапряжению на конденсаторе не более 10%.

Для снижения $\Delta U_{СФ}$ необходимо область значений $L_{Ф}$ и $C_{Ф}$ сместить по кривой пульсаций 0,5% влево и вверх, т. е. увеличивать емкость конденсатора и уменьшать индуктивность. Но при этом уменьшается срок службы конденсатора. Если же необходимо сохранение срока службы конденсаторов, то следует, либо использовать конденсаторы с большим номинальным напряжением, $U_{НОМ} = U_{РАБ} + \Delta U_{СФ}$, либо использовать их последовательное включение.

Предложенная методика расчета сглаживающего фильтра была приведена для преобразователя напряжения понижающего типа без отрицательной обратной связи, т. е. для регулятора напряжения. В этом случае скачкообразное изменение нагрузки не изменяет скважность прямоугольных импульсов на входе фильтра. В преобразователе с ООС обратная связь будет стабилизировать выходное напряжение, изменяя соответствующим образом длительность импульсов на входе фильтра (рис. 11). Узкополосная (медленная) ООС с малой глубиной уменьшит величину перенапряжения на конденсаторе СФ меньше чем широкополосная (быстрая) ООС с большой глубиной. На рис. 12 приведены зависимости перенапряжения на конденсаторе СФ с характеристикой Баттерворта и Чебышева ИПН с входным напряжением 320 В, выходным 48 В, мощностью 1200 Вт и частотой преобразования энергии 132 кГц в зависи-

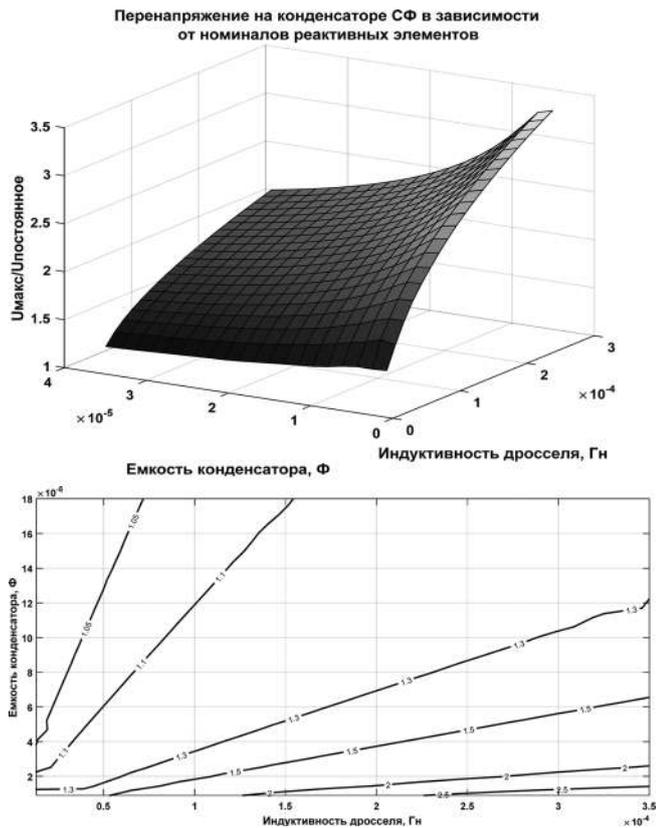


Рис. 6. Величина перенапряжения на конденсаторе в зависимости от номинала элементов фильтра (верхний график) и уровни постоянного значения перенапряжения на емкости (нижний график)

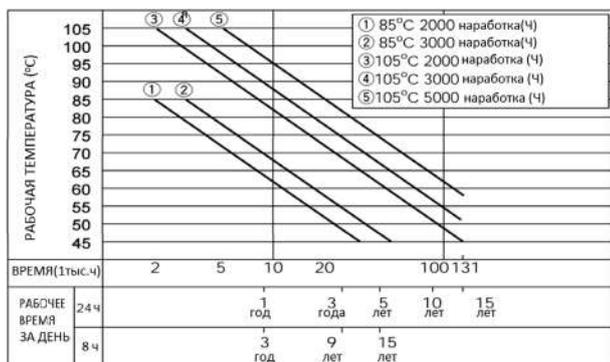


Рис. 7. Типовой вид зависимости срока службы электролитических конденсаторов от температуры

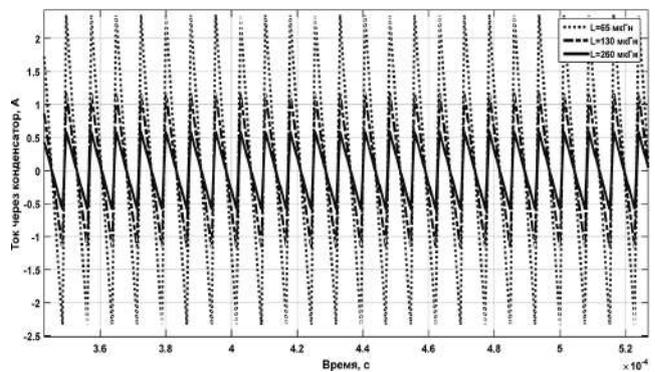
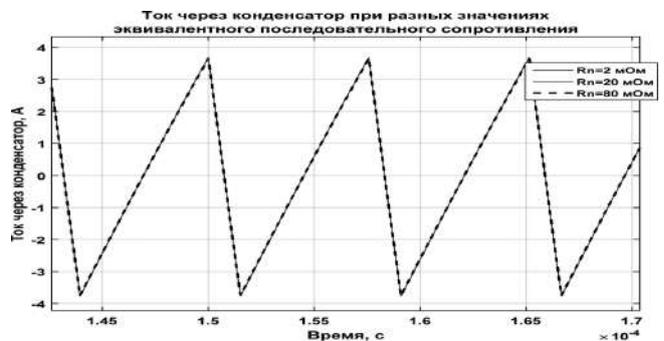


Рис. 8. Ток через конденсатор в зависимости от сопротивления конденсатора (верхний график) и индуктивности СФ (нижний график)

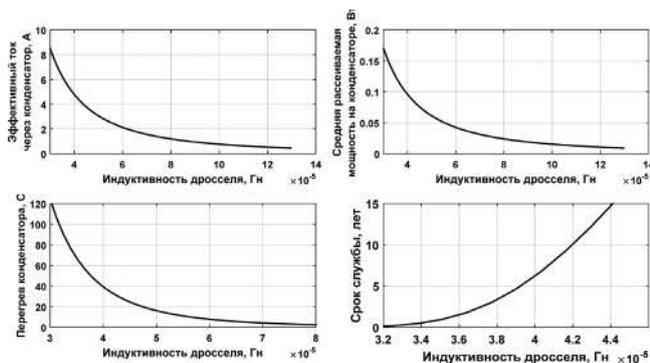


Рис. 9. Эффективный ток, средняя рассеиваемая мощность, перегрев и срок службы электролитического конденсатора СФ

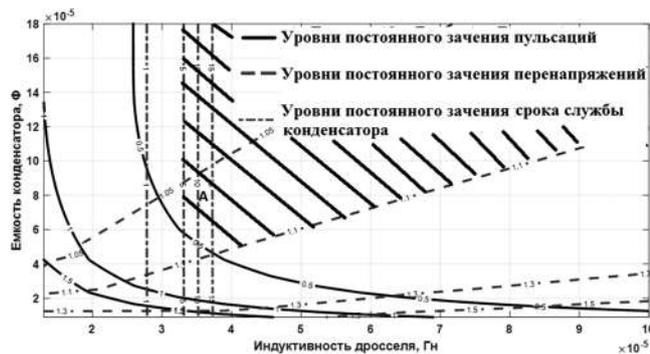


Рис. 10. Область значений L_{Φ} и C_{Φ} сглаживающего фильтра удовлетворяющая требованиям по пульсациям выходного напряжения не более 0.5%, сроку службы электролитического конденсатора СФ не менее 5 лет и увеличения напряжения на конденсаторе не более 10%

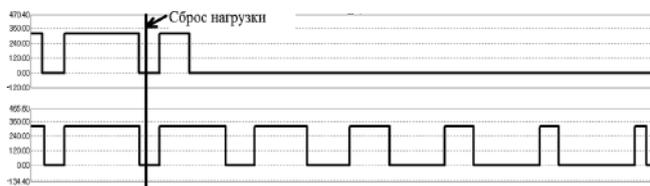


Рис. 11. Напряжение на входе СФ при сбросе нагрузки при глубине ООС: 30 дБ – верхний график, 1 дБ – средний график

мости от глубины ООС. Большого снижения перенапряжений чем 18% для фильтра Чебышева и 65% для фильтра Баттерворта снизить изменением глубины и скорости ООС невозможно. Большее снижение возможно осуществить только путем увеличения емкости конденсатора или снижением индуктивности дросселя СФ, что показано на рис. 12, или снижением выходной мощности.

Пунктирными линиями на рис. 12а приведены оценочные зависимости перенапряжений на конденсаторах при скачкообразном изменении нагрузки, рассчитанные по формуле $\Delta U_{C\Phi} = \Delta I \cdot \rho$, где $\rho = (L_{\Phi}/C_{\Phi})^{0,5}$ – волновое сопротивление СФ, ΔI – изменение тока в нагрузке при ее скачкообразном изменении. Из рис. 12а видно, что приближенная оценочная формула для расчета перенапряжений на конденсаторе приводит к завышению перенапряжений $\Delta U_{C\Phi}$ примерно в 2,5 раза.

На рис. 13 приведены зависимости изменения перенапряжения на конденсаторе от величины элементов L_{Φ} , C_{Φ} и глубины ООС. Откуда видно, что перенапряжения на конденсаторе уменьшаются практически линейно с ростом C_{Φ} и снижением L_{Φ} и имеют меньшую величину при большей глубине ООС.

При проектировании СФ достаточно часто встает вопрос минимизации массогабаритных характеристик. Для рассматриваемого преобразователя на рис. 10 найдена область значений элементов фильтра, при которых удовлетворяются требования к пульсациям выходного напряжения, долговечности и перенапряжениям при работе на динамическую нагрузку.

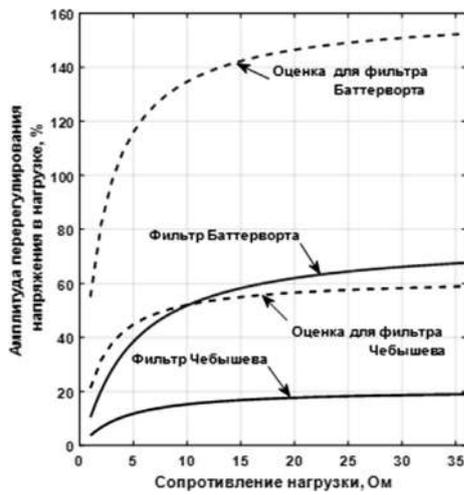
Рассмотрим произвольную точку из полученной области. Для точки А, которой соответствует емкость 100 мкФ и индуктивность 37 мкГн (рис. 10), можно выбрать, например, конденсатор из широко известной серии К50-87 производства одного из лидеров отечественного рынка электролитических конденсаторов ОАО “Элеконд” емкостью 100 мкФ на 100 В (с учетом запаса по напряжению при выбросах). Масса данного конденсатора 15,7 г. Массу дросселя оценим на основе методики изложенной в [4]. Результаты расчета дросселя минимальной массы при заданной температуре перегрева приведены на рис. 14. В качестве материала сердечника было выбрано аморфное железо с распределенным зазором марки МР.

Из графика видно, что дроссель с индуктивностью 37 мкГн будет весить 20 г при перегреве 60°C и 40 г при перегреве 20°C, что более чем в 2,5 раза тяжелее конденсатора.

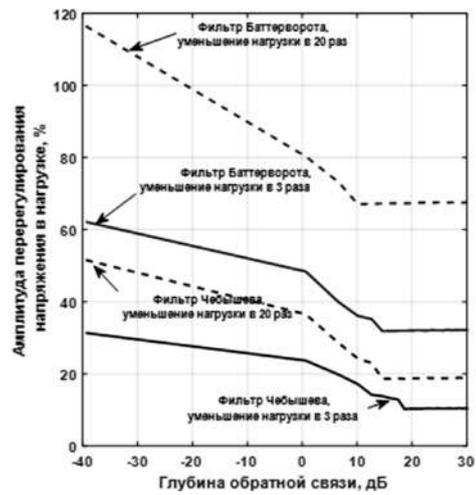
Заключение

Таким образом, проектирование силового сглаживающего фильтра преобразователя напряжения, работающего на функциональные электронные нагрузки (телекоммуникационные, радиолокационные, радионавигационные, гидроакустические и другие системы), которые характеризуются резким (скачкообразным) изменением своих параметров в больших пределах необходимо осуществлять с учетом обеспечения требуемой величины пульсаций выходного напряжения с учетом потерь в реактивных элементах СФ; допустимой величины перенапряжения на конденсаторе СФ $\Delta U_{C\Phi}$ при резком увеличении сопротивления нагрузки и необходимого срока службы электролитических конденсаторов СФ, являющиеся наиболее ненадежными элементами преобразователя. Исследование СФ с характеристиками ослабления Баттерворта и Чебышева (волновое сопротивление фильтров Баттерворта существенно больше чем у фильтров Чебышева) при одинаковом подавлении пульсаций выходного напряжения позволило определить:

- перенапряжение на конденсаторе фильтра Чебышева при работе на переменную нагрузку существенно меньше, чем у фильтра Баттерворта;
- переменная составляющая тока дросселя СФ и тока конденсатора при одинаковой величине пуль-



а



б

Рис. 12. Величина перенапряжения на конденсаторе в зависимости от глубины ООС для фильтров: а – Чебышева ($L_{\Phi} = 50$ мкГн, $C_{\Phi} = 40$ мкФ, $R_C = R_L = 20$ мОм); б – Баттерворта ($L_{\Phi} = 130$ мкГн, $C_{\Phi} = 18$ мкФ, $R_C = R_L = 20$ мОм)

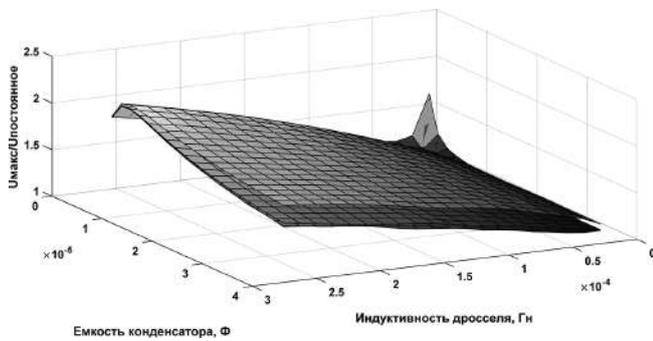


Рис. 13. Величина перенапряжения на конденсаторе в зависимости от номинала элементов фильтра и глубины ООС (35 дБ, – 5 дБ, от верхней поверхности к нижней соответственно)

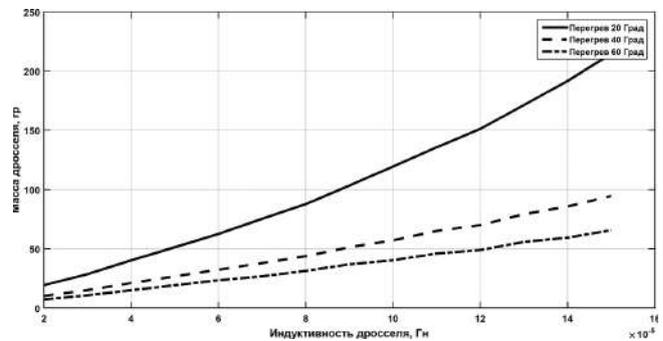


Рис. 14. Изменение массы дросселя СФ от величины его индуктивности и перегрева

саций выходного напряжения существенно меньше у фильтра Баттерворта. Следовательно, эффективное значение тока через конденсатор, мощность потерь и перегрев конденсатора у фильтра Баттерворта существенно меньше, а, следовательно, срок службы конденсатора существенно больше. Однако величина индуктивности дросселя фильтра Баттерворта существенно больше, чем у фильтра Чебышева.

Литература

1. Дмитриков В. Ф., Исаев В. М., Шушпанов Д. В., Кобелянский А. Е. Влияние пульсаций выходного напряжения импульсного преобразователя на коэффициент стабилизации выходного напряжения // Физика и технические приложения волновых процессов, Самара, 2009, том 12, № 1. С. 105–112.
2. Дмитриков В. Ф., Самылин И. Н., Шушпанов Д. В., Кобелянский А. Е. Исследование пульсаций выходного напряжения транзисторного преобразователя понижающего типа // Физика и технические приложения волновых процессов, Самара 2007, том 10, № 2. С. 86–93.

3. General Description of Aluminum Electrolytic Capacitors, TECHNICAL NOTES CAT.8101E-1. NICHICON CORPORATION.

4. Мелешин В. И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Издательство техносфера, 2005, 627 с.

Дмитриков Владимир Федорович, Заслуженный деятель науки РФ, д. т. н., профессор, почетный профессор кафедры “Теория электрических цепей и связи (ТЭЦиС)”, Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича (СПбГУТ), тел.: (812) 305-12-35, e-mail: Dmitrikov_VF@mail.ru;

Шушпанов Дмитрий Викторович, к. т. н., доцент кафедры ТЭЦиС, СПбГУТ, тел.: (812) 305-12-35, e-mail: dimasf@inbox.ru;

Алексеев Михаил Александрович, аспирант кафедры ТЭЦиС СПбГУТ, инженер, ОАО “РИМП”, тел.: (911) 286-64-20, e-mail: girator77@gmail.com;

Петроченко Александр Юрьевич, магистрант СПбГУТ.

С. В. Аверин, В. С. Коныхин, С. Ф. Коныхин, В. И. Третьяк

ВЫБОР ВЕЛИЧИНЫ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ЗВЕНА ПОСТОЯННОГО ТОКА БОРТОВЫХ СТАТИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ДВОЙНЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

S. V. Averin, V. S. Koniakhin,
S. F. Koniakhin, V. I. Tretyak

Selection of DC-link output voltage value for on-board static converter with double conversion of electric energy

В статье рассмотрены возможности снижения допустимого напряжения на элементах трехфазных инверторов бортовых статических преобразователей с двойным преобразованием энергии. Показаны возможности снижения напряжения на входе инвертора за счет использования различных структурных решений, а также формирования предмодулирующих сигналов.

The paper considers the possibilities of a three-phase inverter components allowable voltage reduction. The inverter is a part of an on-board static converter with double energy conversion. The authors reveal the possibility of the inverter input voltage reduction by employing various structural solutions, or generating pre-modulation signals.

Ключевые слова: конвертор, трехфазный инвертор, силовые транзисторные ключи, фазное напряжение, звено постоянного тока, алгоритм управления, предмодуляция.

Key words: converter, three-phase inverter, power transistor switch, phase voltage, DC-link, control algorithm, pre-modulation.

Статические преобразователи вторичных систем электроснабжения летательных аппаратов

На всех традиционных объектах авиационной техники — самолетах и вертолетах — используются первичные системы электроснабжения (СЭС) трех типов — система электроснабжения постоянного тока напряжением 27 В, система переменного трехфазного тока постоянной частоты 400 Гц напряжением 115/200 В и все более популярная в последние годы система переменного трехфазного тока нестабильной частоты 360...800 Гц напряжением 115/200 В.

К параметрам потребителей бортовых систем предъявляются различные требования по виду и качеству электроэнергии. Они могут существенно отличаться от параметров первичной СЭС, что обуславливает необходимость наличия на борту летательного аппарата (ЛА) вторичной системы электроснабжения.

Для питания целого ряда бортовых подсистем (радиолокационных, навигационных, систем радиосвязи, автоматического управления и контроля) требуется переменное напряжение стабильной частоты во всех режимах полета. Эти требования обуславливают наличие во вторичной системе электроснабжения ЛА канала переменного тока гарантированно стабильной частоты, независимо от типа первичной бортовой системы генерирования электроэнергии. Переменное напряжение стабильной частоты обеспечивается статическими инверторами, преобразующими постоянно напряжение 27 В в одно- или трехфазное напряжение 115 В, 400 Гц и качеством электроэнергии, определяемым по ГОСТ Р 54073-2010 [1]. Из [1] следует, что трехфазная СЭС переменного тока (в том числе и вторичная СЭС) должна быть трехпроводной с силовой заземленной нейтралью и

соединением фаз в звезду. Причем базовыми параметрами электроэнергии являются параметры фазы, что определяет выбор структуры и схемотехники бортовых трехфазных инверторов.

При создании современных бортовых преобразователей наиболее эффективными представляются структуры с двойным преобразованием энергии, т. е. с топологией конвертор — инвертор. Конвертор с полной гальванической развязкой, работающий на повышенной частоте, преобразует входное постоянное напряжение в постоянное напряжение повышенного уровня. Это напряжение преобразуется инвертором, работающим в импульсном режиме, в переменное заданного уровня и качества.

В целом, число трехфазных преобразовательных структур достаточно велико. Например, выдающийся советский ученый и инженер В. С. Моин в своей практической энциклопедической книге [2] привел более 30 вариантов построения трехфазных транзисторных инверторов. В то же время, структур, позволяющих на практике разумными средствами реализовать требования, обязательные для бортовой электроэнергетики в рамках системы конвертор — инвертор, совсем немного. К ним относятся:

- трехфазный инвертор на основе трех однофазных;
- трехфазный мостовой коммутатор с дифференциальным источником питания;
- трехфазный мостовой коммутатор с автотрансформаторной схемой Скотта.

Каждая из перечисленных структур имеет свои характерные особенности, достоинства и недостатки и подробно описана в литературе [3–5].

Особенность рассматриваемых схем — наличие в них относительно высоковольтного звена (или звеньев) по-

стоянного тока – первой ступени преобразования (конвертера). Очевидно, что массогабаритные показатели, КПД, надежность, ресурс, качество выходной энергии и др. явным образом зависят, в том числе, и от уровня напряжения в звене постоянного тока, который вполне заслуженно может быть рассмотрен в качестве одного из критериев при выборе структуры инвертора. По этой причине представляется целесообразным определить и сравнить минимально возможные уровни напряжения на выходе звена постоянного тока, входящего в состав перечисленных силовых частей инвертора.

При анализе будем считать, что выходное напряжение конвертера не зависит ни от напряжения питания преобразователя, ни от его нагрузки. Выходное напряжение инвертора формируется с помощью синусоидальной ШИМ и содержит только основную (первую) гармонику. Параметры LC -фильтра у всех рассматриваемых структур полагаем одинаковыми или приведенными друг к другу. Таким образом, падения напряжения на элементах выходных фильтров также будем считать одинаковыми. Принципы и законы управления, а также коэффициенты модуляции для всех структур одинаковы.

Трехфазный инвертор, на основе трех однофазных

Преобразователь состоит из трех идентичных каналов, построенных по принципу двойного преобразования (рис. 1). Входные каскады каналов (конвертеры) подключены к источнику питания 27 В. Выходными каскадами (однофазными мостовыми инверторами) формируются переменные напряжения 115 В, сдвинутые относительно друг друга на 120° . Поскольку вход и выход каждого канала гальванически развязаны, одноименные выходные выводы инверторов могут быть объединены и соединены с “минусом” входного источника питания. Таким образом, на выходе преобразователя формируется полноценная трехфазная система фазных напряжений с выведенной силовой нейтралью.

Без учета падения напряжения на фильтре и коэффициента модуляции минимальное напряжение питания однофазного мостового инвертора равно амплитуде выходного напряжения. Суммарное влияние

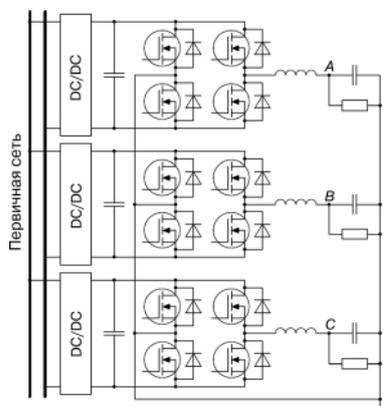


Рис. 1. Трехфазный инвертор на основе трех однофазных

параметров выходного фильтра и глубины модуляции будем учитывать поправочным коэффициентом $k > 1$, одинаковым для всех рассматриваемых схем.

Таким образом, для формирования фазного напряжения с амплитудой $U_{ФМ}$, должно выполняться условие $U_D \geq kU_{ФМ}$, где U_D – напряжение на выходе звена постоянного тока (конвертера).

Инверторы с дифференциальным питанием

Возможны несколько вариантов построения трехфазных инверторов со средней точкой (нейтралью):

- мостовой инвертор с конденсаторным делителем;
- мостовой инвертор с двуполярным питанием;
- инвертор с четвертой стойкой.

Схема инвертора с конденсаторным делителем приведена на рис. 2. Верхний конденсатор делителя должен обеспечить напряжение, необходимое для формирования положительной полуволны выходной синусоиды с заданной амплитудой $U_{ФМ}$, а нижний – ее отрицательной полуволны. Полное выходное напряжение DC/DC-преобразователя U_D , таким образом, должно быть не менее $2U_{ФМ}$, а с учетом глубины модуляции и влияния параметров выходного фильтра – не менее $k \cdot 2 \cdot U_{ФМ}$.

В инверторе с дифференциальным питанием звено постоянного тока трехфазного моста образовано двумя конвертерами (“положительным” и “отрицательным”), выходные цепи которых соединены последовательно. Общая точка последовательного соединения используется в качестве нейтрали формируемой инвертором трехфазной системы напряжений (рис. 3).

В самом простом случае конвертеры формируют одинаковые постоянные напряжения, уровень которых соответствует амплитуде выходной синусоиды. Понятно, что напряжение U_D в звене постоянного тока инвертора при этом, как и в структуре на рис. 2, должно быть не менее $k \cdot 2 \cdot U_{ФМ}$. Однако, если выходные напряжения DC/DC-преобразователей не поддерживать на постоянном уровне, суммарное напряжение на шинах инвертора можно уменьшить.

Технически это реализуется следующей организацией управления DC/DC-каскадом: положительным конвертером формируется напряжение, совпадающее по форме, времени и величине с положительной огибающей трехфазного выходного напряжения, а отрицательным конвертером, соответственно, – с от-

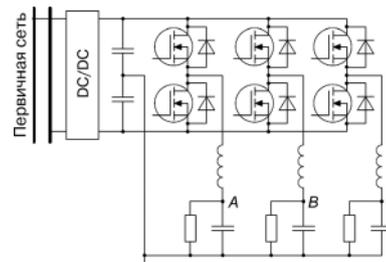


Рис. 2. Трехфазный инвертор с конденсаторным делителем напряжения

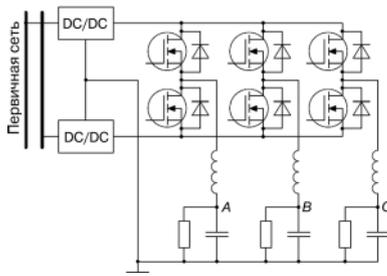


Рис. 3. Трехфазный инвертор с двуполярным питанием

рицательной огибающей. Разность этих напряжений, взятая относительно средней точки, дает величину напряжения звена постоянного тока инвертора, максимальное значение которой может быть ниже уровня $k \cdot 2 \cdot U_{ФМ}$ (рис. 4).

Закон управления конверторами основан на том, что в любой момент времени разность между фазными напряжениями трехфазной системы меньше их удвоенной амплитуды, поскольку, не существуют моменты времени, когда какие-либо два из трех фазных напряжений одновременно достигают своих максимальных значений. В этом можно легко убедиться, проанализировав, например, выражение

$$u_{AB} = u_A - u_B = \sin(\omega t) - \sin(\omega t - 2\pi / 3). \quad (1)$$

Взяв производную и приравняв ее к нулю, получим, что эта разность максимальна при $\omega t = \pi/3$ и равна $\sqrt{3} = 1,732$.

Из рис. 4 видно, что выходное напряжение каждого конвертора помимо постоянной содержит и переменную составляющую, частота которой в три раза выше частоты основной гармоники. Суммарное выходное напряжение DC/DC-каскада, таким образом, представляет собой “мозаику”, составленную из “верхушек” синусоид длительностью $\pi/6$, и содержит переменную составляющую с частотой, шестикратной по отношению к частоте основной кривой. Минимальное и максимальное значения равны, соответственно, 1,5 и 1,732 от амплитуды выходного напряжения инвертора.

На рис. 5 приведено сравнение выходных напряжений звена постоянного тока инвертора при

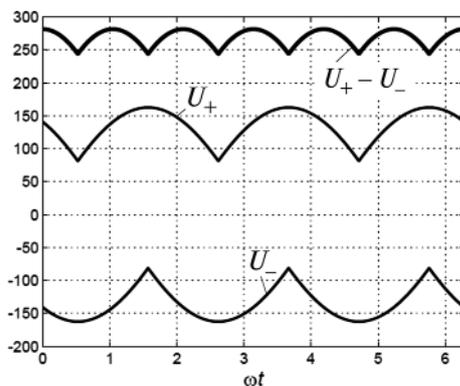


Рис. 4. Напряжения на шинах V_D дифференциального регулируемого конвертора

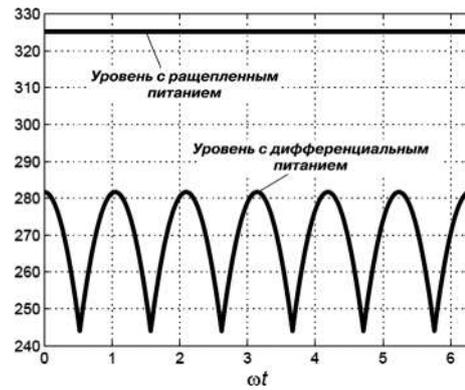


Рис. 5. Напряжения на шинах V_D инвертора при двуполярном и регулируемом дифференциальном питании

использовании стабилизированных и регулируемых конверторов.

Таким образом, с учетом поправочного коэффициента k , напряжение в звене постоянного тока инвертора, питаемого от двуполярного управляемого источника, может составлять $U_D \geq 1,732kU_{ФМ}$.

При реализации рассматриваемого принципа регулирования выходного напряжения DC/DC-каскада необходимо обеспечить его синхронизацию с выходными синусоидальными напряжениями. В противном случае, фазовый сдвиг приведет к существенным искажениям формируемых синусоид (рис. 6).

Структура трехфазного четырехпроводного инвертора с дифференциальным питанием, в которой возможна реализация описанного выше способа, показана на рис. 7а, а схема регулирования DC/DC-преобразователей раскрыта на рис. 7б. Конвертор должен иметь широкую полосу пропускания, достаточную, для отработки сигнала с датчика огибающего напряжения, рабочая частота которого при основной частоте 400 Гц будет равна 1200 Гц. Это требует собственной частоты выходного сглаживающего фильтра преобразователя не менее 12000 Гц. Другая особенность конвертора заключается в том, что он должен активно формировать нарастающие и спадающие участки огибающего напряжения. В связи с этим, силовой каскад DC/DC-преобразователя дол-

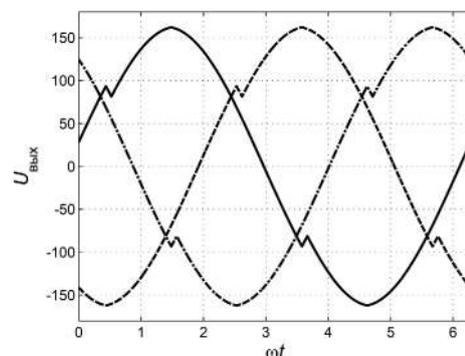
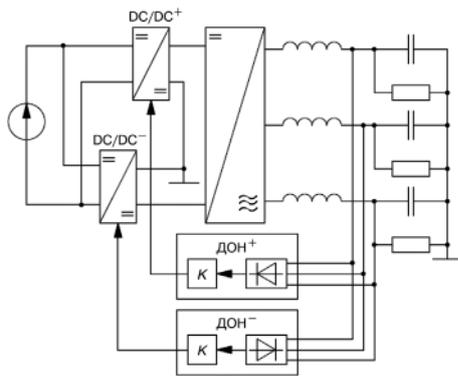
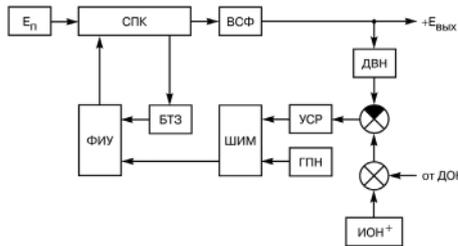


Рис. 6. Искажения выходных напряжений трехфазного инвертора при несовпадении фаз огибающих напряжений



а



б

Рис. 7. Структура четырехпроводного преобразователя с дифференциальным питанием (а) и структура DC/DC-конвертера (б)

жен содержать полностью управляемые включающий и замыкающий ключи.

В связи с этим целесообразно проанализировать формирование напряжения на шинах инвертора, используя более простые формы переменной составляющей напряжения конвертера – синусоидальную, и треугольную, и “независимо” от инверторной части регулировать выходное напряжение DC/DC-каскада. Однако, следует учитывать, что при этом все требования к синхронизации сораниются.

Формирование переменной составляющей синусоидальной формы выходного напряжения DC-DC каскада показано на рис. 8.

Уменьшить напряжение на шинах инвертора до минимального возможного значения, соответствующего первому из рассмотренных случаев, можно, заменив синусоидальную форму выходного напряжения DC-DC каскада на треугольную (рис. 9). В этом случае постоянная составляющая напряжения будет несколько ниже, чем при формировании пульсаций в первом случае и составит 14,4%, что лучше, чем при формировании по синусоидальной форме.

На рис. 10 приведена структура инвертора с “четвертой” стойкой. При правильном управлении четвертая стойка образует виртуальный нуль или искусственную силовую нейтраль формируемой инвертором трехфазной системы напряжений.

При коммутации силовых ключей четвертой стойки с коэффициентом заполнения 0,5 напряжение в точке виртуального нуля поддерживается равным половине выходного напряжения конвертера, которое в этом случае должно быть не менее $k \cdot 2 \cdot U_{ФМ}$ для

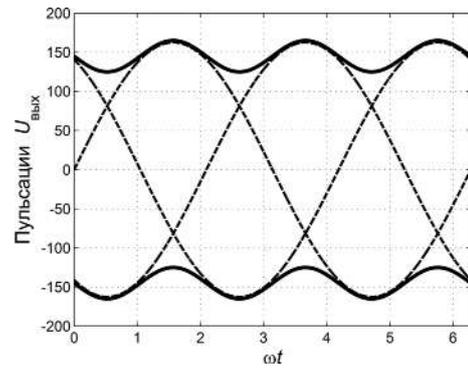


Рис. 8. Расчетные пульсации синусоидальной формы выходного напряжения

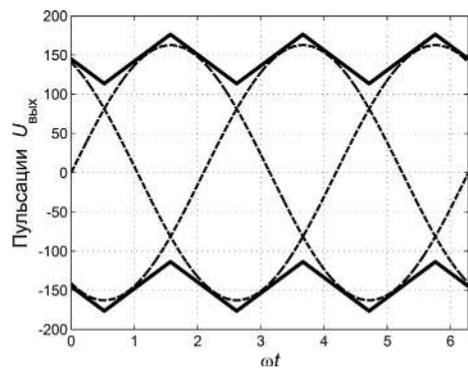


Рис. 10. Пульсации пилообразной формы

обеспечения требуемого уровня выходного напряжения инвертора.

При изменении закона управления четвертой стойкой напряжение в звене постоянного тока инвертора может быть уменьшено. Синтез закона управления базируется на тех же принципах и соображениях, что и в предыдущем случае. Отличие заключается в объекте регулирования – ранее это были напряжения конвертеров относительно “неподвижного” нуля, здесь же, наоборот, выходное напряжение конвертера стабильно, а потенциал нуля по синусоидальному закону “колеблется” относительно его полюсов с трехкратной относительно выходного напряжения частотой. При амплитуде “колебаний”, равной $U_{ФМ}/6$, напряжение в звене постоянного тока может быть уменьшено до уровня $U_D \geq 1,732kU_{ФМ}$ [6].

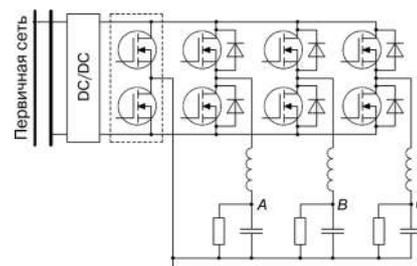


Рис. 10. Трехфазный инвертор с четвертой стойкой

Трехфазный мостовой коммутатор с автотрансформаторной схемой Скотта

В схеме инвертора с автотрансформаторной схемой Скотта, которую называют также Т-схемой, (рис. 11) на выходе трехфазного моста формируется система линейных напряжений. Автотрансформаторами при правильном соотношении чисел витков формируется симметричная трехфазная система фазных напряжений.

В простейшем случае ключи инвертора коммутируются в режиме синусоидальной ШИМ, и на выходе моста формируется трехфазная система синусоидальных линейных напряжений.

Усредненный потенциал каждого вывода моста меняется по синусоидальному закону от уровня “0” до “ U_D ”. Таким образом, амплитуда фазного напряжения равна $U_D/2$, а амплитуда линейного напряжения $U_{ЛМ}$ с учетом поправочного коэффициента k , соответственно,

$$U_{ЛМ} = U_D \frac{\sqrt{3}}{2} k.$$

Т-схема преобразует симметричную систему линейных напряжений в систему фазных напряжений с амплитудой, естественно, $U_D k / 2$.

Таким образом, для формирования фазного напряжения с амплитудой $U_{ФМ}$, напряжение U_D в звене постоянного тока рассматриваемого преобразователя при его управлении методом синусоидальной ШИМ должно быть не менее $U_D \geq 2kU_{ФМ}$.

На первый взгляд, какая-либо возможность снижения напряжения U_D в звене постоянного тока ниже уровня $2kU_{ФМ}$ в такой схеме отсутствует. Следует отметить, что схемой Скотта на основе линейных напряжений формируется система фазных напряжений. При этом, принцип формирования линейных напряжений не играет роли. Нейтраль, образованная схемой Скотта, не имеет жесткой привязки к общей точке мостового коммутатора и общей точке звена постоянного тока. Возникает задача синтеза симметричной трехфазной системы линейных напряжений ($u_A - u_B - u_C$) с формой, отличной от синусоидальной, и максимальной амплитудой исходной синусоиды $U_{ЛМ}$, не превосходящей величины $U_D/2$. Это позволит снизить уровень выходного напряжения звена постоянного тока.

Рассмотрим известный механизм образования линейного напряжения из фазных, например, u_{AB} из u_A и u_B (рис. 12). Примем амплитуды кривых u_A и u_B

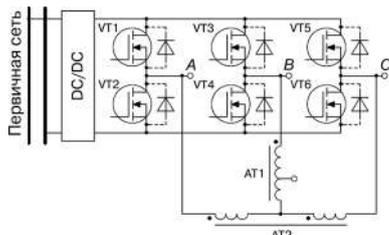


Рис. 11. Трехфазный мост с автотрансформаторной схемой Скотта

равными единице. Напряжение u_{AB} есть разность напряжений u_A и u_B (1).

Из рис. 12 становится понятным, что для достижения поставленной выше цели необходимо соответствующим образом видоизменить исходную кривую на разных интервалах. Так, на интервале $[0, \pi/3]$ значения кривых u_A и u_B необходимо увеличить (показано стрелками), на интервале $[\pi/3, 2\pi/3]$ — уменьшить, а на интервале $[2\pi/3, \pi]$ — снова увеличить и т. д.

На практике искомые кривые можно реализовать с помощью метода инжекции третьей гармоники. Этот метод предложен в [7], (его часто называют методом предмодуляции третьей гармоникой [8]).

Суть метода заключается во введении в закон управления ключами инвертора дополнительного синусоидального сигнала с трехкратной по отношению к выходному напряжению частотой:

$$u_A = \sin(\omega t) + g \sin(3\omega t); u_B = \sin(\omega t - 2\pi/3) + g \sin(3\omega t); u_C = \sin(\omega t - 4\pi/3) + g \sin(3\omega t),$$

где g — амплитуда вводимого сигнала, приведенная к амплитуде первой гармоники.

Полученная таким образом система фазных напряжений образует систему линейных напряжений:

$$u_{AB} = u_A - u_B = [\sin(\omega t) + g \sin(3\omega t)] - [\sin(\omega t - 2\pi/3) + g \sin(3\omega t)]; u_{BC} = u_B - u_C = [\sin(\omega t - 2\pi/3) + g \sin(3\omega t)] - [\sin(\omega t - 4\pi/3) + g \sin(3\omega t)]; u_{CA} = u_C - u_A = [\sin(\omega t - 4\pi/3) + g \sin(3\omega t)] - [\sin(\omega t) + g \sin(3\omega t)].$$

После раскрытия скобок члены $g \sin(3\omega t)$ взаимно уничтожаются. В результате получаем:

$$u_{AB} = \sin(\omega t) - \sin(\omega t - 2\pi/3) = v_A - v_B = v_{AB}; u_{BC} = \sin(\omega t - 2\pi/3) - \sin(\omega t - 4\pi/3) = v_B - v_C = v_{BC}; u_{CA} = \sin(\omega t - 4\pi/3) - \sin(\omega t) = v_C - v_A = v_{CA},$$

откуда следует, что, независимо от значения g :

$$u_{AB} = v_{AB}, u_{BC} = v_{BC} \text{ и } u_{CA} = v_{CA}.$$

При амплитуде третьей гармоники (ее “весе”) равной 1/6 от амплитуды основной (первой) гармоники максимальное значение получаемой кривой минимально и составляет $0,866 U_{ФМ}$. Таким образом, при управлении инвертором методом синусоидальной

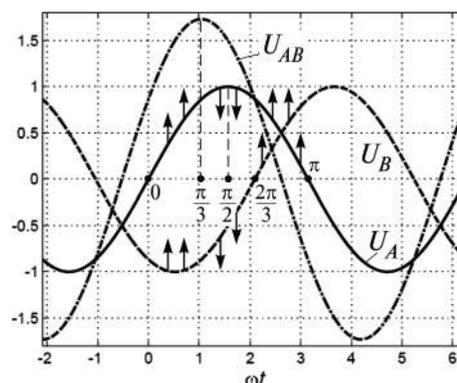


Рис. 12. Формирование линейного напряжения из фазных: $u_{AB} = u_A - u_B$

ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой для формирования фазного напряжения с амплитудой $U_{\text{ФМ}}$ напряжение U_D в звене постоянного тока с учетом коэффициента k должно быть не менее $2k \cdot 0,866 U_{\text{ФМ}}$: $U_D \geq 1,732 U_{\text{ФМ}}$.

Покажем, почему именно третья гармоника, и почему именно $1/6$.

Представим фазное напряжение в виде суммы гармонических составляющих. Изменим фазное синусоидальное напряжение, введением дополнительной гармоники (рис. 13). Получаем три характерных интервала одинаковой длительности $[0, \pi/3]$, $[\pi/3, 2\pi/3]$ и $[2\pi/3, \pi]$, на границах которых для корректного суммирования с основной кривой предмодулирующий сигнал должен менять знак, и его значения в этих точках, должны быть равны нулю. Для формирования синусоидального линейного напряжения из несинусоидального фазного изменение знака не должно носить скачкообразный характер. При этом, инжектированный сигнал должен быть симметричен относительно центра полупериода основной гармоники фазного напряжения ($\pi/2$). Всем перечисленным свойствам удовлетворяет третья гармоника фазного напряжения.

Правильно инжектированная, (т. е. принимающая нулевое значение в точках $0, \pi/3, 2\pi/3, \pi$ и т. д.) по отношению к основной кривой, третья гармоника одинаково позиционирована относительно всех трех фаз. Благодаря этому, в выражениях для напряжений u_A, u_B и u_C слагаемые, соответствующие третьей гармонике, вводятся без фазового сдвига. Именно это принципиальное обстоятельство делает возможными выполненные выше выкладки.

На рис. 13 показано семейство кривых, описываемых выражением

$$u = \sin(\omega t) + g \sin(3\omega t) \quad (2)$$

при разных значениях коэффициента $g > 0$. Несмотря на существенное различие в форме, все кривые имеют ряд объединяющих их характерных особенностей: при $g \geq 1/9$ ($0,111\dots$) на каждом полупериоде все кривые симметричны относительно угла $\pi/2$ и имеют два максимума и один минимум; для каждой кривой максимумы равны друг другу; на углах $\pi/3$ и $2\pi/3$ значения всех одинаковы и равны $\sqrt{3}/2$; максимумы всех кривых лежат выше некоторого уровня. Последнее означает, что существует кривая $u^*(\omega t)$, характеризующаяся неким значением g^* , при котором эти максимумы минимальны.

Для определения значения коэффициента g^* продифференцируем выражение (2) по ωt

$$u'(\omega t) = \cos \omega t (1 + 12g \cos^2 \omega t - 9g). \quad (3)$$

Корни уравнения $u'(\omega t) = 0$ соответствуют экстремумам функции $u(\omega t)$. Очевидно, что $u'(\omega t) = 0$ при $\cos(\omega t) = 0$ и $(1 + 12g \cos^2(\omega t) - 9g) = 0$.

В (3) $\cos(\omega t) = 0$ при $\omega t = \pi(0,5 + n)$ — этот угол соответствует локальным минимумам функции $u(\omega t)$ и не зависит от коэффициента g . По этой причине местоположение всех локальных минимумов внутри

полупериодов одинаково. Остальные экстремумы находятся из равенства:

$$1 + 12g \cdot \cos^2 \omega t - 9g = 0 \Rightarrow \cos^2 \omega t = \frac{9g - 1}{12g}.$$

Для удобства преобразуем это выражение к виду:

$$\cos^2 \omega t = 1 - \sin^2 \omega t = \frac{9g - 1}{12g}.$$

Откуда

$$\sin^2 \omega t = \frac{3g + 1}{12g}.$$

Таким образом,

$$\omega t = (-1)^n \cdot \arcsin \left(\pm \sqrt{\frac{3g + 1}{12g}} \right) + \pi n. \quad (4)$$

Знак “плюс” перед корнем соответствует положительной полуволне кривой, а “минус” — отрицательной.

Поскольку $u'(\omega t) = 0$ при $\omega t = \pi(0,5 + n)/2$ (локальный минимум), локальный максимум определяется согласно (3).

Очевидно, что, поскольку $\sin(x)$ не может быть больше единицы, выражение (4) имеет смысл только при $g \geq 1/9$.

Рассмотрим функцию $u(\omega t)$ на положительном полупериоде. Примем, $n = 0, g > 0$ и подставим в нее значение угла, соответствующего локальному максимуму. Учитывая, что:

$$u = \sin \omega t + g \sin 3\omega t = \sin \omega t (1 + 3g - 4g \sin^2 \omega t),$$

и $\sin(\arcsin x) = x$, получаем:

$$\begin{aligned} u &= \sin \left(\arcsin \sqrt{\frac{3g + 1}{12g}} \right) \cdot \left(1 + 3g - 4g \sin^2 \left(\arcsin \sqrt{\frac{3g + 1}{12g}} \right) \right) = \\ &= \sqrt{\frac{3g + 1}{12g}} \cdot \left(1 + 3g - 4g \cdot \frac{3g + 1}{12g} \right) = g^{-\frac{1}{2}} \cdot \left(g + \frac{1}{3} \right)^{\frac{3}{2}}. \end{aligned}$$

Функция $u(g)$ имеет два экстремума, определяемые приравнением к нулю ее производной

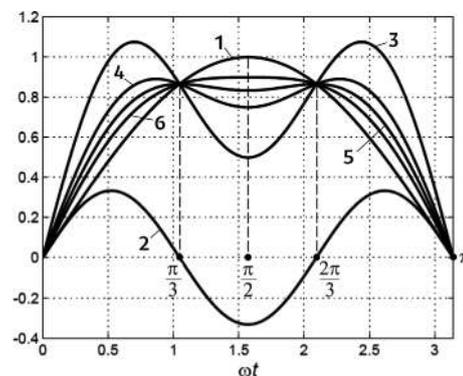


Рис. 13. Семейство кривых $u = \sin(\omega t) + g \sin(3\omega t)$:
1 — $\sin(\omega t)$; 2 — $\sin(3\omega t)$; 3 — $g = 0,5$; 4 — $g = 0,25$;
5 — $g = 0,166$; 6 — $g = 0,08$

$$u'(g) = \frac{1}{2} \sqrt{1 + \frac{1}{3g}} \cdot \left(2 - \frac{1}{3g} \right).$$

$u'(g) = 0$ при $g_1 = -1/3$ и $g_2 = 1/6$. Поскольку по условию $g > 0$, искомым является корень $g_2 = 1/6$.

Таким образом, искомая функция имеет вид

$$u^*(\omega t) = \sin \omega t + \frac{1}{6} \sin 3\omega t,$$

приведенный на рис. 14.

В точках $\omega t = \pi/2$ и

$$\omega t = \arcsin \sqrt{\frac{3g_2 + 1}{12g_2}} = \arcsin \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{\pi}{3}$$

значения $u^*(\omega t)$ равны, соответственно 0,866 (максимум) и 0,833 (минимум).

Следует отметить, что в разных источниках оптимальный “вес” третьей гармоники оценивается по-разному. Например, в [8] значение g^* оценивается, как $1 - 30,5/2 = 1/7,5$ (при этом $u^*(\omega t)_{\max} = 0,873$, а $u^*(\omega t)_{\min} = 0,866$). В [9] отмечается, что кривая $u(\omega t)$ приемлема уже и при $g^* = 1/4$ (соответственно: 0,89 и 0,75). Цифры похожи, но все же минимально возможный максимум имеет место именно при $g^* = 1/6$.

Выводы

Выбор уровня напряжения в промежуточном звене постоянного тока инверторов бортовых статических преобразователей с двойным преобразованием энергии определяется не только силовой структурой собственно инвертора. Введение в законы управления конвертором и инвертором формирователей дополнительных предмодулирующих сигналов позволит снизить напряжение питания инвертора примерно на 15%.

Литература

- ГОСТ Р 54073-2010 “Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии”.
- В. С. Моин. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – Москва, Энергоатомиздат, 1986.
- С. Ф. Коняхин, В. С. Коняхин. Преобразовательные структуры трехфазных статических инверторов вторичных систем электроснабжения летательных аппаратов. – Электроника и электрооборудование транспорта, № 1, 2012.
- С. Ф. Коняхин, В. С. Коняхин, С. В. Аверин. Схема Скотта в бортовых трехфазных преобразователях элек-

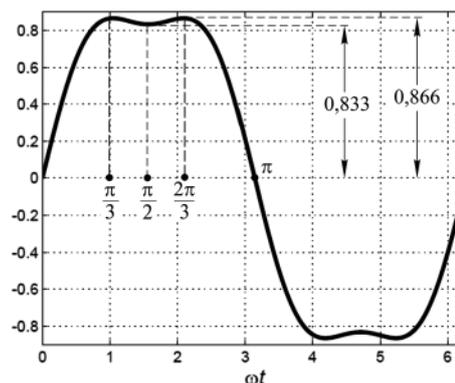


Рис. 14. Кривая $u = \sin(\omega t) + (1/6) \sin(3\omega t)$

троэнергии. – Практическая силовая электроника, № 3 (51), 2013, С. 2–9.

5. С. Ф. Коняхин, В. С. Коняхин. Исследование бортового трехфазного статического преобразователя с мостовым инвертором и автотрансформаторной схемой Скотта. – Электроника и электрооборудование транспорта, № 1, 2014.

6. Jun Liang, Tim C. Green, Chunmei Feng, Georg Weiss “Increasing Voltage Utilization in Split-Link, Four-Wire Inverters”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 24, No. 6, pp. 1562-1569, June 2009.

7. G. Vuja, G. Indri “Improvement of pulse width modulation techniques”, Electrical Engineering (Archiv fur Elektrotechnik), vol. 57, no. 5, pp. 281-289, 1975.

8. С. Г. Обухов, Е. Е. Чаплыгин, Д. Е. Кондратьев. Широтно-импульсная модуляция в трехфазных инверторах напряжения. Электричество, № 8, 2008.

9. Г. С. Зиновьев. Основы силовой электроники. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2009.

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

Коняхин Вячеслав Сергеевич, к. т. н., ведущий специалист ОАО “Научно-производственный холдинг “Аэроэлектромаш”, тел.: +7(495) 980-65-02;

Коняхин Сергей Федорович, к. т. н., заместитель главного конструктора по преобразовательной технике ОАО “Научно-производственный холдинг “Аэроэлектромаш”, тел.: +7(495) 980-65-02;

Третьяк Владимир Иванович, к. т. н., главный конструктор, заместитель генерального директора ОАО “Научно-производственный холдинг “Аэроэлектромаш”, тел.: +7(495) 980-65-02.

Ю. М. Голембиовский, Д. Ю. Луков

АНАЛИЗ СХЕМОТЕХНИЧЕСКОГО РЕШЕНИЯ ПОВЫШАЮЩЕГО DC-DC КОНВЕРТОРА С ВЫСОКОЧАСТОТНЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ

Y. M. Golembiovsky,
D. Y. Lukov

High frequency boost DC-DC converter
schematic solution analysis

В статье выполнен анализ полумостового повышающего DC-DC конвертора с гальванической развязкой, используемого при проектировании автономного преобразователя напряжения частотой 50 Гц с промежуточным высокочастотным преобразованием, работающего от аккумуляторной батареи. Приводится пример расчета основных компонентов конвертора и результаты моделирования. Построенные теоретические зависимости показывают перспективность применения данного схемотехнического решения при проектировании инверторных устройств.

Ключевые слова: автономный инвертор напряжения, выпрямитель, повышающий преобразователь, DC-DC конвертор, полумостовой преобразователь.

The paper presents the analysis of isolated half-bridge DC-DC converter employed for off-line 50 Hz voltage converter with high frequency link, operating with battery design. It gives the example of the converter basic components computation and presents simulation results. The obtained theoretical dependencies demonstrate perspective of the presented schematic solution for inverter installations design.

Key words: off-line voltage inverter, rectifier, boost converter, DC-DC converter, half-bridge converter.

При построении DC-AC инвертора частотой 50 Гц и напряжением 220 В, работающего от низковольтной аккумуляторной батареи, разработчик сталкивается с выбором архитектуры его построения и, в первую очередь, с выбором способа повышения низкого напряжения аккумуляторной батареи в высокое. Существуют два распространенных способа повышения напряжения:

1. за счет трансформатора, работающего на низкой выходной частоте инвертора, как правило 50–60 Гц (рис. 1) – архитектура DC-AC;
2. за счет высокочастотного трансформатора с промежуточным звеном постоянного тока (рис. 2) – архитектура DC-DC-AC.

Каждая архитектура обладает своими достоинствами и недостатками. Например, для архитектуры, показанной на рис. 1, характерны высокие удельные массогабаритные показатели, большие значения токов в первичной обмотке, которые обуславливают значительную величину потерь проводимости, прерывистая форма тока по низковольтной шине постоянного тока,

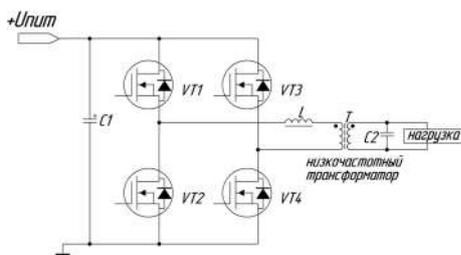


Рис. 1. Архитектура инвертора с низкочастотным повышающим трансформатором

что заставляет применять на входе значительный емкостный накопитель C1. К достоинствам можно отнести надежность, большую перегрузочную способность, низкий уровень электромагнитных помех.

Для архитектуры DC-DC-AC, показанной на рис. 2, характерны такие недостатки как: высокий уровень электромагнитных помех и динамических потерь, меньшая надежность вследствие большего количества преобразований и переключений по сравнению с архитектурой DC-AC (рис. 1), меньшая перегрузочная способность. К достоинствам можно отнести низкие массогабаритные показатели, уменьшенные величины токов пульсации на низковольтной стороне.

При выборе архитектуры DC-AC преобразователя будем руководствоваться, прежде всего, выходной мощностью преобразователя и стоимостью изделия. При выходной мощности до 2–3 кВт объем и масса изделия по архитектуре рис. 1 будет значительно выше, следовательно, и цена изделия, по сравнению со схемой рис. 2, будет выше. При мощностях от 3-х кВт и выше в архитектуре рис. 2 возникают сложности отвода выделяемого тепла, что приведет к удорожанию устройства в целом. Так как архитектура рис. 1 обладает значительной площадью рассеяния, то сложностей с отводом тепла в ней не возникает. Итоговая стоимость за 1 Вт преобразованной энергии будет соизмерима или даже ниже чем в архитектуре рис. 2. Поэтому для изделий мощностью до 3-х кВт целесообразно остановиться на архитектуре рис. 2.

В статье дается анализ возможных структур первой ступени DC-AC преобразования с архитектурой

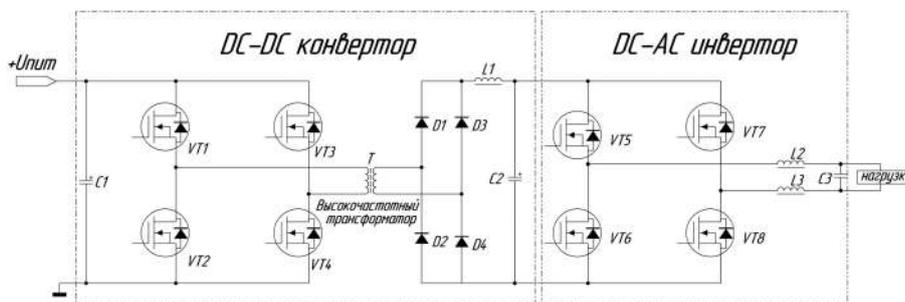


Рис. 2. Архитектура инвертора с промежуточным высокочастотным преобразованием

рис. 2. Приводятся расчет и результаты моделирования двухтактного повышающего полумостового DC-DC конвертора.

Анализ построения мощных DC-DC конверторов, работающих при большой разнице входного/выходного напряжений, приведен в работах [1–3]. Как видно из публикаций, основное внимание при построении DC-DC конверторов направлено на минимизацию количества ключей на низковольтной стороне вследствие большого значения протекающих токов. Поэтому, как правило, останавливается на однотактной или двухтактной схеме с выводом нулевой точки первичной обмотки силового высокочастотного трансформатора. Схема DC-DC-преобразователя, построенного на базе инвертора со средней точкой первичной обмотки силового трансформатора, представлена на рис. 3. Такая схема применяется в большинстве производимых на сегодняшний день DC-AC инверторов, работающих от аккумуляторных батарей. В схеме для наглядности выделены индуктивности рассеивания обмоток L_{s1} и L_{s2} силового трансформатора. Особенностью схемы, а также преобразователей, построенных на базе однотактных схем, является необходимость отвода энергии, накапливаемой в индуктивностях рассеивания силового трансформатора на этапах проводимости силовых транзисторов.

Одно из возможных решений данной проблемы рассматривается в [1]. В то же время такая схема имеет и другие недостатки, такие как прерывистый характер входного тока на низковольтной стороне и снижение КПД при повышении напряжения питания. Наличие прерывистого тока заставляет применять большие фильтрующие емкости с низким эквивалентным последовательным сопротивлением. Что касается КПД, то его снижение объясняется тем, что преобразователь

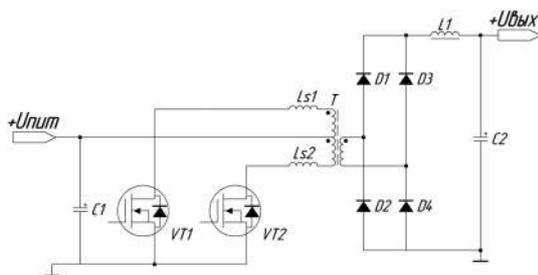


Рис. 3. Схема двухтактного изолированного DC-DC конвертора

является производным от структуры понижающего неизолированного DC-DC конвертора (рис. 4) и, как правило, коэффициент трансформации рассчитывается, исходя из минимально возможного входного напряжения, при котором еще обеспечивается требуемое выходное напряжение питания нагрузки. К примеру, питание преобразователя осуществляется от аккумуляторной батареи с номинальным напряжением 12 В. Диапазон входного напряжения питания для преобразователя в этом случае будет (11...15) В. Коэффициент трансформации будет рассчитываться для минимального напряжения питания 11 В. В автономных системах питания с возобновляемыми источниками, да и в резервируемых системах питания, преобразователь работает от аккумуляторной батареи, находящейся в буферном режиме подзаряда с напряжением (13,6...13,8) В. Однако эффективность (КПД) преобразователя в этом случае значительно ниже, чем при входном напряжении 11 В. Таким образом, большую часть времени преобразователь будет работать с невысоким КПД.

В работе [2] рассматривается двухтактный повышающий преобразователь с двумя индуктивностями и разделительным трансформатором, приведенный на рис. 5. Фактически рассмотренные в [2] преобразователи являются производными повышающего неизолированного DC-DC конвертора (рис 6).

Двухтактный повышающий преобразователь с двумя индуктивностями обеспечивает непрерывность входного тока и возрастание КПД с ростом входного напряжения. Однако в приведенных в [2] схемотехнических решениях силовых каскадов с трансформаторным разделением требуется применение специальной цепи – активного клампа, которая обеспечивает путь прохождения тока накопительной индуктивности и индуктивности рассеивания трансформатора в момент смены полярности напряжения, что снижает надеж-

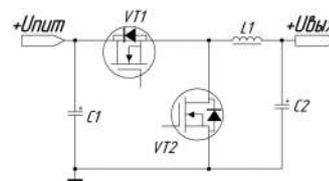


Рис. 4. Понижающий неизолированный DC-DC конвертор

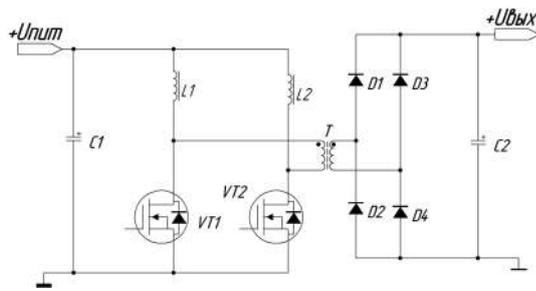


Рис. 5. Двухтактный повышающий преобразователь с двумя индуктивностями

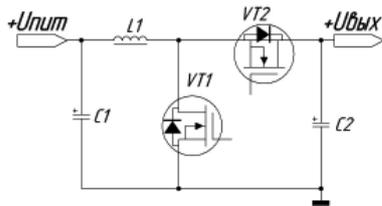


Рис. 6. Повышающий неизолированный DC-DC конвертор

ность данного схемотехнического решения. Подробно об особенностях режимов работы двухтактного повышающего преобразователя с двумя дросселями можно найти в [3–4].

Известны также двухтактные повышающие преобразователи с одной индуктивностью, описанные и исследованные в работах [5–7]. Их достоинствами являются:

- непрерывность входного тока;
- работа индуктивности на удвоенной частоте преобразования, что положительно влияет на габаритные размеры индуктивности;
- работа в режиме переключения при нуле напряжения (ПНН).

Однако необходимость применения дополнительной цепи активного клэмпа, снижает надежность и увеличивает стоимость данного схемотехнического решения.

Анализ работы полумостового двухтактного повышающего преобразователя

При разработке преобразовательной части повышающего DC-DC конвертора должны быть удовлетворены следующие требования:

1. топология должна быть двухтактной;
2. Наличие гальванической развязки между входом и выходом;
3. непрерывность входного тока;
4. минимальное количество ключей в низковольтной цепи питания.

Из наиболее распространенных двухтактных топологий удовлетворяет требованиям 1, 2 и 4 преобразователь с отводом средней точки (рис. 3) и полумостовой преобразователь с емкостным делителем (рис. 7).

Чтобы обеспечить непрерывность входного тока в преобразователе с выводом от средней точки, необходимо установить в цепь питания $U_{пит}$, дополнительную индуктивность. Тогда преобразователь становится

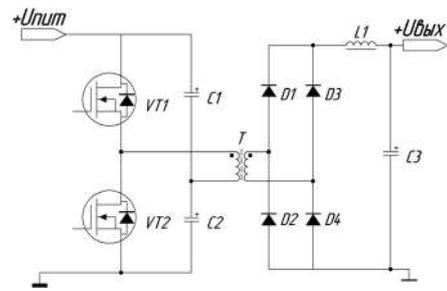


Рис. 7. Полумостовой преобразователь с емкостным делителем

преобразователем, питаемым током (анг. *Current fed*), анализ электромагнитных процессов и алгоритм работы ключей которого рассмотрен в [5]. Такая схема по своим характеристикам идентична рассмотренной в [6, 7], но имеет один серьезный недостаток, обусловленный применением специальной цепи активного клэмпа, что приводит к снижению надежности устройства и его функциональных возможностей.

В полумостовом преобразователе с емкостным делителем установить реактор в цепь питания не представляется возможным, так как на интервале накопления энергии необходимо включать всю стойку ключей, что приведет к короткому замыканию емкостного делителя. Однако, если источник питания перенести в среднюю точку стойки ключей, включив между ними индуктивность, то получим аналог повышающего конвертора (рис. 6) с гальванической развязкой между входом и выходом. С учетом всех изменений результирующая схема показана на рис 8.

Таким образом, выбранная топология будет удовлетворять всем вышеуказанным требованиям. Из недостатков можно выделить то, что индуктивность $L1$ работает на частоте преобразования, что приведет к увеличению массогабаритных показателей по сравнению с полномостовым повышающим конвертором, описанном в работах [5–7], у которого индуктивность работает с двойной частотой преобразования.

На рис. 9 показана диаграмма электромагнитных процессов, которые получены в результате моделирования в пакете *MATLAB/Simulink*. Имитационная модель, представленная на рис.10, содержит входной источник DC, индуктивность и сопротивление подводящих проводов L_{in1} и L_{in2} , входной фильтру-

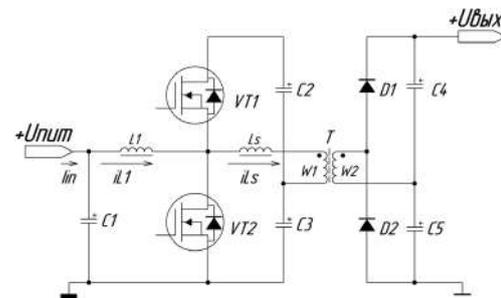


Рис. 8. Двухтактный полумостовой повышающий преобразователь

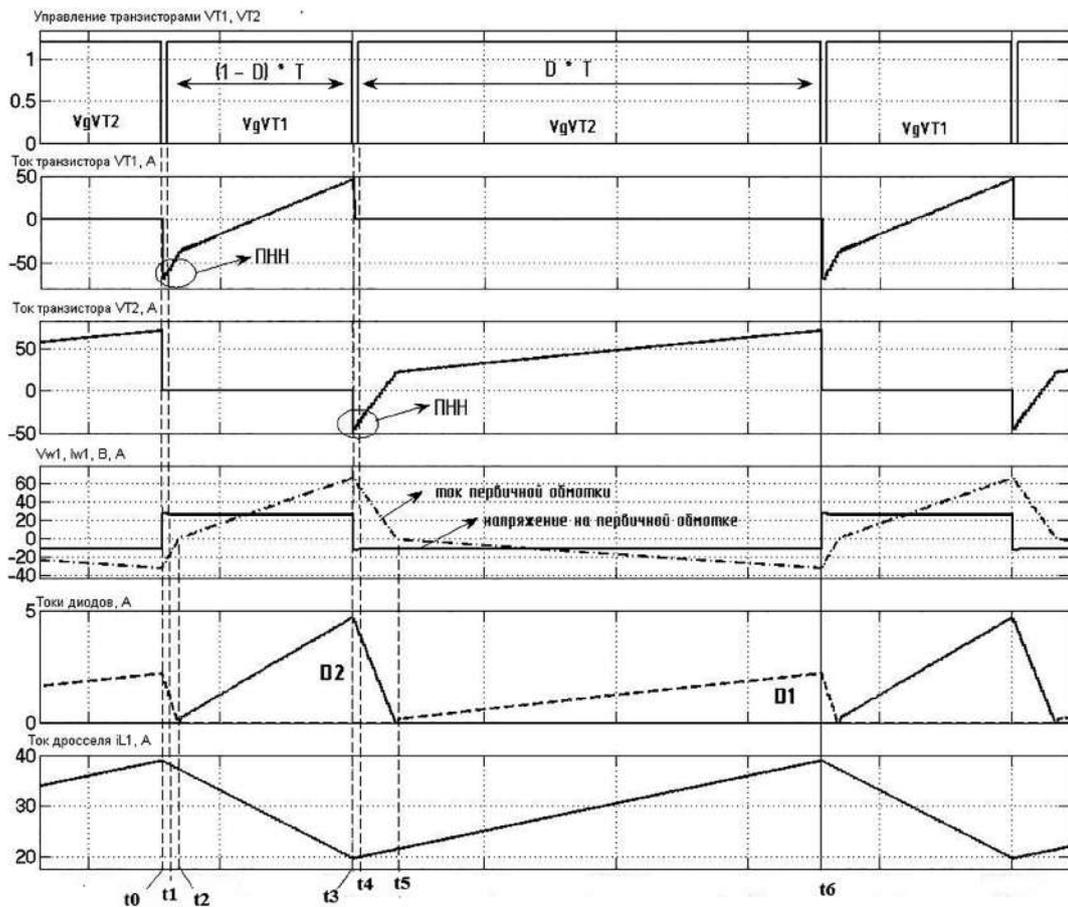


Рис. 9. Диаграммы токов и сигналов управления транзисторами

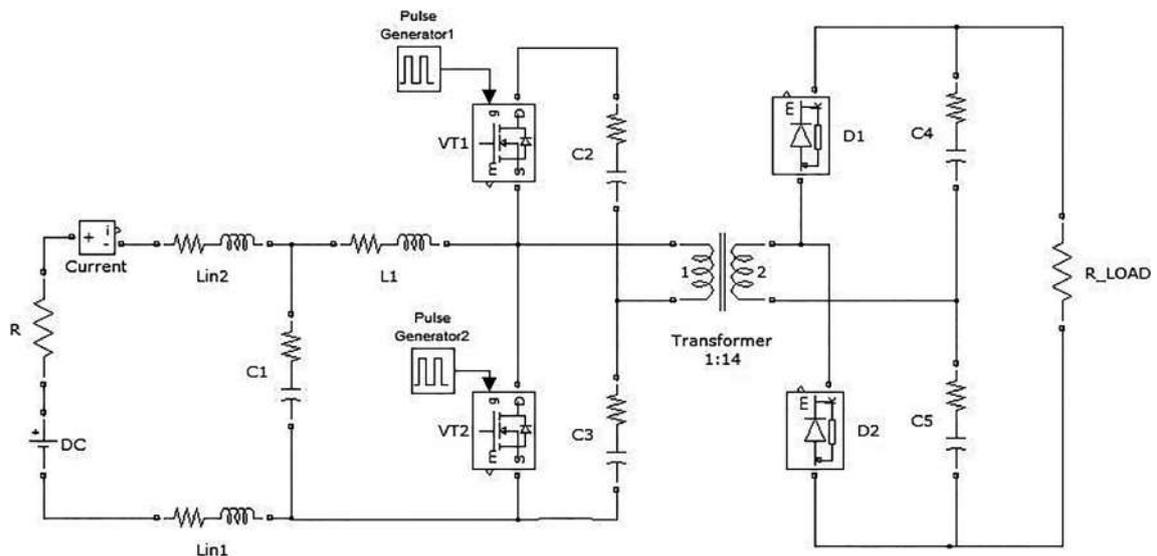


Рис. 10. Схема модели преобразователя

ющий конденсатор C1, индуктивность с пассивным сопротивлением L1, ключи с встроенным обратным диодом, собственной выходной емкостью и сопротивлением открытого канала (на схеме не показаны, но учитываются в параметрах модели), трансформатор с имитацией сопротивлений обмоток и индуктивно-

стью рассеяния, приведенной к первичной обмотке (на схеме не показаны, но учитываются в параметрах модели). Параметры диодов выпрямителя D1 и D2 задаются в модели с учетом падения напряжения в открытом состоянии. Конденсаторы C1–C5 содержат внутренние сопротивления, показанные на схеме. Таким

образом, модель учитывает статические потери при преобразовании.

Транзисторы управляются комплементарно с наличием мертвого времени. Длительность импульса управления транзистором VT2 равна DT , а транзистором VT1 — $(1 - D)T$, где D — коэффициент заполнения импульсом управления периода T частоты преобразования, равный t_M/T . В установившемся режиме, когда включен транзистор VT2, к индуктивности L1 приложено входное напряжение $U_{пит}$ и в ней начинает нарастать ток i_L , в это время к первичной обмотке трансформатора T приложено напряжение на емкости C3, диод D2 находится в прямосмещенном направлении и проводит ток. Конденсатор C5 заряжается, а конденсатор C4 разряжается на нагрузку. В другом интервале, когда включен транзистор VT1, к первичной обмотке трансформатора приложено напряжение на емкости C2, ток индуктивности L1 падает, проходя в интервале $(t_1 - t_2)$ через емкости $C_2 + C_3$, далее в интервале $(t_2 - t_3)$ по первичной обмотке трансформатора и емкость C3.

Интервал $t_0 - t_1$. В момент t_0 выключается транзистор VT2 и его собственная выходная емкость начинает заряжаться до суммы напряжений на емкостях C2 и C3 ($V_{C2} + V_{C3}$). При этом собственная выходная емкость транзистора VT1 разряжается до нуля.

Напряжение на первичной обмотке трансформатора:

$$V_{w1} = V_{C5} / n, \quad (1)$$

где $n = w_1/w_2$ — коэффициент трансформации, V_{C5} — напряжение на емкости C5.

Напряжение на вторичной обмотке трансформатора:

$$V_{w2} = V_{C5}. \quad (2)$$

Интервал $t_1 - t_2$. В момент t_1 напряжение на транзисторе VT1 падает до нулевого уровня, открывается внутренний диод транзистора VT1. Таким образом, создаются условия включения транзистора при нуле напряжения. Токи индуктивности L1 и индуктивности L_s , начинают падать.

Напряжение на индуктивности L1 определяется выражением:

$$V_{пит} - (V_{C2} + V_{C3}) = L_1 \frac{di_{L1}}{dt}. \quad (3)$$

Напряжение на индуктивности рассеяния L_s описывается выражением:

$$\frac{V_{C5}}{n} + V_{C2} = L_s \frac{di_{Ls}}{dt}. \quad (4)$$

Интервал $t_2 - t_3$. В момент времени t_2 транзистор VT1 включен, ток в трансформаторе резко уменьшается и меняет свое направление, открывается диод D1 и передается энергия на вторичную сторону. Ток индуктивности L1 продолжает падать.

Напряжение на индуктивности L1 определяется выражением (3).

Напряжение на индуктивности рассеяния L_s описывается выражением:

$$V_{C2} - \frac{V_{C4}}{n} = L_s \frac{di_{Ls}}{dt}. \quad (5)$$

Интервал $t_3 - t_4$. В момент времени t_3 выключается транзистор VT1, ток индуктивности рассеяния i_{Ls} и входной ток i_{L1} начинают заряжать собственную выходную емкость транзистора VT1 и разряжать собственную выходную емкость транзистора VT2. Диод D1 продолжает проводить ток.

Напряжение на первичной обмотке трансформатора:

$$V_{w1} = V_{C4} / n, \quad (6)$$

Напряжение на вторичной обмотке трансформатора:

$$V_{w2} = V_{C4}. \quad (7)$$

Интервал $t_4 - t_5$. В момент t_4 , когда напряжение на транзисторе VT2 достигает нулевого уровня, начинает проводить внутренний диод транзистора VT2. Таким образом, создаются условия включения транзистора при нуле напряжения. Токи индуктивности L1 и индуктивности L_s , начинают падать.

Напряжение на индуктивности L1 определяется выражением:

$$V_{пит} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt}. \quad (8)$$

Напряжение на индуктивности рассеяния L_s определяется выражением:

$$-\left(\frac{V_{C4}}{n} - V_{C3}\right) = L_s \frac{di_{Ls}}{dt}. \quad (9)$$

Интервал $t_5 - t_6$. В момент времени t_5 транзистор VT2 включен, ток в трансформаторе резко уменьшается и меняет свое направление, открывается диод D2 и энергия передается на вторичную сторону. Ток индуктивности L1 начинает нарастать.

Напряжение на индуктивности L1 определяется выражением (8).

Напряжение на индуктивности рассеяния описывается выражением:

$$\frac{V_{C5}}{n} - V_{C3} = L_s \frac{di_{Ls}}{dt}. \quad (10)$$

После выключения транзистора VT2 заканчивается период работы инвертора.

Получим регулировочную характеристику преобразователя в установившемся режиме. Запишем вольт-секундный баланс для индуктивности L1 и первичной обмотки трансформатора w1.

На интервале $(t_5 - t_6)$ VT1 выключен, а VT2, D2 — проводят ток. Выражение (8) с учетом линейного характера тока индуктивности на временном интервале DT можно привести к виду:

$$V_{пит} = L_1 \Delta i_{L1} / (DT). \quad (11)$$

На интервале (t_2-t_3) VT2 выключен, а VT1 и D1 – проводят ток. Выражение 3 с учетом линейного характера тока индуктивности на временном интервале $(1-D)T$ можно привести к виду:

$$V_{\text{пит}} - (V_{C2} + V_{C3}) = L_1 \frac{\Delta i_{L1}}{(1-D)T}. \quad (12)$$

Подставим выражение (11) в (12), получим:

$$V_{C2} + V_{C3} = \frac{V_{\text{пит}}}{1-D}. \quad (13)$$

Пренебрегая индуктивностью рассеяния, сопротивлением обмоток и ключей, выражения (5) и (10) можно представить в виде:

$$V_{C4} = V_{C2} \cdot n; V_{w1} = V_{C2}; V_{w2} = V_{C2} \cdot n; \quad (14)$$

$$V_{C5} = V_{C3} \cdot n; V_{w1} = -V_{C3}; V_{w2} = -V_{C3} \cdot n. \quad (15)$$

Учитывая, что среднее напряжение за период преобразования на индуктивности L1 и первичной обмотке трансформатора должно быть равно нулю, запишем вольт-секундный баланс для первичной обмотки трансформатора:

$$V_{C2} \cdot (1-D) = V_{C3} \cdot D; \quad (16)$$

$$\frac{V_{C2}}{V_{C3}} = \frac{D}{1-D}; \quad (17)$$

$$V_{C3} = V_{\text{пит}}. \quad (18)$$

С учетом выражения (18), выражение (17) примет вид:

$$V_{C2} = \frac{V_{\text{пит}} \cdot D}{1-D}. \quad (19)$$

Выходное напряжение является суммой напряжений на конденсаторах C4 и C5:

$$V_0 = V_{C4} + V_{C5}. \quad (20)$$

Подставляя выражения (14) и (15) в (20), получим:

$$V_0 = n \cdot (V_{C2} + V_{C3}). \quad (21)$$

Подставляя выражение (13) в (21), получим:

$$V_0 = n \cdot \frac{V_{\text{пит}}}{1-D}. \quad (22)$$

Выражение (22) представляет собой регулировочную характеристику преобразователя.

Расчет повышающего полумостового преобразователя

Исходные данные для проектирования выберем следующие:

- Диапазон входного напряжения U_{in} : 11...15 В;
- Выходное постоянное напряжение во всем диапазоне изменения входного напряжения питания: 350 В;

- Выходная мощность (P_{out}) во всем диапазоне изменения входного напряжения питания: 1000 Вт;
- Частота преобразования (f): 40 кГц;
- Коэффициент полезного действия η : не менее 90%.

Проведем расчет коэффициента трансформации. Считаем, что при входном напряжении 13 В и выходном напряжении 350 В максимальный коэффициент заполнения D импульса управления транзистором VT2 будет равен 0,5. Тогда, исходя из выражения (22), коэффициент трансформации составит $n \approx 14$, а коэффициент заполнения D при изменении входного напряжения от 11 В до 15 В будет меняться от 0,56 до 0,4 соответственно.

Расчет индуктивности L1

Входная мощность P_{in} с учетом коэффициента полезного действия η составит:

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} = \frac{1000}{0,9} = 1111 \text{ Вт}. \quad (23)$$

Входной ток $I_{in(\min)}$ при минимальном входном напряжении $U_{in(\min)}$:

$$I_{in(\min)} = \frac{P_{in}}{U_{in(\min)}} = \frac{1111}{11} = 101 \text{ А}. \quad (24)$$

Входной ток при максимальном входном напряжении:

$$I_{in(\max)} = \frac{P_{in}}{U_{in(\max)}} = \frac{1111}{15} = 74 \text{ А}. \quad (25)$$

Пульсацию тока в индуктивности L1 зададим 10% от среднего значения входного тока при максимальном входном напряжении. Пульсация тока в 10% является оптимальной величиной, исходя из габаритных размеров и величины потерь в сердечнике:

$$\Delta I_{in} = 0,1 \cdot I_{in(\max)} = 7,4 \text{ А}. \quad (26)$$

Применяя выражение (11) с учетом (26) и $f = 1/T$, получим:

$$V_{\text{пит}} = L_1 \frac{\Delta i_{in}}{DT} \Rightarrow L_1 = \frac{V_{\text{пит}}}{f \cdot \Delta I_{in}} = \frac{11 \cdot 0,56}{40 \cdot 10^3 \cdot 7,4} \approx 20 \text{ мкГн}. \quad (27)$$

Расчет емкостей конденсаторов C2, C3, C4, C5

Используем формулу для повышающего преобразователя, приведенную в [5]. После преобразования получим:

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{D}{R \cdot C \cdot f} \Rightarrow C = \frac{D}{R \cdot f \cdot V}. \quad (28)$$

Зададим пульсации напряжения $V_{\text{н}}$ на конденсаторах при полной нагрузке не более 1% на низковольтной стороне преобразователя и 0,25% на высоковольтной стороне преобразователя.

$$V_{C2} + V_{C3} = \frac{V_{\text{ПИТ}}}{1-D} = \frac{11}{1-0,56} = 25 \text{ В.} \quad (29)$$

$$V_{C3} + V_{C4} = \frac{n \cdot V_{\text{ПИТ}}}{1-D} = \frac{14 \cdot 11}{1-0,56} = 350 \text{ В.} \quad (30)$$

$$R = \frac{(V_{C2} + V_{C3})^2}{P_{in}} = \frac{25^2}{1111} = 0,562 \text{ Ом.} \quad (31)$$

$$C = \frac{D}{R \cdot f \cdot V_{\sim}} = \frac{0,56}{0,562 \cdot 40 \cdot 10^3 \cdot 0,01} = 2490 \text{ мкФ.} \quad (32)$$

Исходя из стандартного ряда номиналов емкостей, примем $C_2 = C_3 = 3300 \text{ мкФ}$.

$$R = \frac{(V_{C4} + V_{C5})^2}{P_{out}} = \frac{350^2}{1000} = 122,5 \text{ Ом.} \quad (33)$$

$$C = \frac{D}{R \cdot f \cdot V_{\sim}} = \frac{0,56}{122,5 \cdot 40 \cdot 10^3 \cdot 0,0025} = 47,58 \text{ мкФ.} \quad (34)$$

Исходя из стандартного ряда номиналов емкостей, примем $C_4 = C_5 = 68 \text{ мкФ}$.

Построение статических характеристик преобразователя

Подставим в параметры модели расчетные значения индуктивности $L1$, коэффициента трансформации n , емкостей $C2, C3, C4, C5$. Предположим, что сопротивление открытого канала транзисторов VT1 и VT2 будет составлять 1 мОм. Падение напряжения в прямосмещенном состоянии диодов D1 и D2 равно 1,3 В. Сопротивление нагрузки равно 250 Ом. Для этих значений, применяя формулу (22) и встроенные средства вычисления в *MATLAB*, построим ряд статических характеристик преобразователя.

Зависимость относительного изменения выходного напряжения от коэффициента заполнения D при различных значениях индуктивности рассеяния L_s и коэффициента трансформации n показаны на рис. 11. Первые две зависимости (1 и 2) рассчитаны по формуле (22) при значениях n равных 12,5 и 14 соответственно. Остальные – по результатам моделирования, применяя встроенные средства расчетов в *MATLAB*. Из приведенных кривых 3, 4 следует, что при качественном изготовлении трансформатора можно уменьшить количество витков вторичной обмотки. Это позволит оптимизировать конструкцию трансформатора и уменьшить потоки рассеяния с сохранением величины выходного напряжения.

На рис. 12 и 13 показаны зависимости относительного изменения среднеквадратичных значений токов в транзисторах VT1, VT2 по отношению к входному току I_{in} и токов в диодах VD1, VD2 по отношению к выходному току I_{out} при изменении входного напряжения и постоянной мощности нагрузки 600 Вт. Выходное напряжение постоянно и равно 350 В. Приведенные за-

висимости помогают выбрать требуемые транзисторы и диоды по мощности и оценить количество выделяемых в них потерь. К примеру, при напряжении 14,5 В средний ток в транзисторе VT2 будет равен входному току. Величина статических потерь в диодах D1 и D2 при входном напряжении 11 В – различна. Потери в диодах D1 и D2 сравниваются только при входном напряжении ~15 В.

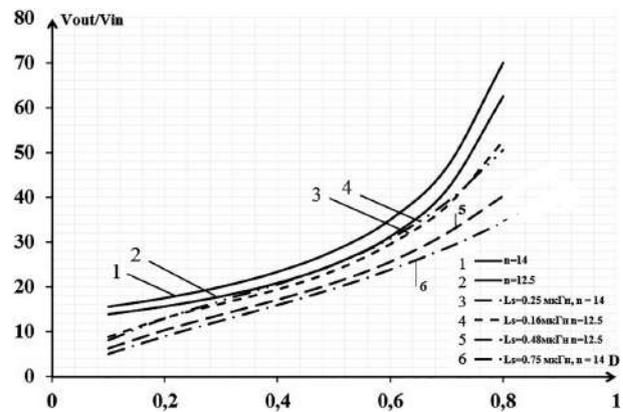


Рис. 11. Семейство регулировочных характеристик

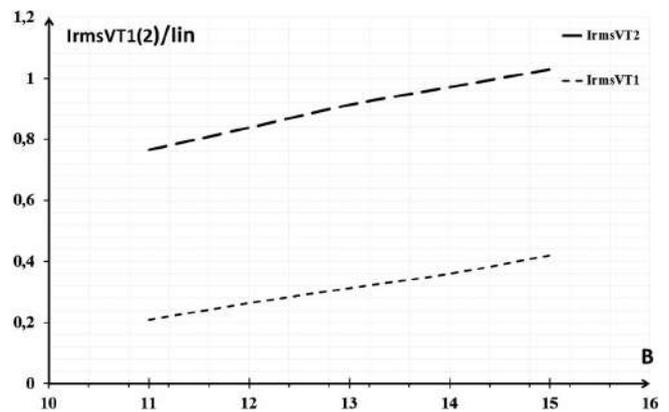


Рис. 12. Относительное изменение среднеквадратичного значения тока $I_{RMS VT1}$ и $I_{RMS VT2}$ в транзисторах VT1, VT2 при изменении входного напряжения

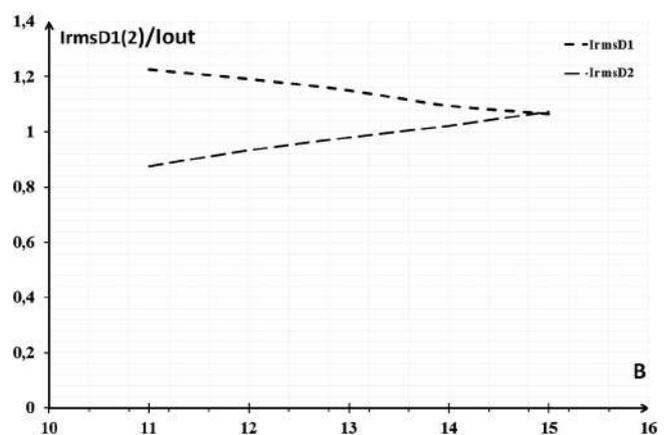


Рис. 13. Относительное изменение среднеквадратичного значения тока $I_{RMS VD1}$ и $I_{RMS VD2}$ в диодах VD1, VD2 при изменении входного напряжения

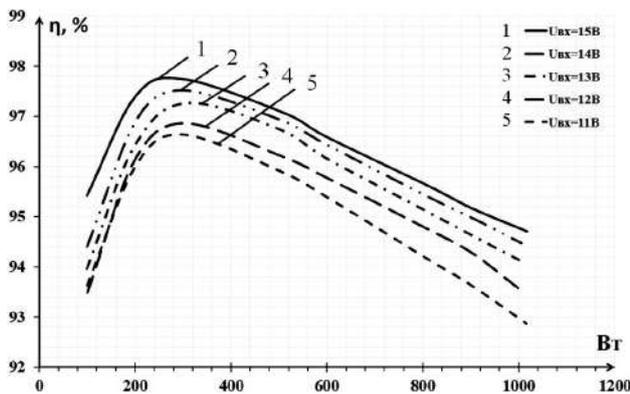


Рис. 14. Зависимость эффективности (КПД) от мощности нагрузки при разных значениях входного напряжения (при $L_s = 0,25$ мкГн, $n = 14$)

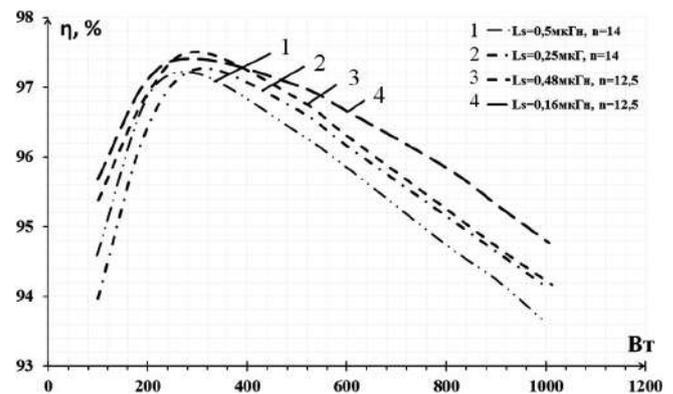


Рис. 15. Зависимость эффективности (КПД) от мощности нагрузки при разных индуктивностях рассеяния и коэффициенте трансформации (при $U_{вх} = 13$ В = const, $U_{вых} = 350$ В = const)

На рис.14 и 15 показаны зависимости эффективности (КПД) преобразователя от мощности в нагрузке при разных значениях входного напряжения, коэффициента трансформации, индуктивности рассеяния. Приняты следующие допущения: динамические потери в транзисторах VT1 и VT2, диодах D1 и D2, потери, связанные с перемагничиванием в сердечнике трансформатора T и индуктивности L1, потери на скин-эффект равны нулю.

Приведенные зависимости помогают понять характер изменения эффективности преобразования от мощности в нагрузке с учетом разных значений входного напряжения. Из указанных характеристик следует, что при повышении входного напряжения и уменьшении индуктивности рассеяния эффективность (КПД) преобразователя возрастает. Таким образом, данный преобразователь при работе от аккумуляторной батареи, находящейся под постоянным зарядным током, предпочтительнее, по сравнению с преобразователем с отводом от средней точки (рис. 3), поскольку у него с ростом входного напряжения эффективность снижается. Кроме того, у рассмотренного преобразователя трансформатор содержит всего две обмотки, что упрощает его конструкцию.

Выводы

Рассмотрен полумостовой повышающий преобразователь с гальванической развязкой. Проведен теоретический анализ и расчет силовой части преобразователя. Получены диаграммы электромагнитных процессов в установившемся режиме работы преобразователя. Построенные статические характеристики инвертора показывают перспективность применения данного преобразователя в автономных инверторах с промежуточным высокочастотным повышающим DC-DC конвертором, работающим от аккумуляторной батареи, например в системах автономного энергоснабжения, использующих альтернативные источники энергии.

Литература

1. Царенко А., Серегин Д. К вопросу построения мощных DC-DC преобразователей, питающихся от низковольтных сетей // Силовая электроника, № 3, 2006.
2. Следков Ю. Г., Тараканов С. В. Повышающий преобразователь с двумя дросселями и дополнительным трансформатором // Практическая силовая электроника, № 3(39), 2010 г.
3. Aleksandrs Andreiciks, Ingars Steiks, Oskars Krievs. Current-fed step-up DC/DC converter for fuel cell applications with active overvoltage clamping // Scientific journal of Riga Technical University. Volume27, 2010. pp 115-120.
4. Su-Jin Jang, Chung-Yuen Won, Byoung-Kuk Lee, Jin Hur. Fuel cell generation system with a new active clamping current-fed half-bridge converter // Energy Conversion, IEEE Transactions on (volume 22, Issue: 2) 2006. pp 332-340.
5. Мелешин В. И., Овчинников Д. А. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии. –М.: Техносфера, 2011. – 576 с.
6. Луков Д. Ю., Порозов Б. Ю. Моделирование полномостового повышающего DC-DC конвертора // Доклады академии военных наук, № 3(58), ОАО “КБ Электроприбор”. Саратов 2013 г.
7. Mohammadjavad Baei, Mehdi Narimani, Gerry Moschopoulos. A new ZVS-PWM full-bridge boost converter // Journal of Power Electronics, Vol. 14, No. 2, pp. 237-248, March 2014.

Голембиовский Юрий Мичиславович, д. т. н., профессор кафедры “Системотехника” Саратовского государственного технического университета им. Гагарина Ю. А., тел.:+7 (8452) 99-88-43, e-mail: yugol@sstu.ru;

Луков Дмитрий Юрьевич, аспирант кафедры “Системотехника” Саратовского государственного технического университета им. Гагарина Ю. А., тел. +7 (927) 912-70-58, e-mail: Lukov-d@yandex.ru.

С. Б. Резников, 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 5. Распределенные авиационно-бортовые источники бесперебойного питания на базе унифицированных модулей

Продолжение. Начало в №№ 56, 57, 59, 61.

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

Synthesis of unified-modular power circuits multifunctional impulse converters for aerospace ships with combined AC-DC electrical power systems
Part 5. Distributed aviation uninterruptible power supplies based on unified modules

Предложены нетрадиционные схемотехнические решения для синтеза распределенных авиационно-бортовых источников бесперебойного питания (ИБП) на базе унифицированных модулей обратимых выпрямительно-инверторных преобразователей (ОВИП), в том числе с режимами выпрямителя с коррекцией коэффициента мощности (ККМ) и регулируемого инвертора синусоидального тока и напряжения (РИСТ/Н). Схемы, в отличие от традиционных ИБП, являются обратимыми (двухнаправленными), топографически распределенными, содержащими резервные аккумуляторные батареи с повышенным (136 В) и низким (28 В) напряжениями и пригодными для модульно-масштабируемой архитектуры. Статья представляется интересной для широкого круга специалистов в области силовой электроники и транспортного электрооборудования, в частности – авиационно-бортовых комбинированных систем электроснабжения (СЭС) переменного-постоянного тока, включая концепцию “полностью электрифицированного самолета” (ПЭС).

Ключевые слова: управляемый инвертор, унифицированные модули, источник бесперебойного питания.

The authors suggest non-traditional schematic solutions for aircraft on-board uninterruptible power sources (UPS) synthesis based on unified reciprocal rectifying and inverting converters including those with rectifying modes with power factor correction (PFC) and regulated sinusoidal current and voltage inverters (RSC/VI). Unlike conventional UPS, their structures are reciprocal (bidirectional), topographically distributed, and contain standby batteries with higher 136 V and low 28 V voltages and adaptable for modular and scalable architecture. The paper may be interesting for a wide circle of specialists in the field of power electronics and transportation electronic equipment, aircraft on-board combined DC-AC power systems in particular, including the concept of “fully electrified aircraft” (FEA).

Key words: controlled inverter, unified modules, uninterruptible power supply.

Назначение и функциональные возможности распределенных авиационно-бортовых ИБП

Распределенный авиационно-бортовой ИБП переменного-постоянного тока представляет собой статический трехфазный преобразователь частоты с промежуточным распределительным звеном постоянного повышенного напряжения. Трехфазное напряжение питания первичного фидера каждого магистрального генератора переменного тока нестабильной частоты (360...800 Гц) с помощью соответствующего ИБП сначала преобразуется выпрямителем в постоянное повышенное напряжение 0 ± 135 В или 0 ± 270 В с возможностью параллельного подключения к промежуточному звену резервного источника питания (высоковольтной аккумуляторной батареи на 136 В, связанной через обратимый импульсный конвертор (ОИК) с низковольтной аккумуляторной батареей на

28 В, вентильного генератора вспомогательной силовой установки: ВГ-ВСУ или/и энергоемкого буферного конденсаторного накопителя на 270 или 540 В), а затем – в трехфазное напряжение общебортовой (или однобортовой) сети стабильной частоты 115/200 В, 400 Гц. Таким образом, ИБП по существу может считаться “кондиционером качества электроэнергии” с возможностью использования резервных каналов питания.

Помимо обеспечения на выходе ИБП качества электроэнергии, удовлетворяющего требованиям ГОСТ [1], он должен также удовлетворять требованиям по электромагнитной совместимости (ЭМС) с первичной сетью. Это означает следующее.

Высшие гармоники тока, создаваемые выпрямителем ИБП, могут содержать составляющие с частотами, кратными основной частоте питающего генераторного

фидера (360...800 Гц) или сети (400 Гц), вызывающие существенные тепловые потери в проводах и магнитопроводах. Искажения синусоидальности тока влияют также на форму напряжения, питающего другие потребители, выводя качество питающей электроэнергии за предельные нормы, оговоренные в ГОСТ [1]. Поэтому выпрямитель ИБП должен обязательно содержать в своем составе так называемый корректор коэффициента мощности (ККМ) [2], который выполняет следующие функции:

1) обеспечивает независимо от характера нагрузки потребление из сети (фидера) входного тока, имеющего практически синусоидальную форму и совпадающего по фазе с сетевым напряжением, благодаря чему входной коэффициент мощности близок к единице;

2) осуществляет регулируемое преобразование напряжения сети (фидера) переменного тока (нестабильной или стабильной частоты) в постоянное повышенное напряжение (270 В или 540 В), причем желательно — с общими заземленными нейтрально-нулевым входным и среднотенциальным (нулевым) выходным выводами для обеспечения электроэнергетической совместимости потребителей ИБП с питающей трехфазной или однофазной сетью, повышения электробезопасности и надежности бездуговой защитно-коммутационной аппаратуры, а также снижения интенсивности старения и вероятности пробоев изоляции.

3) обеспечивает питанием дополнительное распределительное устройство $PY f\text{-var}$, $U\text{-const}$ (115/200 В).

Наличие общего заземленного входного/выходного вывода авиационно-бортового ИБП подвигло авторов рекомендовать для реализации концепции “полностью электрифицированного самолета” (без пневмо- и гидроприводов) использовать в качестве подсистем постоянного повышенного напряжения двух- и трехпроводные системы распределения: 0 ± 135 В или 0 ± 270 В (вместо ± 270 В и ± 540 В) [3–11]. Предложенные комбинированные СЭС переменного-постоянного тока благодаря использованию четырех подсистем распределения (115/200 В, 360...800 Гц; 0 ± 135 В или 0 ± 270 В; 115/200 В, 400 Гц и ± 27 В) по сравнению с известными отечественными и зарубежными аналогами (например, СЭС “Boeing-787”) имеют следующие преимущества:

1) обеспечивают энерго- и топливосбережение и снижение эксплуатационных затрат за счет уменьшения последовательных каскадов преобразования электроэнергии от генераторов до основных потребителей, исключение генераторных пневмо- и гидроприводов постоянной частоты вращения (ППЧВ) с низким КПД и высокими эксплуатационными расходами, а также снижение тепловых потерь из-за несинусоидальности входных токов выпрямителей для подсистем постоянного повышенного напряжения;

2) имеют высокую надежность (в частности — “живучесть”) за счет параллельного включения каналов электропитания и их взаиморезервирования, высокого качества электроэнергии и бездуговой защитно-коммутационной аппаратуры;

3) обладают высокими технологичностью и ремонтпригодностью благодаря гибкой модульно-масштабируемой архитектуре с возможностью параллельного наращивания установочной мощности и автоматического отключения неисправного модуля (для последующей быстрой замены).

Наиболее существенным недостатком известных авиационно-бортовых ИБП являются их узкие функциональные возможности, а именно — однонаправленность, т. е. неспособность обратного преобразования (рекуперации) электроэнергии. Это затрудняет использование режима рекуперативного торможения в многочисленных бортовых электроприводах, а также реализацию взаиморезервирования питающих каналов, оптимизацию по КПД потоков электроэнергии и реализацию стартерных режимов магистральных генераторов. Авторами предпринята попытка устранения указанного недостатка и предлагаются относительно простые структуры и силовые схемы трехфазных обратимых выпрямительно-инверторных преобразователей с корректором коэффициента мощности (ТОВИП-ККМ) на базе трех унифицированных модулей для реализации авиационно-бортовых ИБП.

На рис. 1 приведена структура одного магистрального канала авиационно-бортовой СЭС с распределенными ИБП на базе однофазных модулей ОВИП-ККМ, сгруппированных в трехфазные преобразователи. На нем использованы следующие обозначения: СУ — силовые установки (в том числе и вспомогательные); С-Г — стартер-генератор с переменной скоростью вращения ($\omega\text{-var}$); ЦРУ — центральные распределительные устройства; ОИК — обратимый импульсный конвертор; АБПН и АБНН — аккумуляторные батареи повышенного и низкого напряжений.

Трехфазный обратимый выпрямительно-инверторный преобразователь с корректором коэффициента мощности (ТОВИП-ККМ)

Силовая схема ТОВИП-ККМ, защищенная приоритетом РФ, представлена на рис. 2. Для упрощения описания работы схемы в ней используется нумерация, принятая при патентовании. Схема состоит из трех однофазных ОВИПА, В, С-ККМ, а также входных и

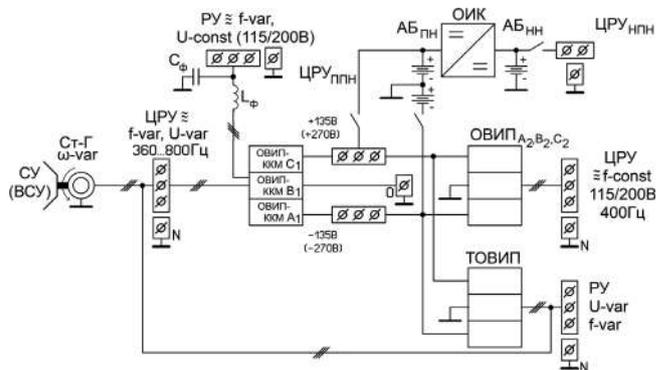


Рис. 1

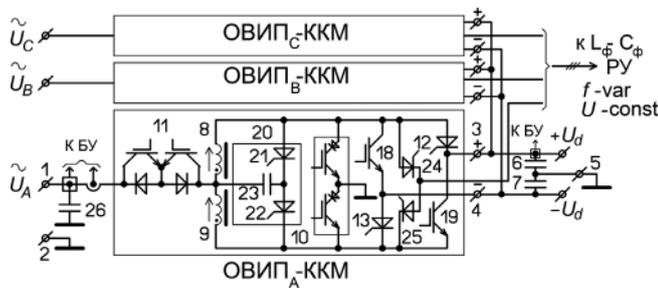


Рис. 2

выходных емкостных фильтров (26 и 6–7). ОВИП содержит: трансреактор с обмотками 8–9, двухключевую стойку 10, мостовой коммутатор с тиристорными вентилями 12, 13 и транзисторными ключами 18, 19, а также демпфирующий блок 20 с двухвентильной стойкой 21–22 и снабберным конденсатором 23. В цепях входных и выходных выводов установлены датчики тока и напряжений для цепей обратных связей блока управления (БУ).

Режим прямого преобразования электроэнергии (выпрямления и стабилизации напряжения)

Так как схема устройства обладает осевой (зеркальной) симметрией, то достаточно рассмотреть ее работу только для одного полупериода переменного питающего напряжения U_{1-2} , например, для которого $U_{1-2} = V_1 - V_2 > 0$, где V_1 и V_2 – потенциалы выводов 1 и 2. При этом будем считать, что выполняется условие повышения напряжения: $U_{3-5} > U_{1-2}$.

При очередном включении верхнего ключа стойки 10 и двунаправленного ключа 11 полное (суммарное) потокосцепление обмоток 8–9 нарастает вместе с током в цепи: 1–11–8–10–2 в течение длительности импульса управления: $t_{и} = \gamma_{и} T_{шим}$, где $\gamma_{и}$ – относительная длительность (коэффициент заполнения) импульса. Затем включается вентиль 12, а ключ 10 выключается (ключ 11 остается включенным), и указанное потокосцепление частично плавно спадает вместе с током в цепи: 8–12–6–5–2–1–11–8, поддерживаемым за счет э. д. с. самоиндукции обмотки 8 в течение оставшегося от периода $T_{шим}$ времени: $T_{шим} - t_{и} = (1 - \gamma_{и}) T_{шим}$. Далее процессы периодически качественно повторяются в течение всего полупериода питающего напряжения U_{1-2} , заряжая фильтровый конденсатор 6. Аналогичные процессы протекают и на втором полупериоде напряжения U_{1-2} , но с участием второй дроссельной обмотки 9 и с зарядкой фильтрового конденсатора 7.

В рассмотренном режиме прямого преобразования электроэнергии схема работает в обычном режиме повышающего (бустерного) корректора коэффициента мощности, т. е. с помощью регулирования параметра $\gamma_{и}$, в зависимости от отклонений сигналов в цепях обратных связей от эталонных сигналов, обеспечивает синусоидальность формы входного тока, а также его синхронность и синфазность с питающим напряжением. При этом коэффициент потребляемой от источни-

ка мощности приближается к единице. Помимо этого, происходит стабилизация амплитуды переменного входного напряжения для питания $PУ f-var, U-const$ (115/200 В) через выходную двухвентильную стойку 24–25 (рис. 2) и фильтр $L_{\phi}-C_{\phi}$ (рис. 1).

Режим обратного преобразования

В режиме обратного преобразования (т. е. рекуперации электроэнергии) питание схемы осуществляется от выводов 3–4–5, и схема функционирует как инвертор синусоидального тока, формируемого в цепях выводов 1–2 и фильтрового конденсатора 26. При указанном направлении преобразования схема может работать в трех режимах: “понижения напряжения”, “повышения напряжения” и в режиме “дозирования энергии” (или иначе: “понижающее-повышающем режиме”). Рассмотрим их поочередно.

Режим понижения напряжения ($U_{3-5} \approx U_{5-4} > U_{1-2}$)

При очередном включении ключа 19 потокосцепление обмоток нарастает вместе с током в цепи: 3–19–9–11–26–2–5, в течение времени $t_{и} = \gamma_{и} T_{шим}$. Затем включается нижний ключ стойки 10 (ключ 11 остается включенным), а ключ 19 выключается, и потокосцепление плавно частично спадает вместе с током в цепи: 9–11–26–2–10–9, поддерживаемым за счет э. д. с. самоиндукции обмотки 9, в течение оставшегося от периода $T_{шим}$ времени: $T_{шим} - t_{и} = (1 - \gamma_{и}) T_{шим}$. Далее процессы периодически качественно повторяются с периодом $T_{шим}$.

Режим повышения напряжения ($U_{3-5} \approx U_{5-4} < U_{1-2}$)

При очередном включении ключей 18 и 19 и вентиля 22 блока демпфирования 20 потокосцепление обмоток нарастает вместе с токами в двух цепях: 3–19–9–8–18–4 и 23–22–9–23 (за счет напряжения снабберного конденсатора 23, заряженного на предыдущем временном интервале) в течение длительности импульса $t_{и} = \gamma_{и} T_{шим}$. Затем включаются нижний ключ стойки 10, ключ 11 и вентиль 21 блока демпфирования 20, а ключи 18, 19 выключаются, и потокосцепление плавно частично спадает вместе с токами в двух цепях: 9–11–26–2–10–9 (за счет э. д. с. самоиндукции обмотки 9) и 8–21–23–8 (за счет э. д. с. индуктивности рассеяния обмотки 8), заряжая фильтровый конденсатор 26 и снабберный конденсатор 23 в течение оставшегося от периода $T_{шим}$ времени: $T_{шим} - t_{и} = (1 - \gamma_{и}) T_{шим}$. Далее процессы периодически качественно повторяются с периодом $T_{шим}$.

Режим дозирования энергии (понижающее-повышающий)

Этот режим универсален, так как пригоден при любом соотношении входного и выходного напряжений и обладает статической устойчивостью системы регулирования параметров выходного синусоидального тока и среднеимпульсного значения полного потокосцепления дроссельных обмоток благодаря дуальному управлению по двум взаимонезависимым

параметрам относительных длительностей нарастания потокосцепления ($\gamma_{и}$) и его приблизительного сохранения (паузы – $\gamma_{п}$).

При очередном включении ключей 18, 19 и вентиля 22 полное потокосцепление дроссельных обмоток 8–9 нарастает вместе с током в цепи: 3–19–9–8–18–4 в течение длительности импульса: $t_{и} = \gamma_{и} T_{ш\text{им}}$. При этом в начальной стадии процесса нарастания потокосцепления, пока ток обмотки 8, начинаясь с нуля, не сравняется по величине с уже имеющимся и нарастающим током обмотки 9, разностный ток протекает по цепи зарядки снабберного конденсатора: 9–23–22–9, после чего зарядка конденсатора 23 прекращается, а общий ток обмоток продолжает нарастать. Затем включается вентиль 13 и выключается ключ 19 (ключ 18 остается включенным), и потокосцепление приблизительно сохраняется вместе с током в цепи: 9–8–18–13–9 в течение длительности паузы: $\Delta t_{п} = \gamma_{п} T_{ш\text{им}}$. Затем ключ 18 выключается, а включаются нижний ключ стойки 10, ключ 11 и вентиль 21 блока демпфирования 20, и потокосцепление плавно частично спадает вместе с токами в двух цепях: 9–11–26–2–10–9 (за счет э. д. с. самоиндукции обмотки 9) и 8–21–23–8 (за счет э. д. с. индуктивности рассеяния обмотки 8) в течение оставшегося от периода $T_{ш\text{им}}$ времени:

$$T_{ш\text{им}} - t_{и} - \Delta t_{п} = (1 - \gamma_{и} - \gamma_{п}) T_{ш\text{им}}$$

Далее вышеуказанные процессы периодически качественно повторяются с периодом $T_{ш\text{им}}$, дозируя поступающую на выход (в конденсатор 26) энергию путем регулирования параметра $\gamma_{п}$.

Следует отметить, что режим “дозирования энергии” функционально заменяет рассмотренные выше режимы “понижения” и “повышения” напряжения; однако проигрывает им по КПД. Поэтому его рекомендуется применять только с целью использования дроссельных обмоток в качестве промежуточного накопителя энергии и демодулятора выходного переменного тока с целью исключения из состава емкостного фильтра 6–7 энергоемких электролитических конденсаторов, имеющих низкую надежность (термостойкость, безотказность и срок службы).

На базе вышеописанных унифицированных модулей ОВИП-ККМ построены ТОВИП для питания ЦРУ трехфазной постоянной частоты (400 Гц) и РУ, питающих электроприводы с рекуперативным торможением, а также для питания стартер-генератора в стартерном режиме с регулированием напряжения и частоты ($U - \text{var}, f - \text{var}$) (рис.1).

На рис. 3 представлена силовая схема сочленения фазного модуля ОВИП-ККМ и объединенного емкостного фильтра с уравнительным (дифференциальным) делителем напряжения (УДН). На схеме использованы следующие обозначения: 1–2 и 3–4–5 – входные и выходные выводы, включая общие заземленные; ЦОС – цепи обратных связей с датчиками токов и напряжений; $C_{\phi-}$ и $C_{\phi=}$ – емкостные фильтры переменного и постоянного напряжений;

ЭВ – электронный выключатель; $T-L_{н/д}$ – накопительно-демодуляторный трансреактор; $T-L_{дн}$ – трансреактор делителя напряжения; $МК_{удн}$ – мостовой коммутатор дифференциального делителя напряжения; $МК_{в-ит}$ – мостовой коммутатор выпрямителя-инвертора тока. Работа схемы $МК_{удн}$ сводится к поочередному включению тиристоров $VS1,2$ и последующему широтно-импульсному модулированию управления соответствующих транзисторов $VT1,2$. При этом каждая пара встречно включенных ключей ($VS1-VT1$ и $VS2-VT2$) с соответствующей секцией обмотки $T-L_{дн}$ и конденсаторами $C_{\phi=}$ представляет собой общеизвестный полярно-инвертирующий (понижающе-повышающий) конвертор. К основным достоинствам данной схемы УДН относятся: а) отсутствие цепей для “сквозных сверхтоков” при несанкционированных включениях пар ключей (например, из-за воздействий мощных электромагнитных импульсов – ЭМИ молнии и др. на цепи управляющих драйверов); б) однонаправленность (без реверса) непрерывного потокосцепления трансреактора, повышающая быстродействие переключения направлений преобразования с помощью замкнутой системы регулирования (стабилизации) напряжений и позволяющая снизить требуемую энергоемкость фильтра $C_{\phi=}$, исключив из его состава электролитические конденсаторы с низкими показателями надежности (термостойкости, безотказности и срока службы).

Следует заметить, что тиристоры $VS1,2$ в принципе могут быть заменены на диоды, однако наличие общего магнитопровода позволит при этом использовать только режим “понижения напряжения”. А если разделить магнитопроводы, то работать будет можно в обоих режимах (“понижения” и “повышения”), но исчезнет достоинство быстродействия переключения направлений преобразования.

На рис. 4 приведена схема унифицированного модуля многофункционального импульсного преобразователя (МИП) с промежуточным трансформаторным звеном повышенной частоты (ТЗПЧ) на базе двух ОВИП (ОВИП $_{0 \pm 135 \text{ В}}$ и ОВИП $_{0 \pm 27 \text{ В}}$) и трехфазного циклоконвертора (ТЦК). ОВИП $_{0 \pm 135 \text{ В}}$ представляет собой полумостовой инвертор с балластным выходным реактором ($L_{б}$), демпфирующим трансреактором ($T-L$) и снабберными конденсаторами, обеспечивающими мягкую коммутацию транзисторных ключей (без скачков тока при включении и скачков напряжения при

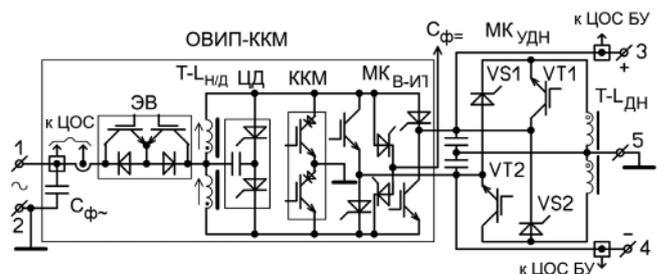


Рис. 3

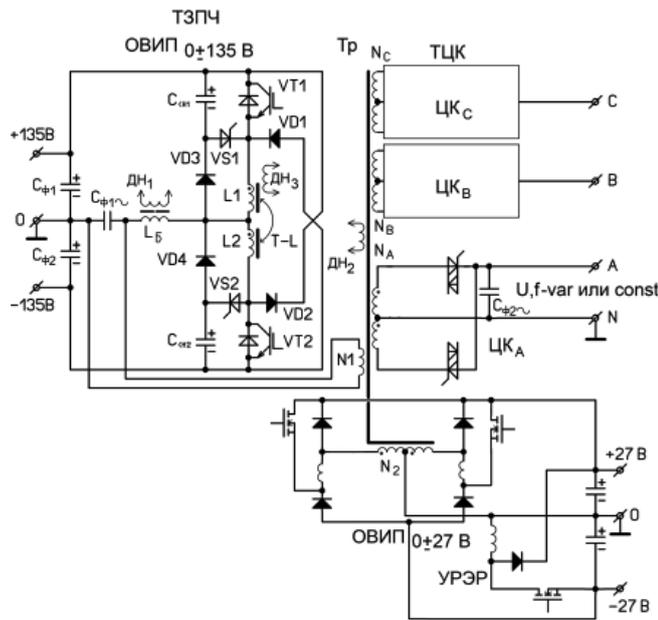


Рис. 4

выключении). Его работа на каждом такте (полупериоде $0,5T$ выходного тока) имеет следующие три этапа:

1. При включении ключа VT1 в момент времени $t_0 = 0$ происходит разрядка снабберного конденсатора C_{CH1} , заряженного на предыдущем периоде, по цепи: $C_{CH1}-VT1-L1-VD3-C_{CH1}$ до нулевого значения его напряжения U_{C1} . Одновременно ток I_{L1} имеет вторую нарастающую составляющую по цепи: $C_{Ф1}-VT1-L1-Lб-Cф-СФ1$.

2. В момент спада U_{C1} до 0 включается тиристор VS1, и ток I_{L1} частично замыкается по цепи: $L1-VD3-VS1-L1$, исключая перезарядку C_{CH1} обратной полярностью и поддерживаясь за счет э. д. с. самоиндукции $L1$ до момента времени $t_{и} = \gamma \cdot 0,5T$.

3. В момент времени $t_{и}$ ключ VT1 выключается, и синхронным импульсом подтверждается включение тиристора VS1, после чего сначала происходит зарядка C_{CH1} по цепи: $C_{Ф1}-C_{CH1}-VS1-L1-Lб-Cф-СФ1$ (при этом диод VD1 заперт разностью напряжений на фильтровой стойке $C_{Ф1}-C_{Ф2}$ и C_{CH1}), а затем (когда указанная разность обнулится и начнет проводить диод VD1) ток нагрузки продолжит спадать до нуля по цепи: $L1-Lб-Cф-СФ2-VD1-L1$, поддерживаемый в течение времени тспада за счет э. д. с. самоиндукции $L1$ и $Lб$. Далее, после момента $t_0 + 0,5T$ наступает второй такт (полупериод) с участием симметрично расположенных элементов.

Трансформатор Tr благодаря токовым звеньям T-L и $Lб$ работает в режиме “трансформатора тока” и поэтому не требует специальных мер и устройств для симметрирования вольт-секундных интегралов питающих импульсов напряжения, предотвращающего насыщение магнитопровода, что также является достоинством схемы. Во вторичных цепях трансформатора с высокочастотными прямоугольными токами установлены циклоконвертеры (ЦК_{А,В,С}) для форми-

рования низкочастотных трехфазных напряжений и обратимый выпрямительно-инверторный преобразователь (ОВИП) низковольтным выпрямленным напряжением 27 В (или 0 ± 27 В) для двунаправленной связи с аккумуляторной батареей. При обратном (повышающем) преобразовании он работает в качестве высокочастотного инвертора прямоугольного тока с узлом рекуперации энергии рассеяния (УРЭР) из вспомогательного (нижнего) конденсатора в основной (верхний).

Параметры элементов $L1$, $Lб$ и C_{CH1} целесообразно выбирать такими, чтобы к моменту времени: $t_0 + 0,5T$ ток нагрузки спал до нуля. В этом случае коммутация транзисторных ключей будет мягкой (при нулевых токах и напряжениях), что обеспечивает повышение к. п. д. и надежности схемы. Однако возможны также режимы с непрерывным полным потокосцеплением (Ψ) трансреактора T-L, который благодаря накопленной среднечастотной электромагнитной энергии позволит снизить требуемую энергоемкость фильтровой стойки $C_{Ф1}-C_{Ф2}$, исключив из нее электролитические конденсаторы с низкими показателями надежности (термостойкости, безотказности и срока службы).

Заключение

Предложенные схемотехнические решения для синтеза авиационно-бортовых источников бесперебойного питания (ИБП) на базе унифицированных модулей обратимых выпрямительно-инверторных преобразователей (ОВИП) с корректором коэффициента мощности (ККМ) и регулируемым инвертором синусоидального тока и напряжения (РИСТ/Н), в отличие от известных схем ИБП, обладают свойством обратимости (двунаправленности), позволяющим осуществлять рекуперацию электроэнергии в питающую сеть, взаиморезервирование каналов питания с помощью аккумуляторных батарей с повышенным и низким напряжениями и оптимизацию потоков электроэнергии. Схемные решения защищены приоритетом РФ и представляются интересными для широкого круга специалистов в области силовой электроники и транспортного электрооборудования, в особенности – авиационно-бортовых комбинированных СЭС переменного-постоянного тока, включая концепцию “полностью электрифицированного самолета” (ПЭС).

Окончание следует.

Литература

- ГОСТ Р 54073-2010. Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии – 2011 г.
- В. Климов, С. Климова, Ю. Карпиленко. Корректоры коэффициента мощности однофазных источников бесперебойного питания. – Силовая Электроника, № 3, 2009 г., С. 40–42.
- Резников С. Б., Бочаров В. В., Кириллов В. Ю., Постников В. А. Электроэнергетическая и электро-

магнитная совместимость транспортного электрооборудования с высоковольтными цепями питания. — М.: Изд-во МАИ-ПРИНТ, 2010. — 512 с.

4. Резников С. Б. Самолетная система электроснабжения квазипостоянного повышенного напряжения // *Авиакосмическое приборостроение*, 2004, № 4, С. 62–67.

5. Резников С. Б. Самолетная система электроснабжения с распределенным преобразованием “переменная скорость – стабильная частота” // *Авиакосмическое приборостроение*, 2004, № 4, С. 56–62.

6. Резников С. Б., Парфенов Е. В., Гуренков Н. В. Комбинированные автономные системы электроснабжения переменного и постоянного тока с повышенным качеством электроэнергии и ЭМС // *Компоненты и технологии*, 2008, № 8.

7. Бочаров В. В., Постников В. А., Резников С. Б., Харченко И. А. Энергоэкономичная комбинированная система электроснабжения с высоким качеством электроэнергии для концепции “полностью электрифицированного самолета”, *Электронный журнал “Труды МАИ”*, №5 8, 2012 г.

8. В. В. Бочаров, С. Ф. Коняхин, С. Б. Резников, И. Н. Соловьев, Ю. В. Ермилов. Энергоэкономичная структура комбинированной автономной системы электроснабжения без стабилизации частоты вращения генератора. — *Практическая силовая электроника*, № 2 (46), 2012г., С. 44–47.

9. 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 летательных аппаратов с полностью электрифицированным приводным оборудованием. — *Электроника и электрооборудование транспорта*, № 2, 2013г., С. 2–10.

10. Резников С. Б., Бочаров В. В., Ермилов Ю. В., Лавринович А. В., Харченко И. А. Многофункциональные конверторно-инверторные преобразователи авиационных систем электроснабжения. — *Электронный журнал “Труды МАИ”*, № 71, 2013 г.

11. С. Б. Резников, В. В. Бочаров, И. А. Харченко, А. В. Лавринович. Силовые интегральные схемы многофункциональных импульсных преобразователей для авиационно-космических бортовых электроэнергетических комплексов и систем. — *Практическая силовая электроника*, № 1 (53), 2014 г.

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

Харченко Игорь Александрович, к. т. н., доцент кафедры теоретической электротехники Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7(499) 158-45-29, e-mail: ihar@mail333.com;

Лавринович Андрей Вячеславович, аспирант кафедры теоретической электротехники Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7(926) 104-58-89; e-mail: rewersion@yandex.ru.

Чье Ен Ун, А. Б. Шейн

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ФУНКЦИЙ АВТОНОМНЫХ ИНВЕРТОРОВ ДЛЯ ЗАДАЧ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ И РЕГУЛИРОВАНИЯ

E. U. Chye, A. B. Shein

Off-line inverter transfer function formulation for solving automatic control and regulation problems

Рассматривается способ получения передаточных функций автономных инверторов с использованием прямого преобразования Лапласа исходных линейных дифференциальных уравнений, описывающих процессы в схемах устройств, на основе классического понятия передаточной функции.

Ключевые слова: передаточная функция, автономный инвертор, дифференциальные уравнения, автоматическое управление.

The paper considers the method of obtaining transfer functions of off-line inverters using direct Laplace transform of initial linear differential equations, describing the processes in units' structures based on transfer function classical concept.

Key words: transfer functions, off-line inverters, differential equations, automatic control.

Постановка задачи

В настоящее время вопросы определения передаточных функций инверторов не нашли должного отражения в литературе, несмотря на то, что эта форма описания их динамических свойств облегчает использование методов, разработанных в теории автоматического управления и регулирования [1]. Поэтому разработка эффективных способов определения передаточных функций инверторов является актуальной задачей.

Решение задачи

Рассмотрим подход к определению передаточных функций автономных инверторов на примере схемы параллельного инвертора тока (рис. 1а) [2].

Найдем формулы для определения токов и напряжений на компонентах схем замещения параллельного инвертора (рис. 1) для $kT \leq t \leq kT + T/2$ (открыты тиристоры V1, V3, а тиристоры V2, V4 заперты) (рис. 1б) и $kT + T/2 \leq t \leq (k+1)T$ (открыты тиристоры V2, V4, тиристоры V1, V3 заперты) (рис. 1в) ($k = 0, 1, 2, \dots$) полупериодов его работы с использованием операторного метода и метода контурных токов.

Для первого полупериода работы инвертора ($0 \leq t \leq T/2$) при нулевых начальных условиях для токов и напряжений на компонентах схемы, представленной на рис. 1б, имеем систему операторных уравнений вида

$$\begin{aligned} [(pL_0 + R_0) + (pL + R)]I_1(p) - (pL + R)I_2(p) &= \frac{E}{p}, \\ -(pL + R)I_1(p) + \left[(pL + R) + \frac{1}{pC} \right] I_2(p) &= 0. \end{aligned} \quad (1)$$

Если определитель системы уравнений (1) отличен от нуля, тогда ее решения находятся по формулам

$$I_1(p) = \frac{\Delta_{I1}(p)}{\Delta(p)}, \quad I_2(p) = \frac{\Delta_{I2}(p)}{\Delta(p)}, \quad (2)$$

где $\Delta(p)$ — определитель системы уравнений (1); $\Delta_{I1}(p)$ и $\Delta_{I2}(p)$ — дополнительные определители для токов $I_1(p)$ и $I_2(p)$ соответственно.

Находим

$$\Delta(p) = \begin{vmatrix} (pL_0 + R_0) + (pL + R) & -(pL + R) \\ -(pL + R) & (pL + R) + \frac{1}{pC} \end{vmatrix} =$$

$$= \frac{L_0 L \left[p^3 + \left(\frac{R_0}{L_0} + \frac{R}{L} \right) p^2 + \left(\frac{R_0 R}{L_0 L} + \frac{1}{L_0 C} + \frac{1}{LC} \right) p + \left(\frac{R_0}{L_0} \frac{1}{LC} + \frac{R}{L} \frac{1}{L_0 C} \right) \right]}{p}$$

$$\Delta_{I1}(p) = \begin{vmatrix} \frac{E}{p} & -(pL + R) \\ 0 & (pL + R) + \frac{1}{pC} \end{vmatrix} = \frac{LE}{p} \frac{p^2 + \frac{R}{L} p + \frac{1}{LC}}{p}$$

$$\Delta_{I2}(p) = \begin{vmatrix} (pL_0 + R_0) + (pL + R) & \frac{E}{p} \\ -(pL + R) & 0 \end{vmatrix} = \frac{LE}{p} \left(p + \frac{R}{L} \right).$$

Тогда по формулам (2) можно получить

$$I_1(p) = \frac{E}{L_0} \frac{p^2 + \frac{R}{L} p + \frac{1}{LC}}{p \left[p^3 + \left(\frac{R_0}{L_0} + \frac{R}{L} \right) p^2 + \left(\frac{R_0 R}{L_0 L} + \frac{1}{L_0 C} + \frac{1}{LC} \right) p + \left(\frac{R_0}{L_0} \frac{1}{LC} + \frac{R}{L} \frac{1}{L_0 C} \right) \right]}, \quad (3)$$

$$I_2(p) = \frac{E}{L_0} \frac{p + \frac{R}{L}}{p^3 + \left(\frac{R_0}{L_0} + \frac{R}{L} \right) p^2 + \left(\frac{R_0 R}{L_0 L} + \frac{1}{L_0 C} + \frac{1}{LC} \right) p + \left(\frac{R_0}{L_0} \frac{1}{LC} + \frac{R}{L} \frac{1}{L_0 C} \right)}, \quad (4)$$

$$I_H(p) = I_1(p) - I_2(p) =$$

$$= \frac{E}{L_0 LC} \frac{1}{p \left[p^3 + \left(\frac{R_0}{L_0} + \frac{R}{L} \right) p^2 + \left(\frac{R_0 R}{L_0 L} + \frac{1}{L_0 C} + \frac{1}{LC} \right) p + \left(\frac{R_0}{L_0} \frac{1}{LC} + \frac{R}{L} \frac{1}{L_0 C} \right) \right]}, \quad (5)$$

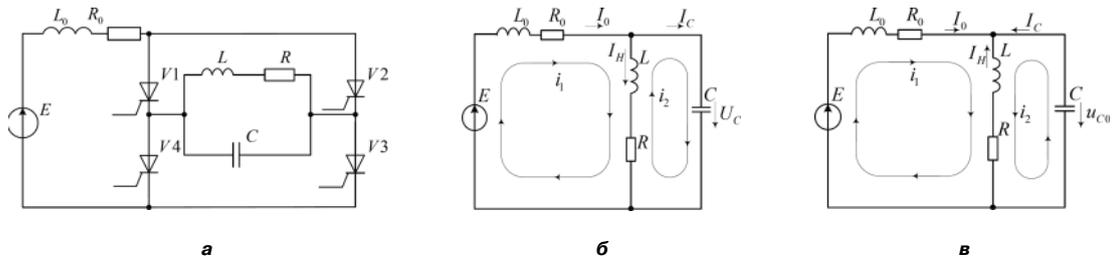


Рис. 1. Принципиальная схема инвертора (а) и схемы замещения для различных интервалов времени (б, в)

$$u_c(p) = Z_c(p)I_2(p) = \frac{E}{L_0 C} \frac{p + \frac{R}{L}}{p \left[p^3 + \left(\frac{R_0}{L_0} + \frac{R}{L} \right) p^2 + \left(\frac{R_0 R}{L_0 L} + \frac{1}{L_0 C} + \frac{1}{LC} \right) p + \left(\frac{R_0}{L_0} \frac{1}{LC} + \frac{R}{L} \frac{1}{L_0 C} \right) \right]}, \quad (6)$$

Если начальные условия отличны от нуля, что имеет место для $kT \leq t < kT + T/2$ ($k = 0, 1, 2, \dots$) и $kT + T/2 \leq t < (k + 1)T$ ($k = 0, 1, \dots$) полупериодов работы инвертора, то для схемы, представленной на рис. 1б, можно записать следующую систему операторных уравнений:

$$\begin{aligned} [(pL_0 + R_0) + (pL + R)]I_1(p) - (pL + R)I_2(p) &= \frac{E}{p} + L_0 i_{10} + L(i_{10} - i_{20}), \\ -(pL + R)I_1(p) + \left[(pL + R) + \frac{1}{pC} \right] I_2(p) &= -\frac{u_{C0}}{p} - L(i_{10} - i_{20}), \end{aligned} \quad (7)$$

где i_{10}, i_{20}, u_{C0} – начальные значения токов i_1, i_2 и напряжения на конденсаторе для n -го межкоммутационного интервала (полупериода) работы инвертора соответственно.

Решения систем уравнений (7) находим по формулам (2). Определитель системы уравнений (7) будет тот же, что и для системы уравнений (1), так как левые части уравнений этих систем совпадают. Находим

$$\begin{aligned} \Delta_{11}(p) &= \begin{vmatrix} \frac{E}{p} + L_0 i_{10} + L(i_{10} - i_{20}) & -(pL + R) \\ -\frac{u_{C0}}{p} - L(i_{10} - i_{20}) & (pL + R) + \frac{1}{pC} \end{vmatrix} = \\ &= \frac{L_0 L \left[i_{10} p^3 + \left(\frac{E - u_{C0}}{L_0} + \frac{R}{L} i_{10} \right) p^2 + \left(\frac{E - u_{C0}}{L_0} \frac{R}{L} + \frac{1}{LC} i_{10} + \frac{i_{10} - i_{20}}{L_0 C} \right) p + \frac{E}{L_0 LC} \right]}{p^2}, \\ \Delta_{12}(p) &= \begin{vmatrix} (pL_0 + R_0) + (pL + R) & \frac{E}{p} + L_0 i_{10} + L(i_{10} - i_{20}) \\ -(pL + R) & -\frac{u_{C0}}{p} - L(i_{10} - i_{20}) \end{vmatrix} = \\ &= \frac{L_0 L \left[i_{20} p^2 + \left(\frac{E - u_{C0}}{L_0} - \frac{u_{C0}}{L} + \frac{R}{L} i_{10} - \frac{R_0}{L_0} (i_{10} - i_{20}) \right) p + \left(\frac{E - u_{C0}}{L_0} \frac{R}{L} - \frac{R_0}{L_0} \frac{u_{C0}}{L} \right) \right]}{p}. \end{aligned}$$

Тогда согласно формулам (2) получим

$$I_1(p) = \frac{i_{10} p^3 + \left(\frac{E - u_{C0}}{L_0} + \frac{R}{L} i_{10} \right) p^2 + \left(\frac{E - u_{C0}}{L_0} \frac{R}{L} + \frac{1}{LC} i_{10} + \frac{i_{10} - i_{20}}{L_0 C} \right) p + \frac{E}{L_0 LC}}{p \left[p^3 + \left(\frac{R_0}{L_0} + \frac{R}{L} \right) p^2 + \left(\frac{R_0 R}{L_0 L} + \frac{1}{L_0 C} + \frac{1}{LC} \right) p + \left(\frac{R_0}{L_0} \frac{1}{LC} + \frac{R}{L} \frac{1}{L_0 C} \right) \right]}, \quad (8)$$

$$I_2(p) = \frac{i_{20} p^2 + \left(\frac{E - u_{C0}}{L_0} - \frac{u_{C0}}{L} + \frac{R}{L} i_{10} - \frac{R_0}{L_0} (i_{10} - i_{20}) \right) p + \left(\frac{E - u_{C0}}{L_0} \frac{R}{L} - \frac{R_0}{L_0} \frac{u_{C0}}{L} \right)}{p^3 + \left(\frac{R_0}{L_0} + \frac{R}{L} \right) p^2 + \left(\frac{R_0 R}{L_0 L} + \frac{1}{L_0 C} + \frac{1}{LC} \right) p + \left(\frac{R_0}{L_0} \frac{1}{LC} + \frac{R}{L} \frac{1}{L_0 C} \right)}, \quad (9)$$

$$\begin{aligned} I_H(p) = I_1(p) - I_2(p) &= \\ &= \frac{(i_{10} - i_{20}) p^3 + \left(\frac{u_{C0}}{L} + \frac{R_0}{L_0} (i_{10} - i_{20}) \right) p^2 + \left(\frac{1}{LC} i_{10} + \frac{1}{L_0 C} (i_{10} - i_{20}) + \frac{R_0 u_{C0}}{L_0 L} \right) p + \frac{E}{L_0 LC}}{p \left[p^3 + \left(\frac{R_0}{L_0} + \frac{R}{L} \right) p^2 + \left(\frac{R_0 R}{L_0 L} + \frac{1}{L_0 C} + \frac{1}{LC} \right) p + \left(\frac{R_0}{L_0} \frac{1}{LC} + \frac{R}{L} \frac{1}{L_0 C} \right) \right]}, \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} U_c(p) = Z_c(p)I_2(p) + \frac{u_{C0}}{p} &= \\ &= \frac{1}{C} \frac{i_{20} p^2 + \left(\frac{E - u_{C0}}{L_0} - \frac{u_{C0}}{L} + \frac{R}{L} i_{10} - \frac{R_0}{L_0} (i_{10} - i_{20}) \right) p + \left(\frac{E - u_{C0}}{L_0} \frac{R}{L} - \frac{R_0}{L_0} \frac{u_{C0}}{L} \right)}{p \left[p^3 + \left(\frac{R_0}{L_0} + \frac{R}{L} \right) p^2 + \left(\frac{R_0 R}{L_0 L} + \frac{1}{L_0 C} + \frac{1}{LC} \right) p + \left(\frac{R_0}{L_0} \frac{1}{LC} + \frac{R}{L} \frac{1}{L_0 C} \right) \right]} + \frac{u_{C0}}{p}. \end{aligned} \quad (11)$$

Для $T/2 \leq t < (k + 1)T$ ($k = 0, 1, 2, \dots$) полупериодов работы инвертора (рис. 1в) имеем систему операторных уравнений вида

$$\begin{aligned} [(pL_0 + R_0) + (pL + R)]I_1(p) + (pL + R)I_2(p) &= \frac{E}{p} + L_0 i_{10} + L(i_{10} - i_{20}), \\ (pL + R)I_1(p) + \left[(pL + R) + \frac{1}{pC} \right] I_2(p) &= \frac{u_{C0}}{p} + L(i_{10} - i_{20}). \end{aligned} \quad (12)$$

Решения системы уравнений (12) получим по формулам (2). Для этого находим

$$\begin{aligned} \Delta(p) &= \begin{vmatrix} (pL_0 + R_0) + (pL + R) & (pL + R) \\ (pL + R) & (pL + R) + \frac{1}{pC} \end{vmatrix} = \\ &= \frac{L_0 L \left[p^3 + \left(\frac{R_0}{L_0} + \frac{R}{L} \right) p^2 + \left(\frac{R_0 R}{L_0 L} + \frac{1}{L_0 C} + \frac{1}{LC} \right) p + \left(\frac{R_0}{L_0} \frac{1}{LC} + \frac{R}{L} \frac{1}{L_0 C} \right) \right]}{p}, \\ \Delta_{11}(p) &= \begin{vmatrix} \frac{E}{p} + L_0 i_{10} + L(i_{10} - i_{20}) & (pL + R) \\ \frac{u_{C0}}{p} + L(i_{10} - i_{20}) & (pL + R) + \frac{1}{pC} \end{vmatrix} = \\ &= \frac{L_0 L \left[i_{10} p^3 + \left(\frac{E - u_{C0}}{L_0} + \frac{R}{L} i_{10} \right) p^2 + \left(\frac{E - u_{C0}}{L_0} \frac{R}{L} + \frac{1}{LC} i_{10} + \frac{i_{10} - i_{20}}{L_0 C} \right) p + \frac{E}{L_0 LC} \right]}{p^2}, \end{aligned}$$

$$\Delta_{I_2}(p) = \frac{\begin{vmatrix} (pL_0 + R_0) + (pL + R) \frac{E}{p} + L_0 i_{10} + L(i_{10} - i_{20}) \\ (pL + R) \frac{u_{c0}}{p} + L(i_{10} - i_{20}) \end{vmatrix}}{L_0 L \left[i_{20} p^2 + \left(\frac{E - u_{c0}}{L_0} - \frac{u_{c0}}{L} + \frac{R}{L} i_{10} - \frac{R_0}{L_0} (i_{10} - i_{20}) \right) p + \left(\frac{E - u_{c0}}{L_0} \frac{R}{L} - \frac{R_0}{L_0} \frac{u_{c0}}{L} \right) \right]}$$

Тогда согласно формулам (2) получим

$$I_1(p) = \frac{\Delta_{I_1}(p)}{\Delta(p)} = \frac{i_{10} p^3 + \left(\frac{E - u_{c0}}{L_0} + \frac{R}{L} i_{10} \right) p^2 + \left(\frac{E - u_{c0}}{L_0} \frac{R}{L} + \frac{1}{LC} i_{10} + \frac{i_{10} - i_{20}}{L_0 C} \right) p + \frac{E}{L_0 LC}}{p \left[p^3 + \left(\frac{R_0}{L_0} + \frac{R}{L} \right) p^2 + \left(\frac{R_0 R}{L_0 L} + \frac{1}{L_0 C} + \frac{1}{LC} \right) p + \left(\frac{R_0}{L_0} \frac{1}{LC} + \frac{R}{L} \frac{1}{L_0 C} \right) \right]}$$

$$I_2(p) = \frac{\Delta_{I_2}(p)}{\Delta(p)} = \frac{i_{20} p^2 + \left(\frac{E - u_{c0}}{L_0} - \frac{u_{c0}}{L} + \frac{R}{L} i_{10} - \frac{R_0}{L_0} (i_{10} - i_{20}) \right) p + \left(\frac{E - u_{c0}}{L_0} \frac{R}{L} - \frac{R_0}{L_0} \frac{u_{c0}}{L} \right)}{p^3 + \left(\frac{R_0}{L_0} + \frac{R}{L} \right) p^2 + \left(\frac{R_0 R}{L_0 L} + \frac{1}{L_0 C} + \frac{1}{LC} \right) p + \left(\frac{R_0}{L_0} \frac{1}{LC} + \frac{R}{L} \frac{1}{L_0 C} \right)}$$

$$-I_H(p) = I_1(p) + I_2(p) = \frac{(i_{10} - i_{20}) p^3 + \left(\frac{u_{c0}}{L} + \frac{R_0}{L_0} (i_{10} - i_{20}) \right) p^2 + \left(\frac{1}{LC} i_{10} + \frac{1}{L_0 C} (i_{10} - i_{20}) + \frac{R_0}{L_0} \frac{u_{c0}}{L} \right) p + \frac{E}{L_0 LC}}{p \left[p^3 + \left(\frac{R_0}{L_0} + \frac{R}{L} \right) p^2 + \left(\frac{R_0 R}{L_0 L} + \frac{1}{L_0 C} + \frac{1}{LC} \right) p + \left(\frac{R_0}{L_0} \frac{1}{LC} + \frac{R}{L} \frac{1}{L_0 C} \right) \right]}$$

$$U_c(p) = Z_c(p) I_2(p) - \frac{u_{c0}}{p} = \frac{1}{C} \frac{i_{20} p^2 + \left(\frac{E - u_{c0}}{L_0} - \frac{u_{c0}}{L} + \frac{R}{L} i_{10} - \frac{R_0}{L_0} (i_{10} - i_{20}) \right) p + \left(\frac{E - u_{c0}}{L_0} \frac{R}{L} - \frac{R_0}{L_0} \frac{u_{c0}}{L} \right)}{p \left[p^3 + \left(\frac{R_0}{L_0} + \frac{R}{L} \right) p^2 + \left(\frac{R_0 R}{L_0 L} + \frac{1}{L_0 C} + \frac{1}{LC} \right) p + \left(\frac{R_0}{L_0} \frac{1}{LC} + \frac{R}{L} \frac{1}{L_0 C} \right) \right]} - \frac{u_{c0}}{p}$$

Нетрудно убедиться, что при нулевых начальных значениях токов и напряжения на конденсаторе, формулы (8)–(11) и (13)–(16) сводятся к формулам (3)–(6), следовательно, формулы получены верно.

Формулы для определения токов и выходного напряжения инвертора запишем в виде:

$$I_1(p) = \frac{E}{L_0} \frac{p^2 + b_1 p + b_0}{p(p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0)},$$

$$I_2(p) = \frac{E}{L_0} \frac{p + b_1}{(p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0)},$$

$$I_H(p) = \frac{E}{L_0} \frac{b_0}{p(p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0)},$$

$$U_c(p) = \frac{E}{L_0 C} \frac{p + b_1}{p(p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0)},$$

где $a_0 = \frac{R_0}{L_0} \frac{1}{LC} + \frac{R}{L} \frac{1}{L_0 C}$; $a_1 = \frac{R_0 R}{L_0 L} + \frac{1}{L_0 C} + \frac{1}{LC}$;

$$a_2 = \frac{R_0}{L_0} + \frac{R}{L}; \quad b_0 = \frac{1}{LC}; \quad b_1 = \frac{R}{L}.$$

Так как $U_c(p) = U_H(p) = U_{\text{ВЫХ}}(p)$, а $U_{\text{ВХ}}(p) = E/p$, то, согласно определению, передаточная функция инвертора по напряжению для первого полупериода его работы имеет вид

$$W_U(p) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(p)}{U_{\text{ВХ}}(p)} = \frac{b_2(p + b_1)}{(p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0)}, \quad (17)$$

где $b_2 = 1/L_0 C$.

Передаточная функция инвертора по току для первого полупериода его работы определяется выражением

$$W_I(p) = \frac{I_{\text{ВЫХ}}(p)}{I_{\text{ВХ}}(p)} = \frac{I_H(p)}{I_1(p)} = \frac{b_0}{p^2 + b_1 p + b_0}. \quad (18)$$

Начиная со второго полупериода работы инвертора, начальные условия будут отличны от нуля, поэтому системы операторных уравнений записываются и решаются с учетом начальных значений токов и напряжения на конденсаторе для текущего полупериода его работы. В результате передаточная функция инвертора по напряжению принимает вид

$$W(p) = \frac{F}{E} \left(\frac{1}{C} \frac{d_2 p^2 + d_1 p + d_0}{p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0} + u_{c0} \right), \quad (19)$$

где $d_1 = \frac{E - u_{c0}}{L_0} - \frac{u_{c0}}{L} + i_{10} b_1 - (i_{10} - i_{20}) b_3$;

$$d_0 = \frac{E - u_{c0}}{L_0} b_1 - \frac{u_{c0}}{L} b_3;$$

$$b_3 = R_0/L_0;$$

F – периодическая функция коммутации, определяемая как

$$F = \begin{cases} +1, & kT \leq t \leq kt + T/2; \\ -1, & kT + T/2 \leq t \leq (k+1)T, \quad k = 0, 1, 2, \dots \end{cases}$$

Передаточная функция инвертора по току определяется выражением

$$W_I(p) = F \left(\frac{m_3 p^3 + m_2 p^2 + m_1 p + m_0}{n_3 p^3 + n_2 p^2 + n_1 p + n_0} \right), \quad (20)$$

где $m_3 = i_{10} - i_{20}$;

$$m_2 = \frac{u_{c0}}{L} + m_3 b_3;$$

$$m_1 = i_{10} b_0 + m_3 b_2 + \frac{u_{c0}}{L} b_3;$$

$$m_0 = \frac{E}{L_0 LC}; \quad n_3 = i_{10}; \quad n_2 = n_3 b_1 + \frac{E - u_{c0}}{L_0};$$

$$n_1 = n_3 b_0 + \frac{E - u_{c0}}{L_0} b_1 + m_3 b_2; \quad n_0 = m_0.$$

При $F = 1$ и нулевых начальных условиях выражения (19) и (20) принимают вид формул (17) и (18).

Заключение

Таким образом, передаточные функции определяются для отдельных интервалов времени, на которых инвертор линеен. Аналогично могут быть найдены передаточные функции для более сложных схем инверторов, имеющих периодический характер процессов [3], так как периодическая функция коммутации, отражающая поведение объекта на том или ином временном интервале его работы может быть представлена и в более сложном виде.

Литература

1. *Иващенко Н. Н.* Автоматическое регулирование. – М.: Машиностроение, 1978.

2. *Шеин А. Б., Лазарева Н. М.* Методы проектирования электронных устройств. – М.: Инфра – Инженерия, 2011.

3. *Чье Ен Ун, Шеин А. Б., Шеин Е. Б.* Схемотехника преобразователей частоты для электротехнологических установок. – Хабаровск: ТОГУ, 2014 с.

Чье Ен Ун, д. т. н., профессор, заведующий кафедрой автоматизации и системотехники, Тихоокеанский государственный университет, тел: +7(4212) 37-51-91, e-mail: chye@ais.khstu.ru;

Шеин Александр Борисович, к. т. н., доцент кафедры промышленной электроники, Чувашский государственный университет (ЧГУ), тел.: +7(83540)22344, e-mail: shabishzi@yandex.ru.

А. Ю. Губанов, Б. Ф. Дмитриев, М. И. Ефимова

ВОСПРОИЗВЕДЕНИЕ РЕАЛЬНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ КОРАБЕЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ СИСТЕМ ПРИ ОТРАБОТКЕ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ НА СТЕНДЕ ПРЕДПРИЯТИЯ-ИЗГОТОВИТЕЛЯ

A. Yu. Gubanov, B. F. Dmitryev,
M. I. Efymova

Reproduction of shipboard electric power systems actual electrical parameters while control systems development with manufacturer testing stand

Предложены технические решения, позволяющие оптимизировать состав аппаратно-программного комплекса, необходимого для воспроизведения реальных электрических параметров корабельных электроэнергетических систем (ЭЭС) при отработке систем управления (СУ) на стенде предприятия-изготовителя. В основе предложений лежит использование программируемых синтезаторов сигналов. продемонстрированы результаты отработки с использованием синтезаторов сложных динамических режимов функционирования ЭЭС совместно с СУ.

Ключевые слова: корабельная электроэнергетическая система, система управления, имитация параметров, программируемые синтезаторы.

The authors offer technical solutions allowing optimize the hardware and software structure necessary for reproduction of shipboard electric power systems actual electrical parameters while control systems optimizing with manufacturer's testing stand. Implementation of programmable signal synthesizers forms the basis of these offers. The paper presents the results of this optimization obtained with synthesizers of complex dynamic operating modes of the shipboard electric power systems in association with control system.

Keywords: shipboard electric power system, control system, parameters simulation, programmable synthesizers.

Процесс отработки систем управления (СУ) корабельными техническими средствами (ТС) традиционно начитается на испытательном стенде предприятия – изготовителя задолго до поставки этих СУ на корабль [1]. При этом осуществляется “замыкание” [2] приборного комплекса СУ на имитаторы объектов управления (ОУ). По ряду причин в условиях испытательного стенда особую сложность представляет имитация корабельных электроэнергетических систем (ЭЭС). Указанная сложность связана с необходимостью физического воспроизведения реальных электрических параметров ЭЭС в условиях испытательного стенда. Не секрет, что мощность отдельных генераторных агрегатов ЭЭС имеет порядок, измеряемый мегаваттами, что делает чрезвычайно актуальными любые методы и средства, позволяющие соблюдать необходимые и достаточные критерии физического подобия при моделировании функционирования ЭЭС, с исключением высокого энергопотребления.

В [2] показано, что на испытательном стенде без ущерба общности рассмотрения может быть произведена декомпозиция модели функционирования ЭЭС на модели ее функционирования, как ОУ и как объекта электроснабжения (ОЭ). Понятно, что на практике всегда существует глубокая корреляция между действиями СУ и реакцией на них ЭЭС, проявляющаяся для СУ по связанным с ЭЭС цепям электроснабжения (питания) и информационно-измерительным (сигнальным) цепям, однако, при проведении декомпозиции модели вполне возможно обеспечение корреляции чисто на информационном (а не на энергетическом)

уровне. В [2, 3] детально изложены концептуальные положения программно-физического подхода к моделированию функционирования ЭЭС, основанного на использовании программируемых синтезаторов сигналов. Показано, что максимально достаточная мощность \tilde{N} синтезатора на стенде необходима при моделировании ОЭ и она не превышает значения удвоенной совокупной мощности N потребления всеми системами приборного комплекса СУ ТС

$$\inf \tilde{N} = 2N. \quad (1)$$

При этом значение N имеет порядок, измеряемый киловаттами, а значит $N_{\text{ЭС}} \gg \tilde{N} \geq 2N$, где $N_{\text{ЭС}}$ – мощность единичной электростанции (ЭС) корабельной ЭЭС. Оценка (1) создает основу для использования наработок в области силовой электроники, имеющихся на предприятиях Россудпрома [4] и на предприятиях других отраслей промышленности [5, 6].

Имитация функционирования ЭЭС, как ОЭ

Основной сложностью создания имитатора ОЭ является необходимость реализации режима функционирования СУ при снижении качества электроснабжения от первичной корабельной сети. Эти режимы ранее традиционно обеспечивались агрегатной спецтоков испытательного стенда, включающей в свой состав электромеханические и статические преобразователи электроэнергии [7]. При применении программируемых средств силовой электроники в качестве главного критерия оптимальности имитационной модели выбран объем использования программной реализации

функциональных задач при ее реализации, поскольку выполнение этого критерия очевидно приводит к прямому улучшению всех основных показателей имитаторов: снижение масс и габаритов, повышение многофункциональности (трансформируемости, гибкости) схемы, высвобождение площадей стенда, сокращение сроков проведения отдельных проверок, снижение трудоемкости работ персонала, обеспечивающего проверки, сокращение сроков работы комиссий по проведению испытаний и т. п.

В настоящее время имеется опыт проведения работ со стандартным электрооборудованием и оригинальным программным обеспечением, разработанным специалистами электротехнического отдела Концерна “НПО “Аврора” [8, 9]; с использованием импортных покупных преобразователей и с собственных средств, созданных совместно с контрагентскими организациями. Вопросы применения программируемых средств силовой электроники для моделирования ОЭ достаточно подробно освещены в [10, 11].

Имитация функционирования ЭЭС, как ОУ

Особенностью имитации параметров ОУ является поступление сигналов по информационно-измерительным (сигнальным) цепям, где источником сигнала являются измерительные трансформаторы (ИТ) или

шунты (ИШ). Это обстоятельство определило возможность осуществлять разработку программируемых синтезаторов, как имитаторов ИТ и ИШ ЭЭС. На рис. 1, 2 представлены примеры модулей – синтезаторов, а в табл. 1 приведены их характеристики.

Для проведения отработки СУ ЭЭС на стенде и предъявления заказчику ее связанного функционирования по прямому назначению с учетом динамики объекта модули – синтезаторы комплексируются в приборные секции.

На рис. 3 представлен моделирующий комплекс для предъявления функционирования имитатора сигнальных цепей ЭЭС. Секция приборная ИДАСК (имитатор дискретных и аналоговых сигналов комбинированный) скомплексована из модулей-синтезаторов аналоговых сигналов и дополнена конструктивно совместимыми дискретными модулями. Прибор ИДАСК предназначен для имитации дискретных сигналов (прием управляющих команд и выдача информации о состоянии исполнительных органов) и аналоговых сигналов (сеть переменного трехфазного тока 380 В 50 Гц и сеть постоянного тока 175–320 В). Персональный компьютер (ПК1) с платами CAN-200РС и сетевой картой TX PCI, реализующий модель структуры ОУ, управляет прибором ИДАСК по CAN-интерфейсу и обеспечивает обмен цифровой информацией по сети



Рис. 1. Модуль – синтезатор переменного тока трехфазный комбинированный

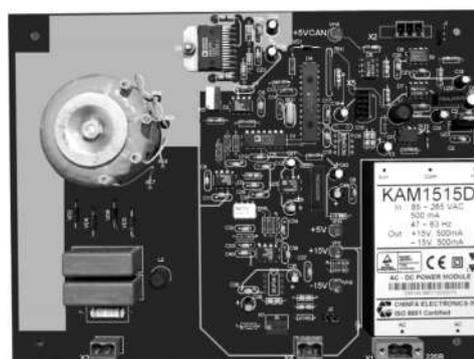


Рис. 2. Модуль – синтезатор постоянного тока

Таблица 1

Синтезатор переменного тока трехфазный комбинированный	Синтезатор постоянного тока
<p>Синтезатор предназначен для формирования полифазных сигналов переменного тока с номинальной частотой 50 Гц, а также обмена информацией с устройством управления верхнего уровня. Количество выходных имитационных цепей (каналов) – 4, в том числе: количество каналов пар линейных напряжений и пар фазных токов сети трехфазного переменного тока с номинальной частотой 50 Гц – по 1.</p> <p><i>Основные характеристики каналов имитации напряжений с частотой 50 Гц:</i></p> <ul style="list-style-type: none"> • номинальное значение величины выходных напряжений: 230 В; • диапазон регулирования величины выходных напряжений: (0–110)% дискретность изменения величины выходного напряжения, не менее – 1%; • номинальное значение частоты выходных напряжений: 50 Гц; • диапазон регулирования частоты выходных напряжений: ±10%; • дискретность изменения настройки частоты, не менее: 0,2 %. <p><i>Основные характеристики каналов имитации токов с частотой 50 Гц:</i></p> <ul style="list-style-type: none"> • номинальное значение величины выходного тока: 1 А; • диапазон регулирования величины выходного тока: (0–110)%; • допустимый диапазон изменения сопротивления нагрузки: (0,6 – 1,0) Ом. <p><i>Основные характеристики относительных фазовых сдвигов трехфазной системы:</i></p> <ul style="list-style-type: none"> • диапазон регулирования угла фазового сдвига пар фазных токов относительно пар линейных напряжений: ±180 эл. град; • дискретность изменения угла фазового сдвига пар фазных токов относительно пар линейных напряжений : 1,5 эл. град. 	<p>Синтезатор предназначен для формирования сигналов постоянного тока, а также обмена информацией с устройством управления верхнего уровня. Количество выходных цепей (каналов) имитаторов – 2 в том числе:</p> <ul style="list-style-type: none"> • количество выходных цепей канала имитации напряжения – 1; • количество выходных цепей канала имитации падения напряжения на токовом шунте – 1. <p><i>Основные характеристики канала имитации напряжения:</i></p> <ul style="list-style-type: none"> • форма выходного сигнала – униполярное постоянное напряжение; • номинальное значение величины выходного напряжения: 320 В (при номинальном значении тока нагрузки канала имитации напряжения – 5 мА); • диапазон настройки номинального значения выходного напряжения, не менее: ±2,5%; • диапазон регулирования величины выходного напряжения: (170–350) В; • дискретность изменения величины выходного напряжения, не более: 2 В; • допустимый диапазон изменения тока нагрузки канала: (1–15) мА. <p><i>Основные характеристики канала имитации падения напряжения на токовом шунте:</i></p> <ul style="list-style-type: none"> • форма выходного сигнала – биполярный постоянный ток; • номинальное значение абсолютной величины выходного напряжения: ±75/100 мВ (при номинальном значении сопротивления нагрузки – 10 Ом); • диапазон настройки номинального значения выходного тока, не менее: ±2,5%; • диапазон регулирования абсолютной величины выходного тока: (0–120)%; • дискретность изменения абсолютной величины выходного тока, не более: 1%.

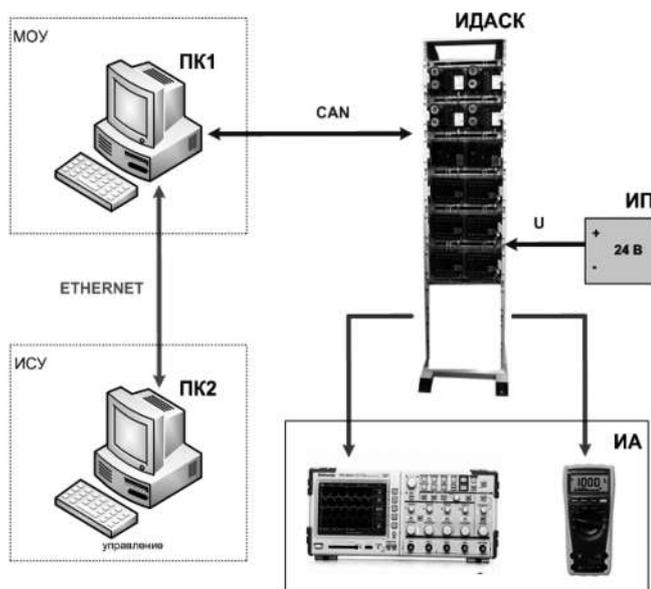


Рис. 3. Моделирующий комплекс для предъявления функционирования имитатора сигнальных цепей ЭЭС

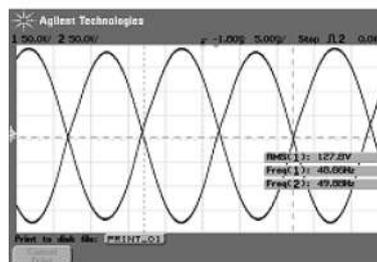
Ethernet. Персональный компьютер (ПК2) с сетевой картой *TX PCI*, имитирует пульт управления СУ ЭЭС. Источник питания (ИП) 24 В введен для обеспечения возможности демонстрации прохождения входных дискретных сигналов. Минимальный объем измерительной аппаратуры (ИА) составляют осциллограф *Tektronix*, предназначенный для визуального отображения и регистрации синусоидальных сигналов ОУ, и мультиметр *Fluke179*, предназначенный для измерения параметров сети постоянного и переменного тока.

Моделирующий комплекс, представленный на рис. 3, позволяет чисто электронными средствами без использования электрических машин или электро-механических преобразователей воспроизводить сложные динамические режимы функционирования ЭЭС в процессе связанного автоматического или автоматизированного управления. На рис. 4 представлены результаты отработки алгоритмов синхронизации генераторов ЭЭС при работе штатной СУ на моделирующем комплексе с использованием имитаторов типа ИДАСК.

Литература

1. Губанов А. Ю., Губанов Ю. А., Ефимова М. И. Имитаторы для отработки систем управления корабельными электроэнергетическими системами в условиях стенда предприятия-изготовителя // Системы управления и обработки информации: Научн.-техн. сб. / ОАО "Концерн "НПО "Аврора". СПб, 2015. – Вып. 31, С. 102–113.
2. Губанов А. Ю. Комплексная имитационная модель электроэнергетики кораблей для отработки функционирования по прямому назначению корабельных систем управления в условиях испытательного стенда

До синхронизации



Подгонка частоты в процессе синхронизации

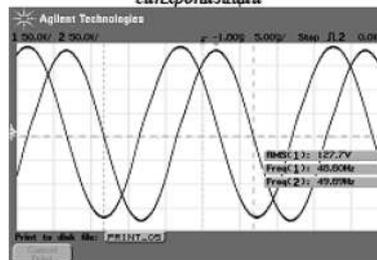


Рис. 4. Результаты отработки алгоритмов синхронизации генераторов ЭЭС

предприятия – изготовителя // XVI Международная научно-техническая конференция "Кибернетика и высокие технологии XXI века": Сборник докладов. – Воронеж "НПФ "САКВОЕЕ". 2015, С. 228–237.

3. Губанов А. Ю. Концепция создания комплексной имитационной модели электроэнергетической системы для отработки систем управления на испытательном стенде предприятия – изготовителя // Системы управления и обработки информации: Научн.-техн. сб. / ОАО "Концерн "НПО "Аврора". СПб, 2016. – Вып. 2(33), С. 31–38.

4. Дмитриев, Б. Ф. Судовые полупроводниковые преобразователи / учебник по курсу "Полупроводниковые преобразователи". – С-Пб.: Изд-во СПбГМТУ, 2011. – 525 с. ил., табл.

5. Бартош В. В., Заика П. Н., Либенко Ю. Н. Концепции создания и применения параметрических рядов комплексов имитационных технических средств для проверки автономных систем электроснабжения передвижных радиоэлектронных объектов и объектов военной техники связи // Электропитание: Научно-техн. журнал / СПб, 2015, № 3, С. 84–92.

6. Александров В. А., Майоров В. А., Никитин К. К. Стенд моделирования качества электроэнергии // Электрическое питание: Научно-техн. журнал / СПб, 2006, № 3, С. 82–85.

7. Губанов Ю. А. Воспроизведение отклонений параметров качества корабельной сети в условиях испытательного стенда // Электропитание: Научно-техн. журнал / СПб, 2009, № 4, С. 84–92; Продолжение: там же 2010, № 1, С. 30–38.

8. Губанов А. Ю. Harmonics points converter // Свидетельство о государственной регистрации программ

для ЭВМ № 2011618429 Harmonics points converter / М. – 2011. – 35 с.

9. *Губанов А. Ю.* THD computer // Свидетельство о государственной регистрации программ для ЭВМ № 2011618430 THD computer / М., 2011. – 3 с.

10. *Губанов А. Ю.* Средства и методы для организации проверок функционирования изделий морской техники при снижении качества электроэнергии в первичной корабельной питающей сети // XII Молодежная научно-техническая конференция “ВЗГЛЯД В БУДУЩЕЕ – 2014”: Материалы конференции. – СПб: ОАО “ЦКБ МТ “РУБИН”. 2014, С. 150–162.

11. *Губанов А. Ю., Сотников А. Г.* Отработка корабельных агрегатов бесперебойного электропитания в процессе их испытаний по прямому назначению в

условиях предприятия-изготовителя // Морской вестник: Научн. техн. и инф. анал. журнал / С.Пб, 2014, № 4(52), С. 47–50.

Губанов Александр Юрьевич, инженер-программист 2 категории самостоятельного электротехнического отдела АО “Концерн “НПО “Аврора”, тел.: +7(812)702-5978 e-mail: mail@avrora-systems.com;

Дмитриев Борис Федорович, д.т.н., профессор, профессор кафедры “Электротехника и электрооборудование” СПбГМТУ, тел.: +7(911)721-2936 e-mail: dmitrievbf2@yandex.ru;

Ефимова Марина Ивановна, руководитель группы “Динамическое моделирование” самостоятельного электротехнического отдела АО “Концерн “НПО “Аврора”, тел.: +7(812)702-5978 e-mail: mail@avrora-systems.com.

А. А. Миронов

ЭНЕРГОСБЕРЕГАЮЩИЕ ТЕХНОЛОГИИ ЭЛЕКТРОТЕРМОТРЕНИРОВКИ ВИП

Anatoly Mironov

В статье рассматриваются алгоритмы работы и функциональные схемы систем электропитания для проведения электротермоиспытаний вторичных источников питания, оптимизированные по критерию “энергопотребление”. Описываются особенности работы и даются рекомендации по применению.

Ключевые слова: система электропитания, первичный источник питания, вторичный источник питания, нагрузка, преобразователь, электротермотренировка.

Energy-saving technologies for secondary power supplies high temperature electric test

This article describes algorithms and functional schemes of power supply systems for high temperature electric test of secondary power supplies optimized in “energy consumption”. Operation features and recommendations for application are provided.

Keywords: power supply system, primary power supply, secondary power supply, load, converter, high temperature electric test.

При серийном производстве вторичных источников питания (ВИП) важное место занимают этапы электротермотренировок (ЭТТ), электропрогонов, иных электроиспытаний, цель которых – выявить и устранить потенциально ненадежные электрорадиоэлементы и недостатки конструкции ВИП. Обычно это многочасовые испытания приборов на термостолах, в камерах тепла и холода, требующие значительных площадей, большого объема оборудования и затрат электроэнергии. Поэтому оптимизация структуры и алгоритмов работы системы электропитания (СЭП), предназначенной для проведения таких испытаний, положительно скажется на общем объеме затрат и, в конечном счете, на цене ВИП. В статье рассматриваются варианты СЭП для ЭТТ ВИП постоянного тока, оптимизированные по критерию “энергопотребление”.

Обычно СЭП для ЭТТ ВИП строятся по простой централизованной схеме типа “звезда” (рис. 1). К выходу первичного источника питания (ПИП) подключены “лучи” – комплект проверяемых ВИП1–ВИП_N, каждый из которых нагружен на свою нагрузку Н1–Н_N. Далее будем рассматривать только вариант ЭТТ одно-типных ВИП, требующих одной и той же нагрузки Н. Пусть это будет СЭП с номером 1.

Все ВИП во время ЭТТ работают в установившемся режиме, заданным величиной нагрузки Н. Если на нагрузку одного из *N* ВИП выделяется мощность Р_Н, а последний имеет коэффициент полезного действия

$\eta_{\text{ВИП}}$, то ПИП в установившемся режиме должен вырабатывать мощность

$$P_{\text{ПИП}} = N \cdot P_{\text{Н}} / \eta_{\text{ВИП}}$$

Вся мощность, вырабатываемая ПИП, выделяется на ВИП и Н, причем основная ее часть – на нагрузке Н, что в ряде случаев требует ее специального охлаждения с дополнительными затратами электроэнергии. Минимизировать их для случая проведения ЭТТ ВИП можно, если выделяемую при работе мощность (или ее часть) направить на подогрев термоплиты, на которой проводится испытание.

Значительно уменьшить расход электроэнергии и уменьшить количество нагрузок до одной позволяет СЭП2, функциональная схема которой показана на рис. 2. От предыдущей она отличается наличием коммутатора (К), комплекта силовых ключей Кл1–Кл_N по числу испытываемых ВИП и одной нагрузкой Н на все ВИП.

В СЭП2 одновременно с ПИП включается и коммутатор К, который вырабатывает на своих выходах последовательности сигналов, показанных на рис. 3. Сигналы управляют работой силовых ключей Кл1 – Кл_N. Из всех ВИП включится тот, на управляющем

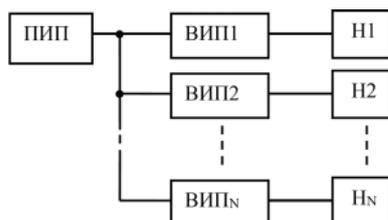


Рис. 1. Функциональная схема СЭП1

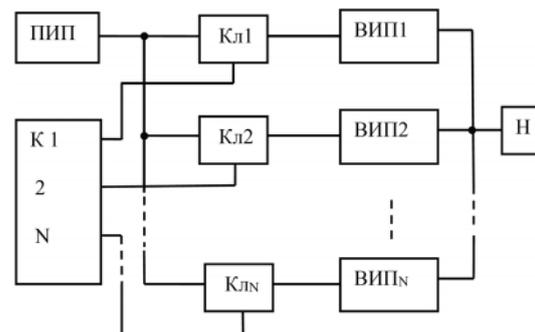


Рис. 2. Функциональная схема СЭП2

входе ключа которого появляется сигнал включения (например, логическая единица, как показано на рис. 3).

Длительность импульса $t_{и}$ устанавливается такой, чтобы за это время успел закончиться переходный процесс установления выходного напряжения включенного ВИП, и система контроля, если таковая имеется, произвела необходимые измерения параметров выходного напряжения. Длительность паузы $t_{п}$ устанавливается такой, чтобы после снятия сигнала с управляющего входа соответствующего силового ключа выходное напряжение ВИП успевало уменьшиться до 0. На практике достаточно установить $t_{и} = 1...2$ с, $t_{п} = 0...0,1$ с. Количество одновременно испытываемых ВИП зависит от их возможности запускаться на емкостную нагрузку (суммарная емкость выходных сглаживающих фильтров “соседних” ВИП) и составляет $N = 5...8$.

Мощность, потребляемая от ПИП для рассматриваемой структуры определяется из выражения

$$P_{\text{ПИП2}} = \frac{t_{и} - t_{\text{вкл}}}{t_{и} + t_{п}} \cdot \frac{P_{н}}{\eta_{\text{ВИП}}},$$

где $t_{\text{вкл}}$ – время включения собственно ВИП после подачи на его вход напряжения. Для современных модулей питания постоянного тока $t_{\text{вкл}}$, например, составляет 10...100 мс [1].

Очевидно, что $P_{\text{ПИП2}} \leq P_{\text{ПИП1}}$. Это означает, что для СЭП2 не требуется ПИП большей мощности, однако при этом одновременно проходят испытания несколько ВИП. Кроме значительного уменьшения средней расходуемой мощности в расчете на один ВИП СЭП2 имеет свои особенности – при проведении ЭТТ ВИП работают циклически в трех режимах:

– в режиме “выключено”, при котором на входах ВИП напряжение отсутствует, а на выходах рабочее напряжение периодически появляется и пропадает, происходит заряд и разряд конденсаторов выходного фильтра выключенных ВИП;

– в режиме “запуск/выключение”, причем запуск осуществляется на номинальную активную и увеличенную емкостную нагрузку (выходные емкостные сглаживающие фильтры “соседних” $N - 1$ ВИП), что является энергетически более напряженным режимом, чем работа в установившемся режиме;

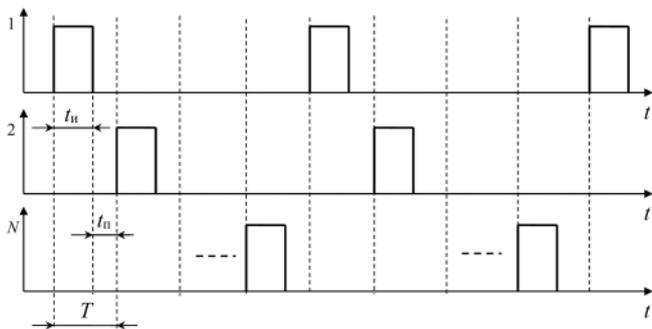


Рис. 3. Управляющие сигналы на выходе коммутатора К

– в установившемся режиме работы, как в СЭП1.

Комплексное воздействие на ВИП трех режимов работы повышает испытательные возможности СЭП. Суммарное испытательное воздействие на ВИП регулируется температурой его корпуса во время испытаний.

На нагрузке N СЭП2 по сравнению с СЭП1 выделяется мощность

$$P_{н2} = P_{н1} \cdot \frac{t_{и} - t_{\text{вкл}}}{t_{и} + t_{п}},$$

да и к тому же нагрузка одна, что выгодно отличает СЭП2 от СЭП1. Очевидно также, что испытываемые ВИП имеют перегрев внутренних тепловыделяющих элементов в $N \cdot (t_{и} + t_{п}) / (t_{и} - t_{\text{вкл}})$ раз меньше, чем в СЭП1, он составляет всего несколько градусов относительно температуры корпуса даже для ВИП мощностью 500 Вт! А это означает, что во время ЭТТ в СЭП2 значительно повышается точность контроля температуры различных узлов ВИП.

К недостаткам рассматриваемой СЭП2 можно отнести наличие дополнительного оборудования в виде комплекта силовых ключей $Кл1 - Кл_N$. Ключи должны иметь возможность коммутировать рабочие токи, порой, в десятки ампер и иметь защиту от перегрузки по току. В отдельных случаях их даже необходимо устанавливать на теплоотводах. Коммутатор же должен вырабатывать управляющие сигналы необходимой мощности.

Указанных недостатков лишена СЭП3, функциональная схема которой показана на рис.4. Такую структуру СЭП можно рекомендовать для ЭТТ ВИП, имеющих вывод управления включением “Вкл” с помощью маломощного сигнала логического уровня [2]. Работа СЭП3 происходит аналогично СЭП2, только управляющий сигнал с выхода коммутатора K подается на вывод “Вкл” ВИП. Отпадает необходимость в силовых ключах. Мощность управляющего сигнала также может быть значительно уменьшена.

В отличие от СЭП2 при отсутствии активного сигнала на входе Вкл на силовой вход ВИП подается рабочее напряжение, конденсаторы входного фильтра заряжены и ВИП находится в режиме “горячего ожидания”. Включение ВИП при появлении активного сигнала на выводе Вкл происходит практически

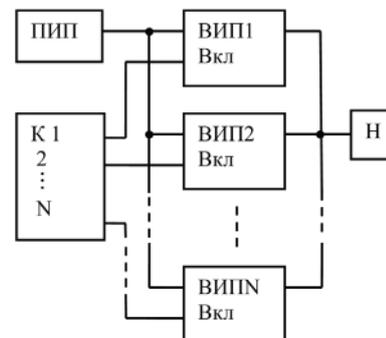


Рис. 4. Функциональная схема СЭП3

мгновенно – за 1...2 мс. В остальном алгоритм работы СЭП3 и описывающие его соотношения совпадают с аналогичными для СЭП2.

Значительно уменьшить потребление электроэнергии от ПИП позволяет СЭП4, один “луч” которой показан на рис. 5 [3].

Здесь в качестве нагрузки Н применен преобразователь “ток–напряжение” (ПТН), реализованный на основе импульсного регулятора II типа (повышающего).

Работа СЭП4 происходит следующим образом. При включении ПИП на вход проверяемого ВИП поступает напряжение, и он включается. На его выходе также появляется напряжение и включается ПТН, который по входу потребляет такой же ток, как и нагрузка Н в СЭП1. Таким образом, с выхода проверяемого ВИП потребляется мощность P_H , и он работает в таком же режиме, как и прежде. ПТН преобразует выходной ток проверяемого ВИП в напряжение такого же рода и уровня, как и выходное напряжение ПИП с КПД $\eta_{ПТН}$.

Таким образом, на выходе ПТН вырабатывается напряжение $U_{\text{вых.ПТН}} = U_{\text{вых.ПИП}}$ с выходной мощностью $P_{\text{ПТН}} = P_{\text{вых.ВИП}} \cdot \eta_{\text{ПТН}} = P_H \cdot \eta_{\text{ПТН}}$. Но в отличие от СЭП1 эта мощность не рассеивается на активной нагрузке, а подается на вход ВИП. В результате мощность, потребляемая от ПИП узлом “проверяемый ВИП – ПТН” уменьшается и составляет

$$P_{\text{ПИП4}} = P_H / \eta_{\text{ВИП}} - P_H \cdot \eta_{\text{ПТН}} = P_H \cdot (1 - \eta_{\text{ВИП}} \cdot \eta_{\text{ПТН}}) / \eta_{\text{ВИП}}$$

Для сравнения обеих СЭП введем коэффициент эффективности K_Σ , равный отношению мощностей, потребляемых проверяемым ВИП от ПИП для СЭП1 и СЭП4:

$$K_\Sigma = \frac{P_{\text{ПИП1}}}{P_{\text{ПИП4}}} = \frac{1}{1 - \eta_{\text{ВИП}} \cdot \eta_{\text{ПТН}}}$$

Из выражения K_Σ видно, что энергетическая эффективность предлагаемой системы электропитания тем выше, чем выше КПД ВИП и ПТН. Так, например, при $\eta_{\text{ВИП}} = \eta_{\text{ПТН}} = 0,8$ $K_\Sigma = 2,77$. Это означает, что для электроиспытаний проверяемого ВИП в установленном режиме (например, электропрогон при номинальной выходной мощности) от ПИП потребляется мощность в 2,77 раза меньше, чем в СЭП1!

Для опробования рассмотренной системы электропитания выбран ПИП с постоянным выходным напряжением $U_{\text{вых}} = 27$ В, проверяемый ВИП типа МДМ120-1В12МУ [4] выходной мощностью 120 Вт с

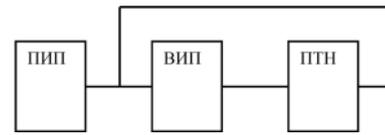


Рис. 5. Функциональная схема СЭП4

выходным напряжением 12 В, номинальным выходным током $I_{\text{вых}} = 10$ А и КПД $\eta_{\text{ВИП}} = 0,84$. В качестве ПТН использовался повышающий импульсный преобразователь с КПД $\eta_{\text{ПТН}} = 0,87$. ПТН настроен на выходное напряжение $U_{\text{вых}} = 30$ В и максимальный средний входной ток $I_{\text{вх.ПТН}} = 10$ А. При включении СЭП ПТН переходит режим срабатывания защиты по току – ток на входе ограничивается до 10 А, а напряжение уменьшается до 27 В. Во время электропрогона ВИП на максимальной мощности потребляемая от ПИП мощность составила 38,5 Вт, а в СЭП1 – 143 Вт. Энергопотребление в СЭП4 по сравнению с СЭП1 значительно уменьшилось, причем собственно в ПТН рассеивается мощность

$$P_{\text{рас.ПТН}} = P_H \cdot (1 - \eta_{\text{ПТН}}) = 15,6 \text{ Вт},$$

что не требует специальных мер по охлаждению последнего.

Литература

1. Справочный лист на модули питания постоянного тока серии МДМ на сайте WWW.AEIP.RU предприятия-производителя ООО “Александр Электрик источники электропитания”.
2. Материалы заявки на патент РФ рег. № 2016106459 Система электропитания для электротренировки вторичных источников питания с повышенной производительностью.
3. А. А. Миронов. Система электропитания для электроиспытаний вторичных источников питания с повышенным КПД. – Патент РФ № 165016, 2016 г.
4. Справочный лист на модуль питания МДМ120-1В12МУ на сайте WWW.AEIP.RU предприятия-производителя “Александр Электрик источники электропитания”.

Миронов Анатолий Александрович, главный конструктор ООО “Александр Электрик источники электропитания”, тел.: +7(499)181-19-20, +7(499)181-26-04, (909)156 54 97, факс: +7(499)181-05-22, +7(916)950-87-53, web-сайт: www.aeip.ru, e-mail: mironov@aeip.ru.

И. В. Сычушкин

ПУСКОРЕГУЛИРУЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО ЭЛЕКТРОСТАРТЕРА ДВС

I. V. Sychushkin

Combustion engine electric starter
starting-regulating unit

В статье предложено устройство, позволяющее уменьшить пусковой ток электростартера двигателя внутреннего сгорания и представлены результаты исследования разработанного лабораторного макета.

Ключевые слова: электростартер, пусковой ток, двигатель внутреннего сгорания, аккумуляторная батарея.

The paper suggest a unit, which allows reduce inrush current of the internal combustion engine electric starter and presents the results of the developed breadboard layout study.

Keywords: electric, inrush current, the internal combustion engine, battery.

Дизельные двигатели внутреннего сгорания (ДВС) составляют подавляющее большинство первичных источников энергии в автономных энергоустановках.

Одной из проблем, возникающих при технической эксплуатации энергетических установок транспортных средств, является большой расход топлива на их обогрев при отстое в условиях отрицательных температур наружного воздуха.

В осенне-весенний период эксплуатации технического флота и горячего отстоя тепловозов в условиях отрицательной температуры наружного воздуха, возникает задача предотвращения снижения температуры в системе охлаждения дизеля транспортного средства ниже допустимого значения.

Например, для тепловозов ЧМЭЗ была разработана система автоматического регулирования прогрева энергоустановки [1], когда при горячем отстое ДВС тепловоза работает в повторно-кратковременном режиме на холостом ходу. Использование системы автоматического регулирования обогрева энергоустановки позволило сократить расход топлива в три и более раза, но при этом увеличилось количество пусков ДВС.

Многие двигатели внутреннего сгорания для пуска используют электрический двигатель постоянного тока – электростартер. Один из значительных недостатков такой системы – это большой пик пускового тока и высокая скорость его нарастания. Оба явления значительно уменьшают срок службы аккумуляторной батареи, к которой подключается электростартер, а также снижается надежность пуска двигателя от изношенной батареи. Особенно это актуально при периодических пусках ДВС.

Для повышения надежности пуска ДВС и увеличения срока службы аккумуляторной батареи специалисты различных организаций автомобильного, речного и железнодорожного транспорта разрабатывают различные технические решения, направленные на облегчение пускового режима.

На некоторых типах тепловозов пуск дизеля осуществляется при параллельном включении батарей двух секций [2, 3]. Ток одной батареи уменьшается

примерно в 2 раза, однако ток электростартера, остается примерно тем же.

Особое внимание следует уделить разработкам системы пуска двигателей с использованием импульсных конденсаторов [4].

Штатная система пуска дизеля в этом случае дополняется конденсаторной батареей, подключенной параллельно АБ. Заряд конденсаторов происходит в период предпусковой прокачки масла. Во время пуска дизеля блок конденсаторов совместно с аккумуляторной батареей подключается к электростартеру. При этом пик разрядного тока снижается, а время пуска дизеля уменьшается.

Несомненным достоинством такой системы по данным является снижение разрядного пускового тока, и продление ее срока эксплуатации, а также возможность пуска дизеля от изношенных аккумуляторов [4].

Но у такой системы есть и недостатки, а именно ограниченная эффективность. Не рекомендуется снижать пусковой ток электростартера более чем на 30%, поскольку возрастают ударные механические нагрузки на конструктивные элементы дизеля, что должно рассматриваться как весьма нежелательные явления [4].

Снижение пускового тока возможно и другим способом, например, используя параллельную обмотку возбуждения, которая имеется в ряде электростартеров, однако в штатной схеме пуска, например, тепловоза, она не задействована, так как ее включение не снижает пусковой ток, а наоборот, повышает его, что и было доказано опытным путем [3, 5]. Пусковой ток возрастает, поскольку последовательная и независимая обмотки имеют общий сердечник, т. е. они взаимноиндуктивно связаны, вследствие чего ток в независимой обмотке в первоначальный момент времени протекает навстречу току якоря и размагничивает магнитную систему.

Компенсировать размагничивающее действие электростартера при смешанном возбуждении можно в том случае если независимую обмотку возбуждения подключить к аккумуляторной батарее на одну или две секунды раньше, чем обмотку якоря, т. е. когда ток

якоря равен нулю, а ток возбуждения в независимой обмотке должен быть равен какому-то начальному значению. При подключении якоря электростартера к аккумуляторной батарее ток якоря сформирует управляющий сигнал, направленный на компенсацию размагничивания посредством приложения к независимой обмотке возбуждения импульса напряжения, причем суммарный управляющий сигнал будет состоять из дифференциальной и пропорциональной составляющей тока якоря, а также начального сигнала задания. Такое комбинированное управление позволит скомпенсировать индуктируемую в независимой обмотке встречную ЭДС и снизить пусковой ток.

На рис. 1 изображена функциональная схема пускорегулирующего устройства, позволяющего формировать период и длительность импульсов напряжения, подаваемых на параллельную обмотку возбуждения электростартера.

Принцип работы устройства заключается в следующем. На сумматор подаются три сигнала: $I_{зад}$, устанавливающий начальный ток обмотки возбуждения, а также дифференциальная (dI_a/dt) и пропорциональная составляющие тока якоря электростартера (kI_a). Суммарный аналоговый сигнал в аналого-цифровом преобразователе (АЦП) преобразуется в цифровой и подается на сравнивающее устройство. Генератор опорной частоты (ГОЧ) формирует последовательность импульсов, которая подается на счетчик. Счетчик устанавливает триггер во включенное состояние. Далее сформированный импульс усиливается до необходимой величины и подается на независимую обмотку возбуждения. Кроме триггера, сигнал со счетчика подается на сравнивающее устройство. Когда цифровой сигнал на счетчике станет равным цифровому сигналу на АЦП, сравнивающее устройство переключает триггер в нулевое состояние. Чем больше сигнал на входе сумматора, тем большее время работает счетчик, а значит, и тем больше длительность импульса на выходе триггера. Если же входной сигнал сумматора невелик, то счетчик быстро сформирует на своем выходе такой же цифровой код, и сравнивающее устройство сбросит триггер в ноль, а в обмотку возбуждения будет подан более короткий импульс. Генератор тактовых импульсов сбрасывает счетчик в ноль в начале каждого такта для сохранения постоянного периода повторения импульсов. Таким образом, формируется последовательность импульсов напряжения, длительность которых определяет среднее напряжение, приложенное к зажимам независимой обмотки возбуждения.

Перед началом пуска ток в независимой обмотке возбуждения формируется по сигналу задания ($I_{зад}$). В момент пуска ток якоря будет плавно нарастать, а в момент прохождения своего пика его производная равна нулю. Вследствие этого действие пускорегулирующего устройства прекращается.

Затем знак производной тока меняется на обратный, и пускорегулирующее устройство вырабатывает



Рис. 1. Функциональная схема пускорегулирующего устройства

ЭДС отрицательного знака, снижая ток в независимой обмотке. Это способствует увеличению ускорения электростартера и более быстрому нарастанию скорости вращения якоря, что, в свою очередь, способствует уверенному запуску дизеля.

Для проверки работоспособности пускорегулирующего устройства была собрана экспериментальная установка на базе двигателя МА40.

На рис. 2 и рис. 3. показаны осциллограммы, характеризующие процесс пуска двигателя МА40, полученные на осциллографе Tektronix TDS 2012. При смешанном возбуждении пик тока якоря равен 1,6 А, а при пуске двигателя с пускорегулирующим устройством 1,06 А.

Из осциллограмм на рис. 2. и рис. 3 видно, что площадь под кривой пуска уменьшилась. Поскольку эта площадь представляет собой энергию, необходимую для пуска двигателя, то для пуска двигателя при

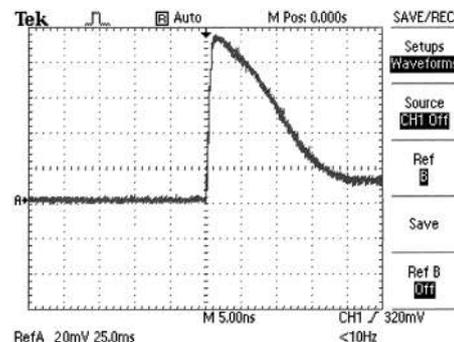


Рис. 2. Пуск МА40 при смешанном возбуждении

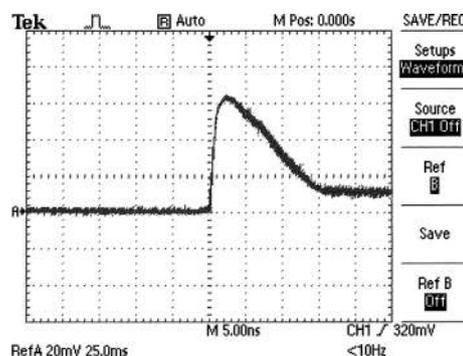


Рис. 3. Пуск МА40 при смешанном возбуждении с пускорегулирующим устройством

наличии пускорегулирующего устройства требуется меньше энергии, чем без такого устройства.

Из рис. 2. и 3 видно, что одна клетка по оси ординат равна 20 мВ, а по оси абсцисс 25 мс (RefA 20mV 25ms). Таким образом, приблизительный расчет показывает, что расход потребляемой энергии при пуске двигателя МА40 снизился с $0,08 \text{ А} \cdot \text{с}$ ($0,5 \cdot 1,6 \text{ А} \cdot 100 \text{ мс}$) до $0,00424 \text{ А} \cdot \text{с}$ ($0,5 \cdot 1,06 \text{ А} \cdot 80 \text{ мс}$). Следовательно, применение пускорегулирующего устройства позволило снизить пусковой ток на 35–40%. При этом, расход потребляемой энергии при пуске уменьшился почти в двое.

Литература

1. *Е. Б. Шумков, Е. С. Ерилин, Л. В. Мазур, А. Е. Николаев.* Автоматизировали обогрев тепловоза. // Локомотив, № 11, 2002. С. 20–21.
2. Тепловоз 2ТЭ10В Руководство по эксплуатации и обслуживанию.
3. *Ерилин Е. С., Ретин А. С., Шумков Е. Б., Сычушкин И. В.* Усовершенствовали пуск дизеля, // Локомотив, № 2, 2004 С. 42–43.
4. *Кошевой В. А., Корнев А. Н., Поляшов Л. И., Радионых Н. И.* Применение импульсных конденсаторов сверхвысокой энергоемкости в системах электростартерного пуска дизель-генераторных установок тепловозов. // Вестник ВНИИЖТ 1/1996, С. 5–8.
5. *Шумков Е. Б., Ерилин Е. С., Ретин А. С., Савинов А. Н., Сычушкин И. В.* Резервы энергосберегающей технологии технической эксплуатации энергоустановок транспортных средств // Вестник ВГАВТ, Выпуск 13. Судовая и промышленная энергетика. – Н. Новгород: Изд-во ФГОУ ВПО ВГАВТ, 2005. С. 161–163.

Сычушкин Иван Вячеславович, к. т. н., ФГБОУ ВО Волжский государственный университет водного транспорта, (г. Нижний Новгород), тел.: +7 920 251 37 01, e-mail: ingenegr@yandex.ru.

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 или kryuchkov_v_v@mail.ru

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

Требования к оформлению статей

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

Стоимость размещения полноцветной рекламы в журнале “Практическая силовая электроника”

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

Требования к рекламным макетам

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

График выхода журнала

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

Подробная информация о журнале “Практическая силовая электроника” представлена на сайте:
www.mmp-irbis.ru