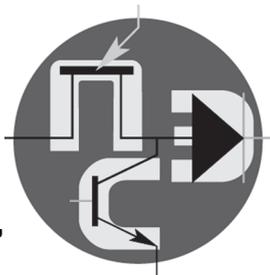


Периодический научно-технический журнал

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



Практическая Силовая Электроника

ISSN 1996-7888

№ 3 (63)/2016

Главный редактор

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

Заместитель главного редактора

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

Редакционный совет

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

В. Ф. Дмитриков, Заслуженный деятель науки РФ, д. т. н., профессор, 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 микроэлектронных электросистем МАИ

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

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

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

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

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

Подписано в печать 03.09.2016. 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

С. Н. Бродников

Методический подход к определению параметров и технологии модернизации устройств силовой электроники 2

П. А. Воронин, И. П. Воронин

Составные резонансные ключи с активным разделением фронтов и алгоритмы их коммутации 8

Д. О. Варламов, В. Г. Еременко, Д. М. Якунов

Моделирование устройства балансировки на повышающих DC/DC преобразователях для LiFePO₄ аккумуляторной батареи 16

В. И. Колосов, Е. В. Васечко

Снижение низкочастотных пульсаций входного тока инверторов с двойным преобразованием 21

Л. Э. Рогинская, А. С. Горбунов

Фазопреобразующий трансформатор как элемент системы повышения электромагнитной совместимости управляемого полупроводникового преобразователя с сетью и нагрузкой 28

Беспалов Н. Н., Мясин В. Г.

Исследование причин возникновения постоянной составляющей тока в нагрузке мостового преобразователя на IGBT 35

В. В. Ваняев, Е. А. Копелович, М. В. Кузнецов, М. М. Троицкий

Генераторы импульсов анодного тока магнетронов 38

С. Б. Бибииков, А. А. Мальцев, Б. В. Кошелев, А. В. Гелиев

Особенности и применение ионисторов в электротехнике 44

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

С. Н. Бродников

МЕТОДИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ОПРЕДЕЛЕНИЮ ПАРАМЕТРОВ И ТЕХНОЛОГИИ МОДЕРНИЗАЦИИ УСТРОЙСТВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

S. N. Brodnikov

Предложен методический подход к определению параметров функционала, отображающего процесс модернизации устройств силовой электроники электротехнического комплекса (ЭТК) автономного объекта, который учитывает управляющие технологические, конструктивные и эксплуатационные воздействия и влияет на выбор технологии его совершенствования. Для решения задач модернизации, имеющих дискретный характер, сформирован соответствующий алгоритм и предложено новое схемотехническое решение по модернизации одного из основных устройств ЭТК – модуля бесперебойного питания (МБП).

Ключевые слова. модернизация, функционал модернизации, система определения параметров, технология модернизации, модуль бесперебойного питания.

Technical approach to parameters and modernization technology of power electronic devices

The paper suggests technical approach to determine functional parameters representing the process of power electronic devices modernization for electrical complex (EC) of autonomous object. This functional takes account of managing technological, structural and operation impacts and has an effect on its improvement technology selection. To solve modernization problems of discrete character a corresponding algorithm was developed, and a new schematic solution on one of the basic EC devices, namely uninterruptible power module is suggested.

Keywords: modernization, functional of modernization, parameters determination system, modernization technology, uninterruptible power supply module.

Непрерывный рост технической оснащенности автономных объектов вызывает необходимость дальнейшего совершенствования электротехнических комплексов (ЭТК), которые являются важным структурным звеном объекта и, наряду с его основными системами, определяют эффективность выполнения поставленных функциональных задач. В условиях значительного роста оснащенности автономных объектов современными информационными системами, средствами управления, проводной и радио связи и т. п., выполненными на основе широкого применения микроэлектроники, цифровой техники и т. д., повышаются требования к их непрерывности питания и электромагнитной совместимости с ЭТК. Однако, создание в настоящее время принципиально новых (по уровню характеристик) ЭТК для перспективных объектов требует больших материальных средств, людских и производственных ресурсов. В условиях ограниченности последних, предусмотренные на сегодняшний день мероприятия не всегда предполагают замену морально и физически устаревших ЭТК на новые. Более эффективным подходом является улучшение их свойств за счет структурных изменений, которые предусматривают учет возросших требований потребителей объектов к питанию и адекватное улучшение свойств аналогов при минимальных суммарных затратах. Основой такой организации электроснабжения потребителей объектов является широкая модернизация различных по своей природе, по существу и принципу работы силовых узлов ЭТК [1], приемлемых по свойствам для синтеза модернизируемых структур ЭТК и по

требуемой эффективности в условиях ограниченности ресурсов.

Анализ существующего научно-методического аппарата показывает, что на сегодняшний день чрезвычайно мало работ, посвященных модернизации ЭТК и применяемых в них устройств силовой электроники (УСЭ), включая определение параметров и выбор технологий модернизации УСЭ.

Таким образом, объективные закономерности развития автономных объектов и состояние разработок ЭТК в создавшихся условиях дефицита различных ресурсов определяют зависимость между возросшими требованиями ответственных потребителей объектов к электропитанию и необходимостью повышения уровня выходных характеристик ЭТК, что и обуславливает актуальность данной работы. Ее цель: разработка методического подхода к определению параметров и технологии модернизации модуля бесперебойного питания (МБП) – одного из ответственных устройств силовой электроники любого электротехнического комплекса автономного объекта.

Методический подход к определению параметров модернизации УСЭ

Необходимым условием начального этапа определения параметров модернизации любого УСЭ является существование некоего целевого функционала. На каждом шаге решения этой задачи требуется выделить из множества точек, отображающих состояние УСЭ, наилучшую и наихудшую, которым соответствует минимальное и максимальное значение целевого

функционала. Например, требуется минимизировать целевой функционал $f(x)$ (снизить затраты на производство УСЭ) или его максимизировать (повысить КПД, $\cos \varphi$), то в формализованном виде постановка этих задач представляется так:

$$\left. \begin{array}{l} 1) f_{\min} = f(x^*) = \min_{x \in X} f(x); \\ 2) f_{\max} = f(x^*) = \max_{x \in X} f(x); \end{array} \right\} \quad (1)$$

где $f(x) = f(f_1(x), f_2(x), \dots, f_i(x), \dots, f_n(x))$; $i = \overline{1, n}$;

$f_i(x)$ – функция, характеризующая i -е свойство исследуемого УСЭ;

x^* – обозначение предпочтительного состояния УСЭ;

X – множество возможных состояний УСЭ.

Поскольку в процессе модернизации фактически требуется найти приращения характеристик x в виде $+\Delta x$ ($-\Delta x$), то функции, учитывающие изменения параметров x_1, x_2, \dots, x_n , на малую величину Δx_1 ($-\Delta x_1$), Δx_2 ($-\Delta x_2$), ..., Δx_n ($-\Delta x_n$), примут следующий вид:

$$\left. \begin{array}{l} F(x + \Delta x_1) = F(f_1(x + \Delta x), f_2(x + \Delta x), \dots, f_i(x + \Delta x)); \\ F(x - \Delta x_1) = F(f_1(x - \Delta x), f_2(x - \Delta x), \dots, f_i(x - \Delta x)). \end{array} \right\} \quad (2)$$

Так как эти функции отражают изменения свойств устройств в процессе модернизации, отражая зависимость выходной величины от малых изменений входных параметров, то назовем их функциями $F^M(X)$. Для нахождения значения F^M пригодны известные методы оптимизации (например, метод градиентного подъема), которые позволяют получить искомую оценку технического уровня устройств с помощью модели, отражающей динамику изменения градиента функции многих переменных и показателей, которые определяют техническую и экономическую эффективность в виде допустимых затрат на реализацию выявленного заранее множества доминирующих свойств устройства. То есть, приступая к планированию модернизации, необходимо решить вопрос, какие свойства устройства нуждаются в улучшении, и как эти изменения повлияют на его технический уровень. Этот выбор осуществляется по результатам эксплуатации УСЭ – прототипа, анализа достижений науки и накопленного опыта проектирования устройств предыдущих поколений для составления математических моделей модернизации технических устройств.

При разработке модели устройства предполагается, что его выходная характеристика U должна быть не хуже выходной характеристики изделия-аналога в условиях изменения электрических, конструктивных, технологических и других параметров нового устройства, предназначенного, как правило, для выполнения более сложных задач. В общем случае модель устройства представляется в виде:

$$U = F^M(S, X, Z, U), \quad (3)$$

где S – структура устройства;

X – совокупность входных параметров;

Z – внешние возмущения;

U – параметры управления (начальные значения входных параметров).

Если принять заданными значения S, Z, U , то функция (3) примет вид:

$$U = F^M(X) = f(f_1(x), f_2(x), \dots, f_n(x)). \quad (4)$$

Ее экстремум соответствует представлению (1).

В соответствии с рассмотренным подходом к расчету параметров (x) в ходе модернизации устройства за исходную модель принимаются изменения любой характеристики из выявленной совокупности приоритетных свойств (напряжение, ток, КПД, $\cos \varphi$ и т. д.); учитываются начальные параметры U , требования к величине выходных характеристик устройства и др. Такая модель отражает взаимосвязь входных параметров (управляющих воздействий U), состояний свойств в виде матрицы изменений ($x \pm \Delta x$) и вектора выходной характеристики устройства $U = F^M(x \pm \Delta x)$.

Используя аналогию между постановками задач по расчету параметров модернизации и по расчету надежности технических устройств, к решению первой задачи целесообразно применить систему расчета надежности (рис. 1), разработанную проф. В. М. Трухановым [2].

Под конструктивным воздействием на параметры устройства понимается изменение размеров, массовых характеристик, запаса прочности, запаса по ресурсу, изменение материала, введение резервирования элементов и т. п. Изменения технологических параметров связаны с увеличением или уменьшением допусков при изготовлении или регулировании, введением дополнительных технологических операций и так далее. Если выходная характеристика модуля устройства в процессе модернизации не удовлетворяет требуемому значению, то производится коррекция параметров матрицы состояния или меняется вход – начальный параметр (закон управления). Матрицы состояний параметров устройства составляются в зависимости от определяемой выходной величины: ЭДС, напряжение, токи, сопротивления, КПД, показатели технической и экономической эффективности и т. д. Используя положения алгебры логики, составляют матрицы состояний и определяют количественные значения выходной характеристики, которые сравнивают с требуемым значением. Например, если выходное напряжение оказалось меньше требуемого, а анализ результатов расчета показал, что причиной является высокое сопротивление x_{11} коммутационного аппарата блока управления, то в строке $x_{1,j}$ матрицы сопротивлений (рис. 1) выбирают нужное сопротивление, а по нему рассчитывают новое значение выходного напряжения. Если это значение напряжения удовлетворяет требованиям,

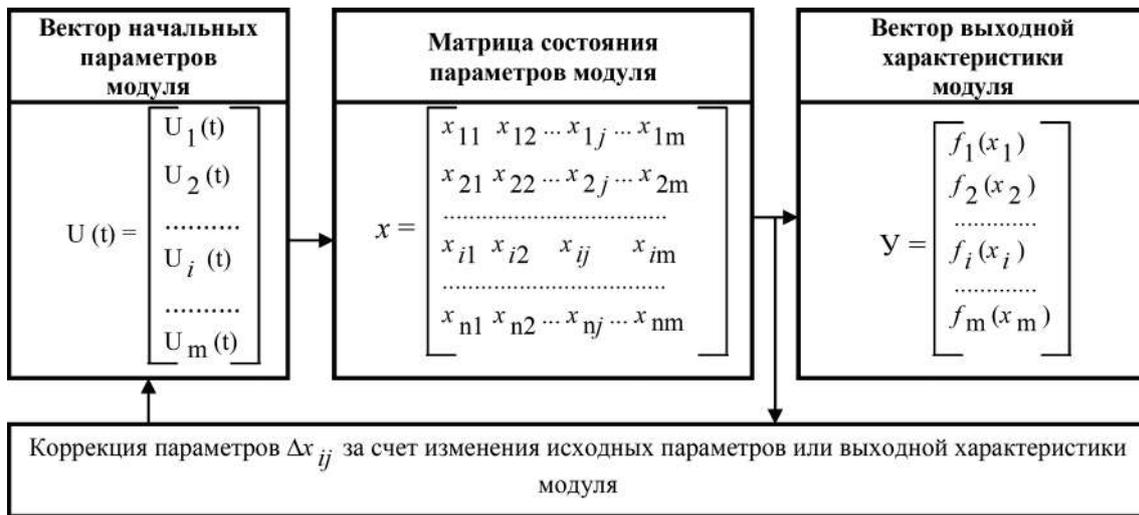


Рис. 1. Система расчета параметров функции $F^M(x \pm \Delta x)$

то оно принимается в качестве окончательного. При этом на выходе рассматриваемых устройств может быть несколько уровней напряжения постоянного (переменного) тока, учитываемых при составлении матриц состояния.

Другой пример. В процессе испытаний электрической схемы УСЭ зафиксирован отказ по причине несрабатывания блокировки положения x_{21} матрицы надежности, что привело к снижению вероятности безотказной работы $P(t)$ двухканальной схемы до величины, ниже допустимой. В строке x_{2j} представлены характеристики различных вариантов резервирования, как отдельных элементов цепи, так и каналов в целом. Выбран вариант схемы, работающей по мажоритарному принципу “два из трех”. Если после расчета нового значения вероятности безотказной работы оказалось, что оно соответствует требуемому значению, то проводятся конструктивная доработка схемы, испытания на стенде предприятия, и принимается решение о разработке опытного образца изделия.

В первом примере элементами строк матрицы являются диапазоны изменения сопротивления цепей устройства, определяющие уровни выходных напряжений или токов, а во втором – диапазоны изменения токов срабатывания блокировок в зависимости от вариантов резервирования элементов модуля (блока), влияющие на показатели надежности (вероятность безотказной работы, наработка на отказ и т. д.).

Такая система расчета параметров функций модернизации обеспечивает разработку новых технических решений, реализующих концепции многоканального преобразования энергетического потока (КЦ_Э), промежуточного высокочастотного преобразования параметров энергии (КЦ_Э) и энергоресурсосбережения (КЦ_Р), а также требования к показателям технического уровня УСЭ, которые учитываются при формировании соответствующего

алгоритма модернизации УСЭ, например, модуля бесперебойного питания.

Процесс формирования алгоритма модернизации МБП может быть представлен в виде последовательности общих постановок дискретных частных задач, указанных в информационных блоках на рис. 2. Для решения этих задач использованы известные математические модели, описывающие содержательную часть блоков. Например, в блоке 3 модели представления указанных концепций имеют следующий вид:

- КЦ_Э: энергетический поток $\Theta_i = \Theta/n_i$;
- ШИМ: $U_n = U_\alpha \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}}$;
- суммирование потоков в выходной цепи: $\sum_{i=1}^m \Theta_i$;
- КЦ_Э: преобразование частоты: $f_2 = \frac{m_1 f_1}{2n + m}$;
- КЦ_Р: $\eta \rightarrow \max, \cos \varphi \rightarrow 1, \Delta P(\Delta Q) \rightarrow \min$.



Рис. 2. Содержание задач модернизации МБП и их связи

Содержание частных задач и их взаимосвязи (рис. 2) позволяют сформулировать постановку общей задачи модернизации МБП, решение которой обеспечивает разработку модернизированного образца, а именно: в соответствии с концепциями многоканального преобразования энергетического потока, промежуточного высокочастотного преобразования параметров электроэнергии, ресурсосбережения и требованиями к показателю технического уровня $P_{тр}$, и выделенными затратами $C_{\Sigma}^{выд}$ разработать модернизированный образец модуля, не превышающий массогабаритные характеристики (m, V) аналога и реализующий функцию модернизации $F^M = (x \pm \Delta x)$, экстремум которой соответствует искомому значению выходного параметра при условии:

$$P(t) \geq P^{тр}, C_{\Sigma} \rightarrow \min C_{\Sigma} = C_{\Sigma}^{выд}.$$

Для решения этой задачи разработан алгоритм (рис. 3) и соответствующее математическое обеспечение [3], необходимые для обоснования технологий модернизации МБП.

Технологии модернизации МБП

Технология модернизации – это совокупность методов, приемов и сведений, применяемых на стадиях совершенствования структурной схемы модуля-прототипа (рис. 4) за счет устранения выявленных недо-

статков в период эксплуатации. К основным из них относятся:

- низкие динамические характеристики МБП-прототипа в переходных процессах силовой коммутации при переводе питания потребителей с основного источника на резервный и “сбросе–набросе” нагрузки – отклонения номинального выходного напряжения $\Delta U_{вых ном} > \pm 3 В$ и величина времени переходного процесса $\tau > 250 мс$ превышают требования ТЗ (осциллограмма рис. 5);
- значительная длительность времени восстановления готовности МБП (суммарное время выполнения снятой электрической емкости с АБ1–АБ5 – $T_{восп} > 2 ч$);
- ограниченное количество циклов “разряд–заряд АБ” ($n \leq 300$ циклов);
- ограниченная глубина разряда АБ ($C \leq 2 А \cdot ч$).

Для улучшения динамических характеристик модуля и упрощения его структуры проведена глубокая модернизация МБП в соответствии с моделью на рис. 1 и алгоритмом на рис. 3. Из структуры МБП-прототипа исключено избыточное оборудование (резервный преобразователь ТПС3) и силовые электронные ключи. В состав модернизированного МБП (рис. 6) внедрены:

- герметичные циклируемые аккумуляторные батареи АБЦ1, АБЦ2 со встроенной системой контроля и диагностики параметров текущего со-

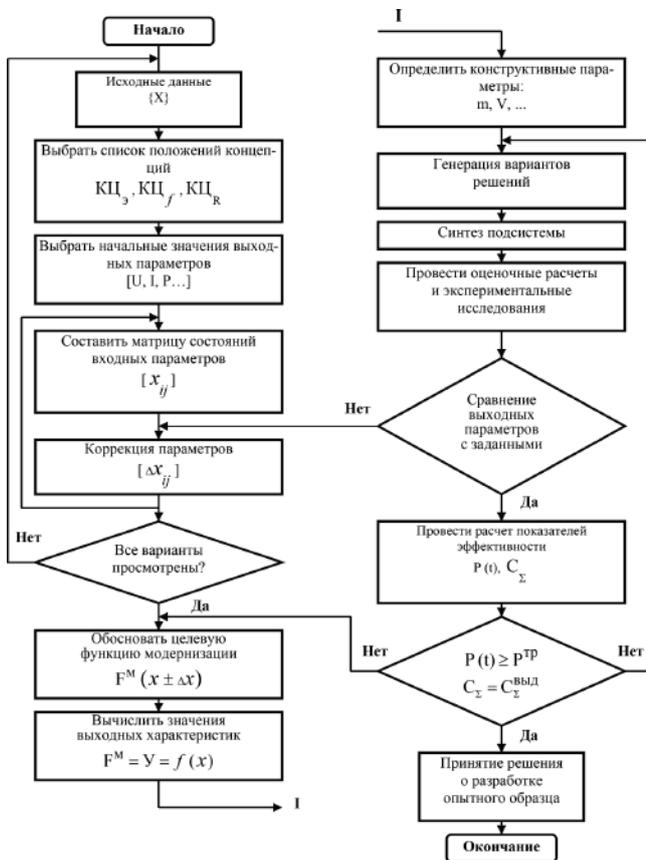


Рис. 3. Схема алгоритма модернизации МБП

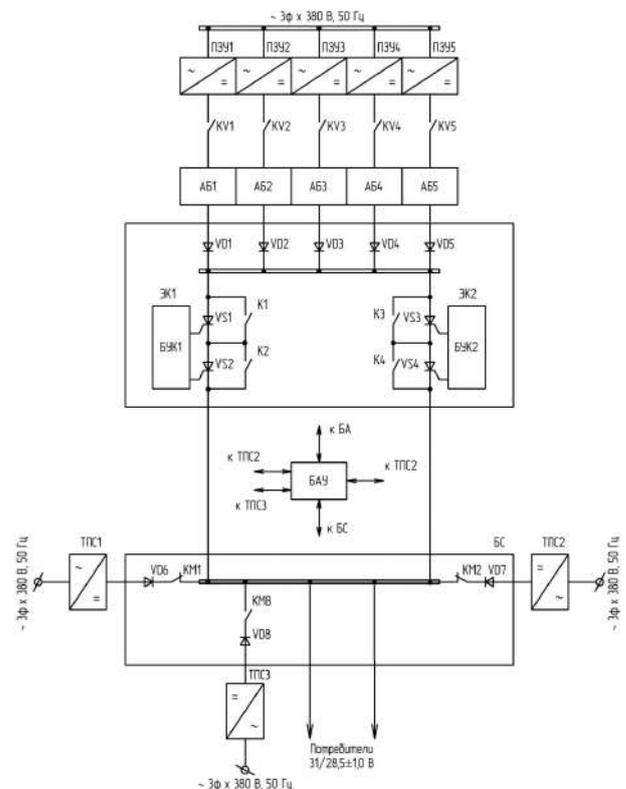


Рис. 4. Структурная схема МБП – прототипа

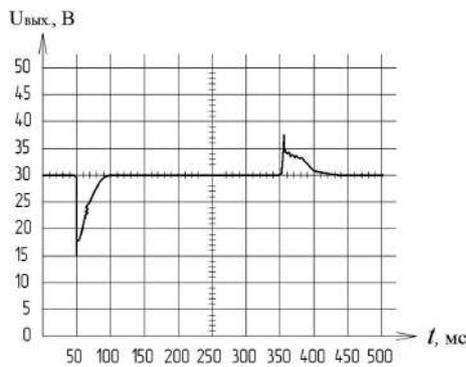


Рис. 5. Осциллограмма выходного напряжения МБП – прототипа при “набросе–сбросе” 100% нагрузки

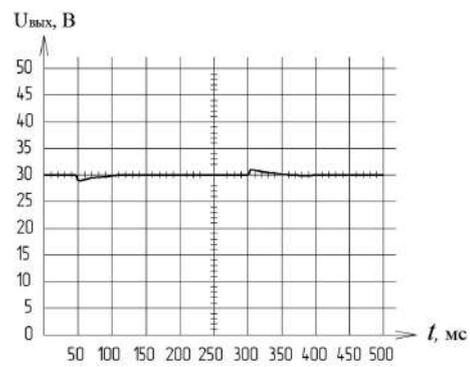


Рис. 7. Осциллограмма выходного напряжения модернизированного МБП при “набросе–сбросе” 100% нагрузки

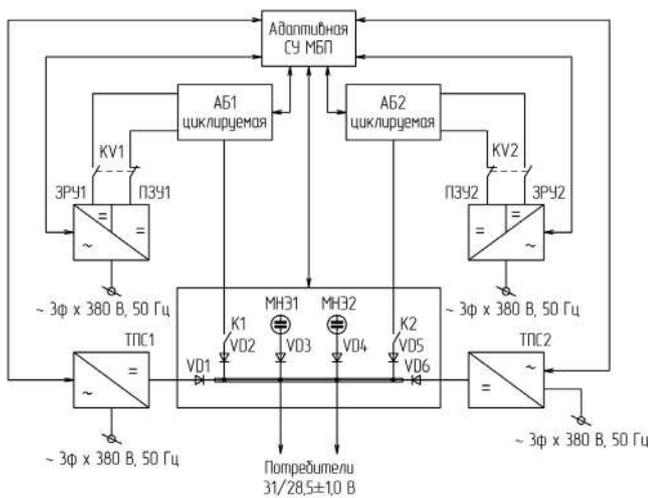


Рис. 6. Структурная схема модернизированного МБП

стояния АБ, допускающие возможность проведения форсированного режима “Заряд АБ” большими токами (до 500 А), что позволяет значительно сократить время восстановления готовности МБП ($T_{зар}$ – от 2 до 10 мин), при этом количество циклов “заряд–разряд АБ” с глубиной разряда до 100% увеличено до 1500;

- молекулярные накопители энергии (МНЭ1, МНЭ2) электрической емкостью 70 Ф каждый, установленные на шины бесперебойного питания для стабильного электроснабжения аппаратуры ответственных систем-потребителей в переходных процессах силовой коммутации, с целью обеспечения динамических характеристик МБП, требуемых техническим заданием (отклонение номинального выходного напряжения $\Delta U_{вых ном} \leq \pm 3 В$ и величина времени переходного процесса $\tau \leq 250 мс$) с одновременной фильтрацией выходного напряжения;
- адаптивная система управления, контроля и диагностики параметров МБП.

В модернизируемом модуле практически исключено влияние внешних воздействующих факторов на стабильность выходного напряжения, что следует из анализа соответствующей осциллограммы на

рис.7 и ее сравнения с параметрами модуля-прототипа на осциллограмме рис. 5.

Экспериментальные исследования модернизированного модуля проведены с помощью разработанной имитационной компьютерной модели функционирования и известных программных средств [3]. По результатам моделирования произведен выбор приемлемых выходных характеристик модуля, отвечающих повышенным требованиям потребителей перспективного ЭТК. На данное устройство получен патент на изобретение [4].

Научно-методический подход, алгоритм и технологии модернизации МБП применимы для совершенствования других силовых узлов ЭТК. Для этого созданы благоприятные условия за счет применения инновационных методов получения, передачи, преобразования и распределения электроэнергии для достижения наилучших значений заданных показателей модернизируемых аналогов ЭТК. При этом одним из главных требований к модернизации узлов и структуры ЭТК является соответствие их не только современному уровню, но и тенденциям развития функциональных и технологических сегментов ЭТК: автоматизированных дизель-электрических агрегатов с вентильными генераторами и автономных источников питания на их основе с встроенными комплектами диагностических датчиков; химических источников питания на базе “интеллектуальных” герметичных циклируемых (восполняемых) аккумуляторных батарей со встроенной системой контроля и диагностики параметров текущего состояния АБЦ и литиевых не циклируемых (не восполняемых) источников тока; источников вторичного (бесперебойного) электропитания; устройств силовой электроники и генерирующих электронных систем на базе трансформаторно-выпрямительных устройств, инверторов и конверторов напряжения; адаптивной аппаратуры автоматического управления, контроля и диагностики параметров ЭТК с элементами вычислительной техники; силовых электронных и гибридных коммутационных аппаратов с соответствующим интерфейсом для сопряжения с устройствами более высокого уровня управления.

Выводы

1. Установлено, что модернизация устройств силовой электроники электротехнических комплексов автономных объектов в условиях ограниченности материальных средств, людских и производственных ресурсов – актуальная задача, для решения которой разработан методический подход к определению параметров модернизации и обоснованы соответствующие технологии. В основе подхода – определение целевого функционала модернизации в неявном виде и ее решение известными методами оптимизации.

2. Установлено, что (ввиду аналогий в постановках задач и различий, учитываемых в матрице состояний параметров) для определения параметров функционала модернизации устройства пригодна система расчета параметров надежности (по В. М. Труханову). Такая система обеспечивает процесс модернизации при использовании известных методов оптимизации показателей качества изделий.

3. Сформулирована вербальная постановка общей задачи модернизации модуля бесперебойного питания на основе совокупности частных дискретных задач, представленных математическими моделями, для решения которой разработаны алгоритмы и соответствующее математическое обеспечение (программа для ЭВМ).

4. Для улучшения динамических характеристик модуля и упрощения его структуры предложены перспективные схмотехнические решения с применением: молекулярного накопителя энергии большой емкости (70 Ф). Решения обеспечивают требуемую стабильность уровня напряжения: а) потребителей в переходном процессе силовой коммутации длительностью $\tau \leq 250$ мс; б) герметичных циклируемых аккумуляторных батарей со встроенной автоматической системой контроля и диагностики параметров текущего состояния АБЦ и значительным количеством циклов “заряд–разряд АБЦ” (1500 вместо 300) и т. д.

5. В результате анализа современных научно-технических достижений установлены направления развития основных силовых устройств – источников гарантированного и бесперебойного питания, преобразователей электроэнергии переменного и постоянного тока и др., необходимых для проведения глубокой модернизации эксплуатируемых ЭТК и формирования структур модернизированных образцов ЭТК, соответствующих не только современному уровню, но и тенденциям развития энерго- и ресурсосбережения.

Литература

1. Бродников С. Н., Воронцов К. А., Мыцык Г. С. Трехфазный инвертор напряжения централизованного типа с промежуточным высокочастотным преобразователем. – Практическая силовая электроника, № 3 (59), 2015 г., С. 4–12.

2. Труханов В. М. Надежность технических систем типа подвижных установок на этапе проектирования и испытаний опытных образцов. – М.: Машиностроение, 2003 г. – 320 с.

3. Бродников С. Н., Пацык О. В. Имитационная систематическая модель функционирования модуля бесперебойного питания постоянного тока в реальных режимах эксплуатации аппаратуры ответственных систем-потребителей стационарного объекта. Программа для ЭВМ, № 2016610492 от 13.01.2016 г. – 7 с.

4. Берг В. Р., Бродников С. Н., Кудряшев А. А., Буланов Р. Н., Гуров А. А. Модуль бесперебойного питания потребителей постоянного тока. Патент на изобретение № 2491696 от 27.08.2013 г.

Бродников Сергей Николаевич, к. т. н., заместитель генерального директора – генерального конструктора по НИР и ОКР АО “ГОКБ “Прожектор”, тел.: +7 (916) 707-13-95.

П. А. Воронин, И. П. Воронин

СОСТАВНЫЕ РЕЗОНАНСНЫЕ КЛЮЧИ С АКТИВНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ ФРОНТОВ И АЛГОРИТМЫ ИХ КОММУТАЦИИ

P. A. Voronin,
I. P. Voronin

В работе представлены практические варианты схем на базе составных резонансных ключей с последовательно-параллельным колебательным контуром, обеспечивающие режим коммутаций при действительно нулевых напряжениях и токах. Для каждого варианта проводится подробный анализ работы составного резонансного ключа на основных интервалах коммутаций.

Ключевые слова: резонансный ключ, колебательный контур, коммутация, резонансный дроссель, резонансный конденсатор.

Composite resonant switches with active edges separation and switching algorithms

The paper presents practical variants of the structures based on composite resonant switches with series-parallel resonant circuit. These circuits provide effective zero current and zero voltage switching modes. Each variant is provisioned with detailed analysis of the composite resonant switch operation over the basic switching intervals.

Key words: resonant switch, wave tank, commutation, resonant inductor, resonant capacitor.

В резонансных ключах (РК) с параллельным и последовательным колебательным контуром снижение энергии динамических потерь реализуется при нулевом напряжении (НН) и нулевом токе (НТ), соответственно. При этом, за счет резонанса в выходной цепи основного ключа обеспечивается активное разделение фронтов тока и напряжения. Однако с точки зрения энергоэффективности процессы коммутации в таких РК носят односторонний характер.

В схеме НН действительно нулевое напряжение реализуется только в процессе отпирания ключа. Процесс запираания ключа протекает при условно нулевом напряжении за счет ограничения скорости нарастания напряжения при помощи резонансного конденсатора.

В схеме НТ действительно нулевой ток реализуется только в процессе запираания ключа, процесс отпирания которого протекает при условно нулевом токе за счет ограничения скорости нарастания тока при помощи резонансного дросселя.

При условно нулевых напряжениях и токах эффективного снижения энергии динамических потерь можно добиться только за счет существенного увеличения номиналов емкостных и индуктивных элементов РК, а это приводит к снижению частоты коммутации.

Указанные проблемы преодолеваются с помощью двусторонней резонансной коммутации, при которой переключение основных ключей схемы протекает при действительно нулевых напряжениях и токах.

Реализация режима двусторонней резонансной коммутации требует решения ряда задач, к числу которых относится минимизация количества дополнительных элементов схемы.

Наиболее оптимальным решением, удовлетворяющим данному требованию, является

применение составных резонансных ключей с последовательно-параллельным LCC контуром [1]. При отпирании основного ключа составная схема работает как РК с параллельным LC -контуром. При этом конденсатор последовательной LC -цепи используется для поглощения избыточной энергии контура, что обеспечивает выключение вспомогательных ключей при нулевом токе. При запираании основного ключа составная схема работает как РК с последовательным LC -контуром, формируя ток, направленный встречно по отношению к току нагрузки ключа.

В каждом цикле коммутации в процессе отпирания составного РК с последовательно-параллельным LCC контуром необходимо контролировать напряжение на конденсаторе последовательной LC -цепи. При величине напряжения на данном конденсаторе больше половины от начального напряжения на конденсаторе параллельной LC -цепи, выходная емкость основного ключа не может быть разряжена до нуля.

Предлагаются три способа решения данной проблемы:

1. Ограничение напряжения на конденсаторе последовательной LC -цепи на допустимом уровне.

2. Дополнительный перезаряд конденсатора последовательной LC -цепи через встречно-параллельный диод противофазного ключа, изменяя при этом полярность начального напряжения на обкладках данного конденсатора.

3. Шунтирование конденсатора последовательной LC -цепи дополнительным ключом на интервалах переходного процесса включения.

Составной резонансный ключ с ограничением напряжения на резонансном конденсаторе

Рассмотрим алгоритм работы составного РК в схеме с ограничением напряжения (рис. 1а), при

коммутации тока нагрузки I_n от противофазного диода D к основному ключу S и обратно.

В начальный момент времени ток нагрузки I_n протекает через противофазный диод D . При этом основной ключ S заперт. При заданном состоянии ключевых элементов схемы емкость резонансного конденсатора C_2 заряжена до напряжения E . Емкость другого резонансного конденсатора C_1 заряжена до напряжения источника $E_{орп}$, величина которого меньше $E/2$. Вспомогательный ключ S_a заперт, и начальный ток резонансного дросселя L_1 равен нулю.

Диаграмма полного цикла коммутаций в схеме составного РК с ограничением напряжения на резонансном конденсаторе C_1 представлена на рис. 1б. Цикл коммутаций имеет следующие основные интервалы.

Интервал нарастания тока в резонансном дросселе L_1

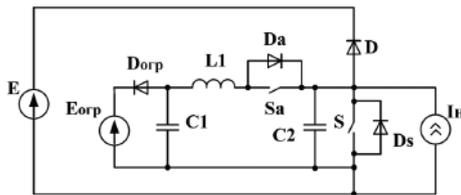
При включении вспомогательного ключа S_a через открытый диод D к резонансному дросселю L_1 прикладывается разность напряжений $(E - E_{орп})$. При этом ток резонансного дросселя I_{L1} увеличивается по линейному закону:

$$I_{L1}(t) = \frac{(E - E_{орп}) \cdot t}{L_1}, \quad (1)$$

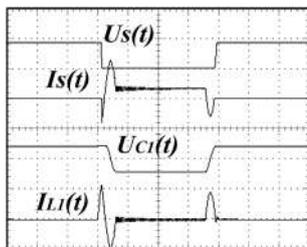
где L_1 – индуктивность резонансного дросселя L_1 .

Плавное нарастание тока I_{L1} обеспечивает включение вспомогательного ключа S_a при нулевом токе.

Первый интервал заканчивается, когда ток резонансного дросселя I_{L1} нарастает до величины тока нагрузки I_n . При этом противофазный диод D запирается. Длительность первого интервала Δt_1 равна:



а



б

Рис. 1. Составной РК с ограничением напряжения на конденсаторе C_1 : а – базовый контур коммутации; б – диаграмма полного цикла коммутаций

$$\Delta t_1 = \frac{I_n L_1}{(E - E_{орп})}. \quad (2)$$

Интервал разряда резонансного конденсатора C_2 и отпираания основного ключа S при нулевом напряжении

После запираения противофазного диода D между резонансным дросселем L_1 и резонансными конденсаторами C_1 и C_2 начинается колебательный процесс, при котором изменение напряжения U_{C1} на резонансном конденсаторе C_1 определяется формулой:

$$U_{C2}(t) = U_{C1} + (E - U_{C1}) \cos \omega_{p0} t, \quad (3)$$

где $\omega_{p0} = 1/\sqrt{L_1 C_2}$ – круговая частота колебательного процесса; C_2 – емкость резонансного конденсатора C_2 .

Полный разряд резонансного конденсатора C_2 в соответствии с формулой (3) возможен только при выполнении условия $U_{C1} < E/2$, что обеспечивается применением ограничителя напряжения на базе диода $D_{огр}$ [2].

В граничном режиме, когда $E_{орп} = E/2$, напряжение на резонансном конденсаторе C_2 достигает нуля через интервал времени Δt_2 :

$$\Delta t_2 = \pi \sqrt{L_1 C_2}. \quad (4)$$

После разряда резонансного конденсатора C_2 на основной ключ S подается сигнал управления, и он отпирается при нулевом напряжении.

Интервал сброса тока в резонансном дросселе L_1

После отпираания основного ключа S вспомогательный ключ S_a все еще находится в открытом состоянии, и к резонансному дросселю L_1 прикладывается напряжение обратной полярности от источника $E_{орп}$. При этом ток в резонансном дросселе L_1 начинает спадать по линейному закону:

$$I_1(t) = I_n - E_{орп} t / L_1. \quad (5)$$

Через интервал времени Δt_3 , определяемый как

$$\Delta t_3 = I_n L_1 / E_{орп}, \quad (6)$$

ток в резонансном дросселе L_1 снижается до нуля, и вспомогательный ключ S_a выключают при нулевом токе.

Интервал перезаряда резонансного конденсатора C_1

После запираения вспомогательного ключа S_a через встречно-параллельный диод D_a и открытый основной ключ S начинается колебательный процесс между резонансным дросселем L_1 и резонансным конденсатором C_1 . В результате напряжение на резонансном конденсаторе C_1 , ограниченное на уровне $E_{орп}$, меняет свою полярность. Длительность перезаряда Δt_4 резонансного конденсатора C_1 равна:

$$\Delta t_4 = \pi \sqrt{L_1 C_1}, \quad (7)$$

где C_1 – емкость резонансного конденсатора C_1 .

Интервал проводимости основного ключа S

В соответствии с заданным алгоритмом управления в течение времени Δt_5 основной ключ S находится в состоянии проводимости, при этом через ключ S протекает ток нагрузки I_H .

Интервал запираания основного ключа S при нулевом токе

После окончания интервала проводимости вновь отпирается вспомогательный ключ Sa и в последовательном контуре L1C1 начинается резонансный процесс. При этом в основном ключе S появляется дополнительный ток, направленный встречно по отношению к току нагрузки I_H :

$$I_S(t) = I_H - (E_{\text{орп}}/\rho_1)\sin \omega_{p1}t \quad (8)$$

где $\rho_1 = \sqrt{L_1/C_1}$ – волновое сопротивление последовательного контура L1C1; $\omega_{p1} = 1/\sqrt{L_1C_1}$ – круговая частота резонансного процесса.

Плавное изменение тока в течение резонансного процесса обеспечивает включение вспомогательного ключа Sa в режиме нулевого тока.

Через интервал времени Δt_6

$$\Delta t_6 = \sqrt{L_1C_1} \arcsin\left(\frac{I_H \rho_1}{E_{\text{орп}}}\right) \quad (9)$$

ток I_S снижается до нуля, и основной ключ S запирается при нулевом токе.

Ток в резонансном дросселе L1 становится при этом равным току нагрузки I_H , а напряжение на резонансном конденсаторе C1 снижается практически до нуля.

Интервал заряда резонансного конденсатора C1

Поскольку ток резонансного дросселя L1 равен току нагрузки I_H , а основной ключ S заперт, начинается линейный заряд резонансного конденсатора C1 током нагрузки:

$$U_{C1}(t) = \frac{I_H t}{C_1} \quad (10)$$

Интервал заряда Δt_7

$$\Delta t_7 = \frac{E_{\text{орп}} C_1}{I_H} \quad (11)$$

заканчивается при увеличении напряжения на резонансном конденсаторе C1 до значения $E_{\text{орп}}$, при котором отпирается диод Dогр.

Интервал сброса энергии, накопленной в резонансном дросселе L1

После отпираания диода Dогр между резонансным дросселем L1 и резонансным конденсатором C2 начинается колебательный процесс частотой ω_{p0} :

$$\begin{cases} U_{C2}(t) = E_{\text{орп}}(1 - \cos \omega_{p0}t); \\ I_{L1}(t) = I_H - \frac{E_{\text{орп}} \sin \omega_{p0}t}{\rho_0}, \end{cases} \quad (12)$$

где $\rho_0 = \sqrt{L_1/C_2}$ – волновое сопротивление колебательного контура L1C2.

Через интервал Δt_8

$$\Delta t_8 = \sqrt{L_1C_2} \arcsin\left(\frac{I_H \rho_0}{E_{\text{орп}}}\right) \quad (13)$$

ток в цепи резонансного дросселя L1 снижается до нуля, и вспомогательный ключ Sa запирается при нулевом токе.

Напряжение на конденсаторе C2 возрастает при этом до значения $E_{\text{орп}}$.

Интервал заряда резонансного конденсатора C2

После запираания вспомогательного ключа Sa резонансный конденсатор C2 линейно заряжаются током нагрузки I_H . При увеличении напряжения на резонансном конденсаторе C2 до значения E включается противофазный диод D, на который переходит ток нагрузки I_H , и рассматриваемый цикл коммутаций завершается. Длительность интервала Δt_9 определяется при этом по формуле:

$$\Delta t_9 = \frac{(E - E_{\text{орп}})C_2}{I_H} \quad (14)$$

Составной резонансный ключ с дополнительным перезарядом резонансного конденсатора

Рассмотрим алгоритм работы составного РК в схеме с перезарядом резонансного конденсатора C1 (рис. 2а), при коммутации тока нагрузки I_H от противофазного диода D к основному ключу S и обратно.

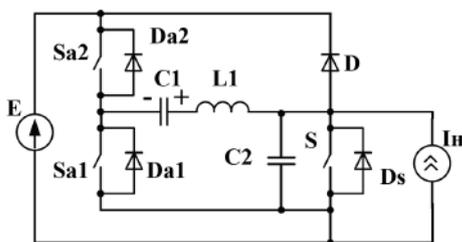
В начальный момент времени ток нагрузки I_H протекает через противофазный диод D. При этом основной ключ S заперт. При заданном состоянии ключевых элементов схемы емкость резонансного конденсатора C2 заряжена до напряжения E . Вспомогательные ключи Sa1 и Sa2 также заперты, и начальный ток резонансного дросселя L1 равен нулю.

Начальное напряжение на конденсаторе C1 равно U_{0+} с полярностью, показанной на схеме рис. 2. Абсолютное значение напряжения U_{0+} будет определено ниже на одном из интервалов цикла коммутаций.

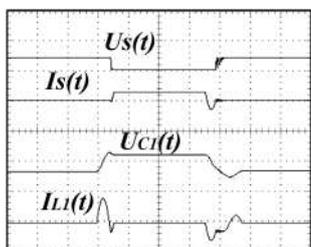
Диаграмма полного цикла коммутаций в схеме составного РК с дополнительным перезарядом резонансного конденсатора C1 представлена на рис. 2б. Цикл содержит следующие основные интервалы.

Интервал перезаряда конденсатора C1

Перед включением основного ключа S включается второй вспомогательный ключ Sa2 и через



а



б

Рис. 2. Составной РК с дополнительным перезарядом резонансного конденсатора C1: а – базовый контур коммутации; б – диаграмма полного цикла коммутаций

открытый противофазный диод D за счет колебательного процесса в контуре L1C1 конденсатор C1 перезарядается до начального напряжения U_{0+} , но с обратной полярностью. Время перезаряда равно половине периода резонансной частоты контура L1C1:

$$\Delta t_1 = \pi \sqrt{L_1 C_1}, \tag{15}$$

где L_1 – индуктивность резонансного дросселя L1; C_1 – емкость резонансного конденсатора C1.

После интервала времени Δt_1 ток дросселя L1 начинает протекать через встречно-параллельный диод Da2, при этом сигнал управления со вспомогательного ключа Sa2 может быть снят, что обеспечивает его выключение при нулевом токе.

Интервал запираения противофазного диода D

После перезаряда конденсатора C1 ток дросселя L1 начинает нарастать встречно току нагрузки противофазного диода D. При достижении током I_{L1} величины тока нагрузки I_n , диод D запирается. Длительность интервала Δt_2 равна:

$$\Delta t_2 = \sqrt{L_1 C_1} \arcsin \left(\frac{I_n \rho_1}{U_{0+}} \right), \tag{16}$$

где $\rho_1 = \sqrt{L_1 / C_1}$ – волновое сопротивление последовательного контура L1C1.

В конце интервала Δt_2 напряжение на конденсаторе C1 становится равным U_0 , которое определяется уравнением:

$$U_0 = \sqrt{U_{0+}^2 - (I_n \rho_1)^2}. \tag{17}$$

Интервал разряда резонансного конденсатора C2 и отпирания основного ключа S при нулевом напряжении

После запираения противофазного диода D в схеме образуется параллельный резонансный контур, в который входят источник тока нагрузки I_n , конденсатор C2, а также дроссель L1 с последовательным эквивалентным источником напряжения:

$$E_{\text{ЭКВ}} = E - U_{C1}(t), \tag{18}$$

где $U_{C1}(t)$ – напряжение на резонансном конденсаторе C1.

При этом напряжение резонансного конденсатора C2 и на основном ключе S будет изменяться в соответствии с уравнением:

$$U_{C2}(t) = E - U_0 (1 - \cos(\omega_0 t)) + \frac{I_n t}{C_1}, \tag{19}$$

где $\omega_0 = 1 / \sqrt{L_1 C_0}$ – круговая частота резонансного процесса;

$C_0 = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$ – эквивалентная емкость.

Напряжение на конденсаторе C1 при этом будет равно:

$$U_{C1}(t) = U_0 - U_0 \frac{C_0 [1 - \cos(\omega_0 t)]}{C_1} - \frac{I_n t}{C_1}. \tag{20}$$

Из уравнения (20) определяется условие, при котором в результате резонанса на основном ключе S реализуется нулевое напряжение:

$$U_0 \geq \frac{E}{2} \left(1 + \frac{C_0}{C_1} \right) + \frac{\pi I_n \sqrt{L_1 C_0}}{2 C_1}. \tag{21}$$

Длительность интервала Δt_3 определим из уравнения (19) при условии, что $U_{C2} = 0$:

$$\Delta t_3 = \sqrt{L_1 C_0} \arccos(1 - E/U_0). \tag{22}$$

После интервала Δt_3 второй основной ключ S включается при нулевом напряжении.

Интервал сброса энергии из резонансного дросселя в L1

Напряжение на резонансном конденсаторе C1 после разряда конденсатора C2 становится равным:

$$U_* = U_0 - \frac{I_n \Delta t_3 (C_0 + C_1)}{C_1^2} - \frac{E C_0}{C_1}. \tag{23}$$

Ток в дросселе L1 при этом достигает значения:

$$I_* = I_n + \frac{U_0 \sin(\omega_0 \Delta t_3)}{\rho_0}, \tag{24}$$

где $\rho_0 = \sqrt{L_1 / C_0}$.

После включения основного ключа S последовательный контур L1C1 через открытый диод Da2 подключается к источнику питания схемы E.

Из решения уравнения колебательного процесса в контуре L1C1, для тока дросселя L1 получаем следующее выражение:

$$I_{L1}(t) = \sqrt{I_*^2 + [(E - U_*)/\rho_k]^2} \cos(\omega_k t + \beta), \quad (25)$$

где $\beta = \text{arctg}[(E - U_*)/(\rho_1 I_*)]$.

Интегрируя формулу (12) по времени, для напряжения на конденсаторе C1 получаем:

$$U_{C1}(t) = E - \sqrt{(\rho_1 I_*)^2 + (E - U_*)^2} \sin(\omega_1 t + \beta). \quad (26)$$

Отрицательная разность между током нагрузки I_n и током дросселя L1 протекает вначале через встречно-параллельный диод Ds основного ключа S, а при смене знака и через сам основной ключ S.

Когда ток основного ключа S достигает величины тока нагрузки I_n , ток дросселя L1 становится равным нулю и диод Da2 запирается.

Приравнивая выражение (12) к нулевому значению, получаем длительность интервала сброса энергии Δt_4 :

$$\Delta t_4 = \sqrt{L_1 C_1} (\pi/2 - \beta). \quad (27)$$

Напряжение на конденсаторе C1 при этом оказывается равным:

$$U_{0-} = E - \sqrt{(\rho_k I_*)^2 + (E - U_*)^2}, \quad (28)$$

где $U_{0-} = U_{C1}(\Delta t_4)$.

Полярность напряжения U_{0-} на конденсаторе C1 является противоположной относительно начальному напряжению U_{0+} и далее используется для выключения основного ключа S при нулевом токе.

Интервал проводимости основного ключа S

Длительность интервала проводимости Δt_5 определяется алгоритмом управления, при котором на основной ключ S поступает сигнал управления и через него протекает ток нагрузки I_n .

Интервал запираения основного ключа S2 при нулевом токе

Перед выключением основного ключа S подается сигнал управления на вспомогательный ключ Sa1, и в цепи основного ключа S встречно току нагрузки начинает нарастать ток колебательного контура L1C1:

$$I_S(t) = I_n - (U_{0-}/\rho_1) \sin \omega_1 t. \quad (29)$$

При этом напряжение на конденсаторе C1 будет изменяться по закону:

$$U_{C1}(t) = U_{0-} \cos \omega_1 t. \quad (30)$$

Выключение основного ключа S при нулевом токе возможно при выполнении условия:

$$U_{0-} \geq \rho_1 I_n. \quad (31)$$

В момент равенства тока контура L1C1 и тока нагрузки I_n отпирается встречно-параллельный диод Ds основного ключа S, через который далее протекает разность указанных токов. Очевидно, что сигнал управления с основного ключа S необ-

ходимо снять до того момента, когда вновь наступит равенство указанных токов, после чего встречно-параллельный диод Ds запирается.

Длительность интервала Δt_6 при заданной величине тока нагрузки I_n определяется из уравнения (16):

$$\Delta t_6 = \sqrt{L_1 C_1} \left[\pi/2 + \arccos \left(\frac{I_n \rho_1}{U_{0-}} \right) \right]. \quad (32)$$

В момент времени, когда ток в контуре L1C1 достигает максимального значения, напряжение на конденсаторе C1 вновь изменяет свою полярность и затем возрастает до величины U_x . Значение напряжения U_x определяется из уравнения (30) при подстановке в него интервала времени Δt_6 :

$$U_x = \sqrt{U_{0-}^2 - (\rho_1 I_n)^2}. \quad (33)$$

Напряжение U_x зависит от тока нагрузки, однако при любых его значениях будет меньше начального напряжения U_{0+} .

Для обеспечения устойчивости циклов коммутаций необходимо повысить уровень напряжения на конденсаторе C1 до начального значения U_{0+} . С этой целью после выключения основного ключа S2 и последующего запираения его встречно-параллельного диода Ds вспомогательный ключ Sa1 оставляют в открытом состоянии [3].

Интервал линейного заряда конденсатора C1 до напряжения источника питания E

Поскольку напряжение U_x на конденсаторе C1 меньше напряжения источника питания E, противофазный диод D к началу данного интервала будет находиться в выключенном состоянии. Тогда при начальном значении тока дросселя L1 равном току нагрузки, конденсатор C1 будет заряжаться током I_n по линейному закону:

$$U_{C1}(t) = U_x + \frac{I_n t}{C_1}. \quad (34)$$

Длительность интервала линейного заряда Δt_7 при этом равна:

$$\Delta t_7 = \frac{(E - U_x) C_1}{I_n}. \quad (35)$$

Интервал восстановления начального напряжения на конденсаторе C1

Когда напряжение на конденсаторе C1 увеличится до напряжения источника питания E, открывается противофазный диод D, и в последовательном контуре L1C1 начинается еще один колебательный процесс с частотой резонанса ω_1 . Ток в дросселе L1 и напряжение на конденсаторе C1 описываются при этом следующей системой уравнений:

$$\begin{cases} I_{L1}(t) = I_H \cos(\omega_1 t); \\ U_{C1}(t) = E + \rho_1 I_H \sin(\omega_1 t). \end{cases} \quad (36)$$

Через четверть периода резонансного процесса частотой ω_1 ток дросселя L1 переходит во встречно-параллельный диод Da1 вспомогательного ключа Sa1. А еще через половину периода встречно-параллельный диод Da1 автоматически запирается при снижении тока дросселя L1 до нуля. Таким образом, полная длительность интервала восстановления Δt_8 составляет три четверти периода резонансной частоты ω_1 :

$$\Delta t_8 = \frac{3}{4} \cdot 2\pi \sqrt{L_1 C_1}. \quad (37)$$

Подставляя значение интервала Δt_8 в уравнение (23), для установившегося напряжения на конденсаторе C1 получаем:

$$U_{C1}(\Delta t_8) = E - \rho_1 I_H = U_{0+}. \quad (38)$$

Таким образом, полный цикл коммутаций завершается восстановлением напряжения на конденсаторе C1 до начального значения U_{0+} .

После математического определения величины U_{0+} напряжение U_0 на конденсаторе C1 в момент запирающего противофазного диода D, которое определялось формулой (17), удобнее выразить в следующей форме:

$$U_0 = \sqrt{E(E - 2\rho_1 I_H)}. \quad (39)$$

Тогда критерии отпирания основного ключа S при нулевом напряжении (21) и его запирающего при нулевом токе (31) могут быть сведены к общему неравенству, в формулу которого входят только параметры электрического режима схемы, и параметры элементов резонансной цепи:

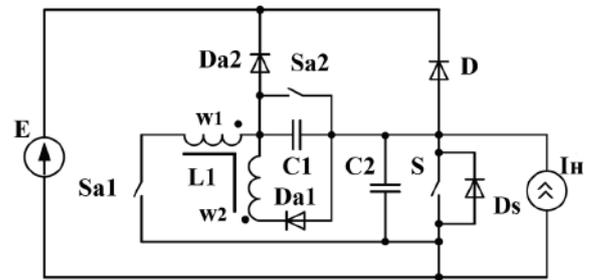
$$\sqrt{1 - \frac{2I_H}{E/\rho_1}} \geq \frac{1}{2} \left(1 + \frac{C_0}{C_1} \right) + \frac{\pi}{2} \frac{I_H}{E/\rho_1} \sqrt{\frac{C_0}{C_1}}. \quad (40)$$

Составной резонансный ключ с шунтированием резонансного конденсатора

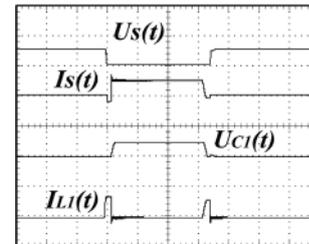
Рассмотрим алгоритм работы составного РК в схеме с шунтированием конденсатора последовательной LC – цепи (рис. 3а) при коммутации тока нагрузки I_H от противофазного диода D к основному ключу S и обратно.

В начальный момент времени основной ключ S и вспомогательные ключи Sa1 и Sa2 находятся в разомкнутом состоянии. Тогда ток нагрузки I_H протекает в цепи противофазного диода D.

Напряжение на резонансном конденсаторе C2, присоединенном параллельно основному ключу S, при этом равно напряжению источника питания E. При разомкнутых вспомогательных ключах Sa1 и Sa2 начальное значение тока в обмотках w1 и w2



а



б

Рис. 3. Составной РК с шунтированием резонансного конденсатора C1:

а – базовый контур коммутации; б – диаграмма полного цикла коммутаций

резонансного дросселя L1, а также напряжение на резонансном конденсаторе C1 равно нулю.

Диаграмма полного цикла коммутаций в схеме составного РК с шунтированием резонансного конденсатора C1 представлена на рис. 3б. Цикл коммутаций начинается одновременным отпиранием вспомогательных ключей Sa1 и Sa2 и содержит следующие основные интервалы.

Интервал линейного нарастания тока в основной обмотке w1 резонансного дросселя L1

При подаче сигналов управления на вспомогательные ключи Sa1 и Sa2, ключ Sa2 шунтирует резонансный конденсатор C1, а к основной обмотке w1 резонансного дросселя L1 через открытый противофазный диод D подключается постоянное напряжение источника питания E.

При этом основной обмотке w1 начинается плавное нарастание тока, обеспечивая отпирание вспомогательных ключей Sa1 и Sa2 при нулевом токе:

$$I_{w1}(t) = I_{Sa1}(t) = I_{Sa2}(t) = \frac{Et}{L_1}, \quad (41)$$

где L_1 – индуктивность основной обмотки w1 резонансного дросселя L1.

Через интервал времени Δt_1 ток в основной обмотке w1 резонансного дросселя L1 достигает значения тока нагрузки I_H , и противофазный диод D запирается:

$$\Delta t_1 = \frac{I_H L_1}{E}. \quad (42)$$

Интервал разряда резонансного конденсатора C2 и отпирания основного ключа S при нулевом напряжении

После запираания противофазного диода D начинается колебательный процесс разряда резонансного конденсатора C2 по цепи основной обмотки w1 резонансного дросселя L1 и открытых вспомогательных ключей Sa1 и Sa2. При этом в основной обмотке w1 ток будет увеличиваться, а напряжение на резонансном конденсаторе C2 спадать:

$$\begin{cases} I_{w1}(t) = I_H + \frac{E \sin \omega_{p0} t}{\rho_0}; \\ U_{C2}(t) = E \cos \omega_{p0} t, \end{cases} \quad (43)$$

где $\rho_0 = \sqrt{L_1/C_2}$ – волновое сопротивление параллельного резонансного контура, образованного резонансным конденсатором C2 и основной обмоткой w1; $\omega_{p0} = 1/\sqrt{L_1 C_2}$ – круговая частота резонансного процесса; U_{C2} – напряжение на резонансном конденсаторе C2; C_2 – емкость резонансного конденсатора C2.

Через интервал времени Δt_2 напряжения на резонансном конденсаторе C2 и, соответственно, на основном ключе S, спадает до нуля. При этом включается встречно-параллельный диод Ds основного ключа S, через который начинает замыкаться избыточный ток ΔI , накопленный в основной обмотке w1 резонансного дросселя L1 при разряде резонансного конденсатора C2:

$$\begin{cases} \Delta t_2 = \frac{\pi \sqrt{L_1 C_2}}{2}; \\ \Delta I = I_{w1}(\Delta t_2) - I_H = \frac{E \sin(\omega_{p0} \Delta t_2)}{\rho_0}. \end{cases} \quad (44)$$

После разряда резонансного конденсатора C2, основной ключ S отпирается при нулевом напряжении.

Интервал сброса энергии, накопленной в основной обмотке w1 резонансного дросселя L1

При выключении вспомогательных ключей Sa1 и Sa2 ток нагрузки I_H переключается в основной ключ S. За счет магнитной связи между обмотками резонансного дросселя L1 отпирается дополнительный диод Da1, и в дополнительной обмотке w2 появляется начальный ток. При равенстве витков в обмотках дросселя L1 начальный ток в дополнительной обмотке w2 будет равен току, накопленному в основной обмотке w1 на предыдущем интервале:

$$I_{w2}(0) = I_{w1}(\Delta t_2). \quad (45)$$

Между дополнительной обмоткой w2 и резонансным конденсатором C1 начинается колебательный процесс. Длительность процесса Δt_3 определяется открытым состоянием дополнительного диода Da1

при сохранении положительного направления тока в обмотке w2:

$$\Delta t_3 = \frac{\pi \sqrt{L_2 C_1}}{2}. \quad (46)$$

где L_2 – индуктивность дополнительной обмотки w2, равная по величине индуктивности L1 основной обмотки w1; C_1 – емкость резонансного конденсатора C1.

В конце интервала Δt_3 энергия, запасенная в резонансном дросселе L1, переводится в резонансный конденсатор C1, и после запираания дополнительного диода Da1 на конденсаторе C1 устанавливается напряжение:

$$U_{C1}(\Delta t_3) = \rho_1 I_{w2}(0), \quad (47)$$

где $\rho_1 = \sqrt{L_1/C_1}$ – волновое сопротивление контура, образованного резонансным конденсатором C1 и индуктивностью резонансного дросселя L1.

Отметим, что плавное нарастание напряжения на резонансном конденсаторе C1 при открытом основном ключе S обеспечивает выключение вспомогательных ключей Sa1 и Sa2 при нулевом напряжении.

Интервал проводимости основного ключа S

В соответствии с заданным алгоритмом управления в течение интервала Δt_4 основной ключ S находится в состоянии проводимости, при этом через ключ S протекает ток нагрузки I_H .

Интервал запираания основного ключа S при нулевом токе

Этот интервал начинается при включении вспомогательного ключа Sa1 по окончании интервала проводимости основного ключа S.

При этом между конденсатором C1 и индуктивностью основной обмотки w1 резонансного дросселя L1 начинается колебательный процесс с круговой частотой $\omega_{p1} = 1/\sqrt{L_1 C_1}$.

При этом в основном ключе S появляется дополнительный ток, направленный встречно по отношению к току нагрузки I_H :

$$\begin{aligned} I_S(t) &= I_H - \frac{U_{C1}(\Delta t_3)}{\rho_1} \sin \omega_{p1} t \\ &= I_H - I_{w1}(\Delta t_2) \sin \omega_{p1} t. \end{aligned} \quad (48)$$

Плавное изменение тока в начале колебательного процесса обеспечивает отпирание вспомогательного ключа Sa1 при нулевом токе.

Через интервал времени Δt_5 равный четверти периода резонансной частоты ω_{p1} ток I_S снижается до нуля и основной ключ S запирается при нулевом токе. Напряжение на резонансном конденсаторе C1 снижается при этом практически до нуля.

Интервал сброса энергии, накопленной в основной обмотке w_1 резонансного дросселя L_1

При выключении вспомогательного ключа Sa_1 за счет магнитной связи между обмотками резонансного дросселя L_1 отпирается диод Da_1 , и в дополнительной обмотке w_2 появляется начальный ток, равный по величине току нагрузки

$$I_{w_2}(0) = I_n. \quad (49)$$

Между индуктивностью резонансного дросселя L_1 и резонансным конденсатором C_1 начинается колебательный процесс, в результате которого напряжение на резонансном конденсаторе C_1 начинает увеличиваться, а ток в дополнительной обмотке w_2 спадать.

В это же время ток нагрузки I_n начинает заряжать емкость резонансного конденсатора C_2 .

Плавное нарастание напряжений на резонансных конденсаторах C_1 и C_2 обеспечивают выключение вспомогательного ключа Sa_1 при нулевом напряжении.

Когда сумма напряжений резонансных конденсаторов C_1 и C_2 становится равной напряжению источника питания E , открывается диод Da_2 , и рассматриваемый интервал завершается. Длительность интервала Δt_6 можно рассчитать по формуле [4]:

$$\Delta t_6 \approx \frac{\pi \sqrt{L_1 C_1}}{2}. \quad (50)$$

Напряжение на резонансном конденсаторе C_1 в конце интервала Δt_6 определяется выражением:

$$U_{C_1}(\Delta t_6) \approx \rho_1 I_n. \quad (51)$$

Интервал разряда резонансного конденсатора C_1 и заряда резонансного конденсатора C_2 до напряжения источника питания E

После отпираания диода Da_2 ток нагрузки начинает замыкаться по цепи параллельно соединения резонансных конденсаторов C_1 и C_2 . При этом резонансный конденсатор C_2 продолжает заряжаться, а резонансный конденсатор C_1 начинает разряжаться.

При увеличении напряжения на резонансном конденсаторе C_2 до напряжения источника питания E , резонансный конденсатор C_1 полностью разряжается. При этом отпирается противофазный диод D , на который переключается ток нагрузки I_n .

Длительность интервала Δt_7 определяется по формуле:

$$\Delta t_7 = \frac{(C_7 + C_8)}{I_n} \cdot U_{C_1}(\Delta t_6). \quad (52)$$

По завершении интервала Δt_7 токи и напряжения на всех элементах составного РК возвращаются

к начальным значениям, и цикл коммутаций завершается.

Выводы

1. Наиболее оптимальным решением, позволяющим реализовать режим действительно нулевых напряжений и токов при коммутации, является применение составных РК с последовательно – параллельным LCC контуром.

2. В процессе коммутации составных РК с последовательно – параллельным LCC контуром необходимо контролировать напряжение на конденсаторе в последовательной LC -цепи. При величине напряжения на данном конденсаторе больше половины от начального напряжения на закрытом ключе, выходная емкость основного ключа не может быть разряжена до нуля.

3. Предложены три схемных способа решения проблемы: ограничение амплитуды напряжения, дополнительный перезаряд и шунтирование конденсатора в последовательной LC -цепи.

4. Рассмотрены алгоритмы работы составного РК и представлен аналитический расчет основных интервалов коммутаций.

5. Корректность теоретических расчетов подтверждена экспериментальными диаграммами полного цикла коммутаций для каждой из схем.

Работа выполнена на кафедре Промышленной электроники "НИУ "МЭИ" при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 16-07-00358).

Литература

1. Воронин П.А., Воронин И.П. Составные резонансные ключи // Электротехника, 2014, № 2, С. 44–49.
2. Hey H., Stein C. A True ZCZVT Commutation Cell for PWM Converters. IEEE Applied Power Electronics Conference, pp. 1070–1076, 1998.
3. Li Y., Lee F., Boroyevich D. A three-phase soft-transition inverter with a novel control strategy for zero-current and near-zero-voltage switching. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 16, no. 5, pp. 710–723, 2001.
4. Bodur H., Bakan A. A New ZVT–ZCT–PWM DC–DC Converter. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 19, no.3, pp. 676–684, 2004.

Воронин Павел Анатольевич, к.т.н., доцент кафедры промышленной электроники "НИУ "МЭИ", тел: +7(925) 143-40-11; e-mail: voroninpa@list.ru;

Воронин Игорь Павлович, к.т.н., старший преподаватель кафедры промышленной электроники "НИУ "МЭИ"; +7(915) 486-13-65; e-mail: phd.voronin@gmail.com.

Д. О. Варламов, В. Г. Еременко, Д. М. Якунов

МОДЕЛИРОВАНИЕ УСТРОЙСТВА БАЛАНСИРОВКИ НА ПОВЫШАЮЩИХ DC/DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ДЛЯ LiFePO_4 АККУМУЛЯТОРНОЙ БАТАРЕИ

D. O. Varlamov, V. G. Eremenko,
D. M. Yakunov

В статье описана модель устройства балансировки на повышающих DC/DC преобразователях, созданная в программе MATLAB Simulink. Рассматриваются результаты моделирования разбалансированной батареи при наличии в ней дефектного аккумулятора.

Ключевые слова: устройство балансировки на DC/DC преобразователях, моделирование в MATLAB Simulink, литий-железо-фосфатная аккумуляторная батарея.

Simulation of a LiFePO_4 battery cell-to-battery balance based on boost DC/DC converters

The paper describes a model of a cell-to-battery balancer based on boost DC/DC converters developed in MATLAB Simulink. It considers simulation results of unbalanced battery simulation in the presence of one defective cell.

Key words: cell-to-battery balancer, simulation in Matlab Simulink, LiFePO_4 battery.

Как известно, автономную работу батарей на электротранспорте, состоящих из ряда последовательно соединенных аккумуляторов, всегда ограничивает аккумулятор с минимальной емкостью. В идеале, в батарею требуется очень точный подбор аккумуляторов. Однако это часто невозможно, и более того, по мере старения батарей ситуация ухудшается. Применение пассивной балансировки позволяет выровнять степени заряда аккумуляторов, но не позволяет скомпенсировать различие в их емкостях.

Для компенсации различия в емкостях аккумуляторов, может быть применена активная балансировка, которая позволяет проводить перераспределение энергии между отдельными аккумуляторами. Это приводит к тому, что емкость батареи больше не ограничивается аккумулятором с наименьшей емкостью.

В соответствии с анализом, проведенном в источнике [1], наиболее простым и эффективным методом активной балансировки является передача энергии от наиболее заряженных аккумуляторов в батарею, посредством повышающих DC/DC преобразователей. Силовая схема такого устройства балансировки представлена на рис. 1

Допустим, в этой схеме, аккумулятор Cell13 имеет наименьшую степень заряда. В этом случае производится коммутация ключей S1, S2 и S4 с заданной частотой и аккумуляторы Cell11, Cell12 и Cell14 разряжаются на первичные обмотки соответствующих трансформаторов T1, T2 и T4. Каждый трансформатор схемы является повышающими с коэффициентом трансформации, равным 5. Напряжения на вторичных обмотках окажутся выше напряжения батареи, и энергия с них через диоды VD1, VD2, VD4 начнет передаваться на заряд аккумуляторной батареи.

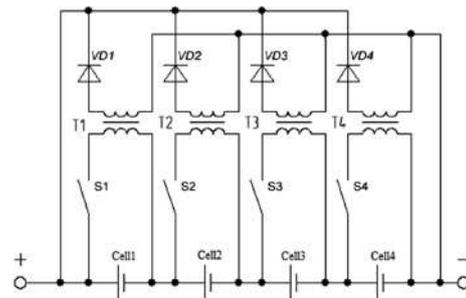


Рис. 1. Силовая схема устройства балансировки на повышающих DC/DC преобразователях

По такому методу, например, работают устройства балансировки на основе чипа LT8584 [2], выпускаемого компанией *Linear Technology*.

Моделирование устройства балансировки аккумуляторной батареи

Для анализа работы устройства балансировки на повышающих DC/DC преобразователях авторами статьи была разработана модель этого устройства (рис. 2) в программе *Matlab Simulink* и произведено его моделирование с LiFePO_4 батареей, состоящей из четырех аккумуляторов *HeadWay38120L* емкостью 10 А·ч (рис. 3). На основе результатов испытаний этих аккумуляторов (представленных в источнике [3]), была скорректирована стандартная модель аккумулятора программы *MATLAB Simulink* (описание подобной коррективы имеется в источнике [4]).

Цель разряда и заряда батареи

Разряд батареи в разработанной модели осуществляется при подключении к батарее нагрузки R_{load} посредством открытия силового ключа *SwitchL* (рис. 2). Для того, чтобы аккумулятор разряжался током 10 А, значение сопротивления R_{load} определим по

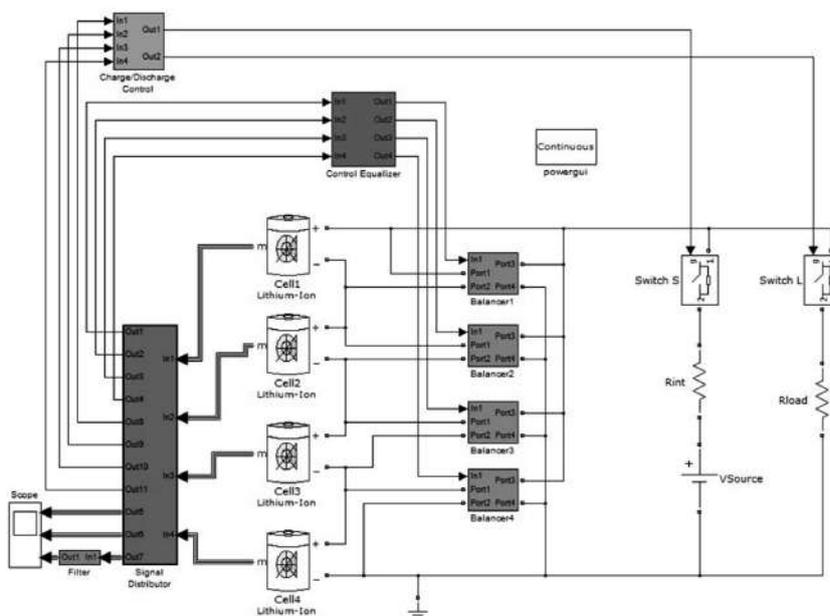


Рис. 2. Модель устройства балансировки на повышающих DC/DC преобразователях

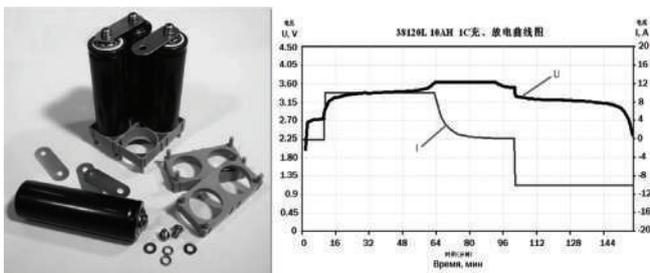


Рис. 3. Внешний вид батареи Headway и зарядно-разрядная характеристика аккумулятора 38120L

формуле:

$$R_{load} \approx \frac{U_{cp_разр} \cdot n}{I_{разр}} = \frac{3,15 \cdot 4}{10} = 1,26 \text{ [Ом]}, \quad (1)$$

где $U_{cp} = 3,15 \text{ [В]}$ – среднее напряжение $LiFePO_4$ аккумулятора под нагрузкой током $I_{разр} = 10 \text{ А}$, n – количество аккумуляторов в батарее.

Заряд батареи осуществляется при подключении к ней источника напряжения $VSource$ (20 В) с внутренним сопротивлением $Rint$ посредством открытия силового ключа $SwitchS$. Значение сопротивления $Rint$, которое следует установить в модели, приблизительно можно определить по формуле:

$$R_{int} \approx \frac{U_{source} - U_{cp_зар} \cdot n}{I_{зар}} = \frac{20 - 3,3 \cdot 4}{10} = 0,68 \text{ [Ом]}, \quad (2)$$

где $U_{cp_зар} = 3,3 \text{ [В]}$ – среднее напряжение заряда $LiFePO_4$ аккумулятора током $I_{зар} = 10 \text{ А}$.

Значения сопротивлений всех силовых ключей на схеме модели в открытом состоянии выбраны одинаковыми и равными 1 мОм, как у лучших современных $MOSFET$.

Описание блоков схемы модели

Блок **Signal Distributor** (рис. 4) выполняет следующее распределение сигналов:

- через входы $In1-3$ получает информацию о степени заряда, величине напряжении и тока всех аккумуляторов;
- направляет сигналы с информацией о степени заряда аккумуляторов в блок **Control Equalizer** через выходы $Out1-4$.
- направляет сигналы с информацией о степени заряда, величине напряжения и тока на осциллограф через выходы $Out5-7$.
- направляет сигналы с информацией о напряжении на аккумуляторах в блок **Charge/Discharge Control** через выходы $Out8-11$.

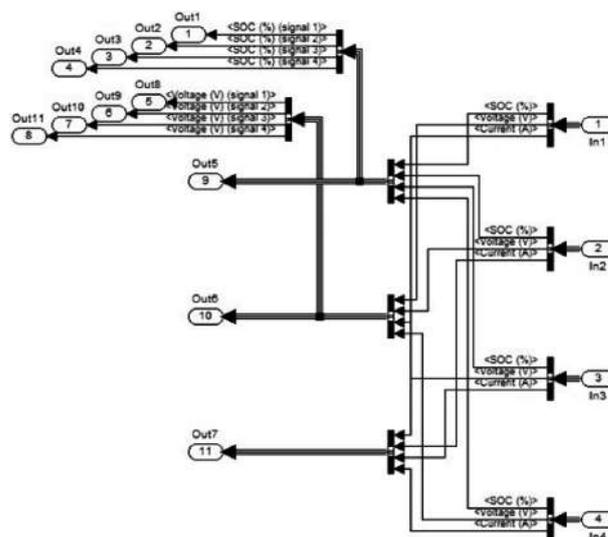


Рис. 4. Блок Signal Distributor

Блок Charge/Discharge control (рис. 5) через выходы Out1 и Out2 управляет зарядом и разрядом батареи. Алгоритм работы подсистемы следующий.

Когда (при разряде) напряжение на каком либо аккумуляторе опустится ниже допустимого уровня (2 В), подсистема отключит нагрузку и подключит источник напряжения, посылая сигналы лог. “1” и лог. “0”, соответственно с выходов Out1 и Out2.

Когда (при заряде) напряжение на каком либо аккумуляторе превысит допустимый уровень (3,6 В), подсистема отключит батарею от источника напряжения и подключит нагрузку, посылая сигналы лог. “0” и лог. “1”, соответственно с выходов Out1 и Out2.

После окончания каждого заряда/разряда батареи, перед следующим этапом разряда/заряда выдерживается пауза в 5 мин (300 с).

Каждый из четырех идентичных блоков Balancer1-4 (рис. 2) содержит трансформатор с соотношением витков первичной и вторичной обмоток, равным 5 (рис. 6). Первичная обмотка трансформатора коммутируется силовым ключом Switch1, управляемым через вход In1 к аккумулятору, подключенному к Port1-2. Вторичная обмотка через Port3 подключается к “+”, а через Port4 к “-” батареи. Для предотвращения разряда батареи на вторичную обмотку трансформатора используется диод. Мощность трансформатора подобрана таким образом, чтобы

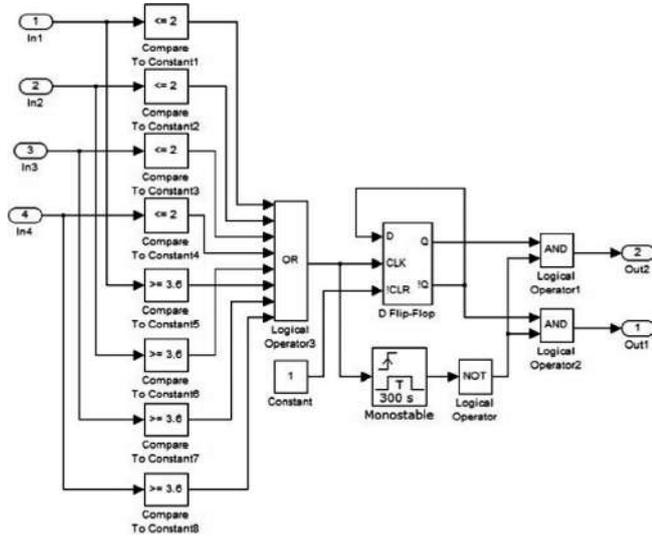


Рис. 5. Блок Charge/Discharge control

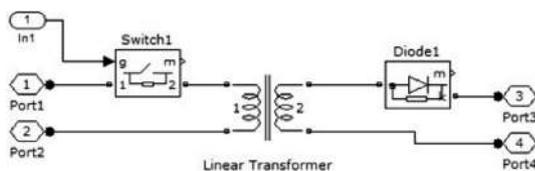


Рис. 6. Блок Balancer

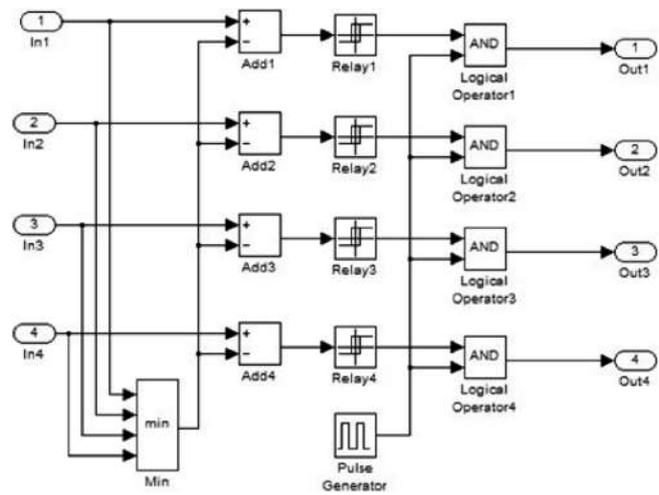


Рис. 7. Блок Balancer Control

балансирующий ток $I_{\text{баланс}}$ составлял 2 А, как в схеме на основе чипа LT8584 [2].

Блок Balancer Control (рис.7) управляет подключением к аккумуляторам Cell1-4 балансирующих блоков Balancer1-4. Частота этого подключения задается компонентом Pulse Generator.

На входы In1-4 приходит информация о степени заряда аккумуляторов Cell1-4 и на компонентах Add1-4 производится расчет:

$$\Delta Q_i = Q_i - Q_{\min},$$

где Q_i – степень заряда для i -го входа, Q_{\min} – минимальная степень заряда среди всех входов (определенная компонентом Min), ΔQ_{\min} – дельта степени заряда для i -го входа.

Для минимизации ΔQ_i блок Balancer Control будет коммутировать i -й балансирующий блок на i -й аккумулятор.

Если ΔQ_i уменьшится до 0%, на выходе i -го компонента Relay установится логический ноль и работа i -го балансирующего блока будет заблокирована через i -й компонент Logical Operator.

Если ΔQ_i увеличится до 1%, то на выходе i -го компонента Relay установится логическая единица и работа i -го балансирующего блока через i -й компонент Logical Operator будет разблокирована.

Блок Filter (рис. 8) используется для сглаживания пульсаций балансирующих токов, путем пропускания значений токов аккумуляторов через апериодические звенья TransferFcn1-4. Таким образом, на выход блока приходят усредненные значения балансирующих токов.

Блок Powergui представляет собой графический интерфейс пользователя пакета моделирования энергетических систем. Он необходим для задания типа и параметров моделирования (шаг интегрирования). Его параметры были выбраны по умолчанию.

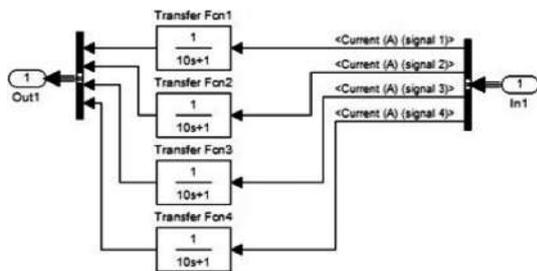


Рис. 8. Блок Filter

Получение и анализ результатов моделирования

Моделирование было проведено для двух условий.

– В первом условии производится полный заряд и полный разряд аккумуляторов Cell11–Cell14, степени заряда которых на момент начала моделирования составляют, соответственно 5%, 10%, 15% и 20% (дельта степеней заряда $\Delta SOC = 15\%$). Емкости всех аккумуляторов одинаковы и составляют $C_{\text{бат}} = 10 \text{ А} \cdot \text{ч}$.

– Во втором условии производится полный разряд и полный заряд последовательной цепи аккумуляторов батареи, один из аккумуляторов (Cell13) считается дефектным и обладающим на 50% меньшей емкостью, чем у других аккумуляторов.

Для обоих условий разрядный и зарядный токи равны и составляют $1 \cdot C_{\text{бат}} = 10 \text{ А}$.

Результаты моделирования для первого условия, представлены на рис. 9. Характеристики аккумуляторов Cell11–Cell14 отмечены номерами с 1 по 4. На первом интервале заряда (который отмечен на рисунке, как “инт1”), ко всем аккумуляторам, кроме Cell11 подключены балансировки, которые забирают избыток энергии и отдают его в батарею. Как видно из рисунка, первый аккумулятор заряжается током 11 А, а три других – 9 А. К концу первого/началу второго интервала степень заряда первого аккумулятора сравнивается со степенью заряда второго и балансир от него отключится. К началу третьего интервала балансир отключится от третьего аккумулятора, а к началу четвертого – от четвертого аккумулятора. Таким образом, выравнивание степеней заряда с точностью до 1%



Рис. 9. Графики зарядно-разрядной характеристики несбалансированной LiFePO₄ аккумуляторной батареи с устройством балансировки на повышающих DC/DC преобразователях

достигается к началу четвертого интервала через 2700 с после начала моделирования.

Время, за которое будет произведена балансировка батареи, может быть найдено по формуле:

$$t_{\text{баланс}} = \frac{C_{\text{бат}} \cdot \Delta SOC}{I_{\text{баланс}} \cdot 100} \cdot 3600 = \frac{10 \cdot 0,15}{2} \cdot 3600 = 2700 \text{ с.}$$

Полученное по формуле значение соответствует значению, полученному при моделировании.

После завершения заряда батареи и паузы в 300 с, начинается разряд полностью заряженной и сбалансированной батареи током 10А, продолжительность которого составляет 3570 с.

Результаты моделирования для второго условия, представлены на рис. 10. Характеристики аккумуляторов Cell11–Cell14 отмечены номерами с 1 по 4. На рис. 10а изображены графики разряда и заряда батареи, в которой емкость одного из аккумуляторов меньше на 50% чем у других. Как видно из графиков, время разряда батареи в этом случае составит 1750 с, так как оно будет ограничено аккумулятором с наименьшей емкостью.

Время, за которое будет разряжена батарея без устройства балансировки, может быть найдено по формуле:

$$t_{\text{разр}} = \frac{C_{\text{аккумулятор_мин}}}{I_{\text{разр}}} \cdot 3600 = \frac{5}{10} \cdot 3600 = 1800 \text{ с.}$$

Полученное по формуле значение расходится со значением, полученному при моделировании менее чем в 3%.

На рис. 10б изображены графики разряда и заряда той же батареи, только работающей в паре с устройством балансировки на повышающих DC/DC преобразователях. Как видно из графиков, при разряде батареи ко всем аккумуляторам, кроме Cell3 подключены балансировки, которые забирают избыток энергии и отдают его в батарею. Третий аккумулятор разряжается током 9 А, а три других током 11 А. Время разряда батареи в этом случае составит 1980 с (т. е. увеличится почти на 12%), так как оно больше не будет ограничиваться аккумулятором с наименьшей емкостью.

Время, за которое будет разряжена батарея с использованием устройства балансировки, может быть найдено по формуле:

$$t_{\text{разр}} = \frac{C_{\text{аккумулятор_мин}}}{I_{\text{разр}}} \cdot 3600 = \frac{5}{9} \cdot 3600 = 2000 \text{ с.}$$

Полученное по формуле значение, расходится со значением, полученном при моделировании менее чем в 1%.

На рис. 10б после пятиминутной паузы начинается заряд батареи. Поскольку емкость аккумулятора Cell13 уменьшена на 50%, он заряжается быстрее чем другие

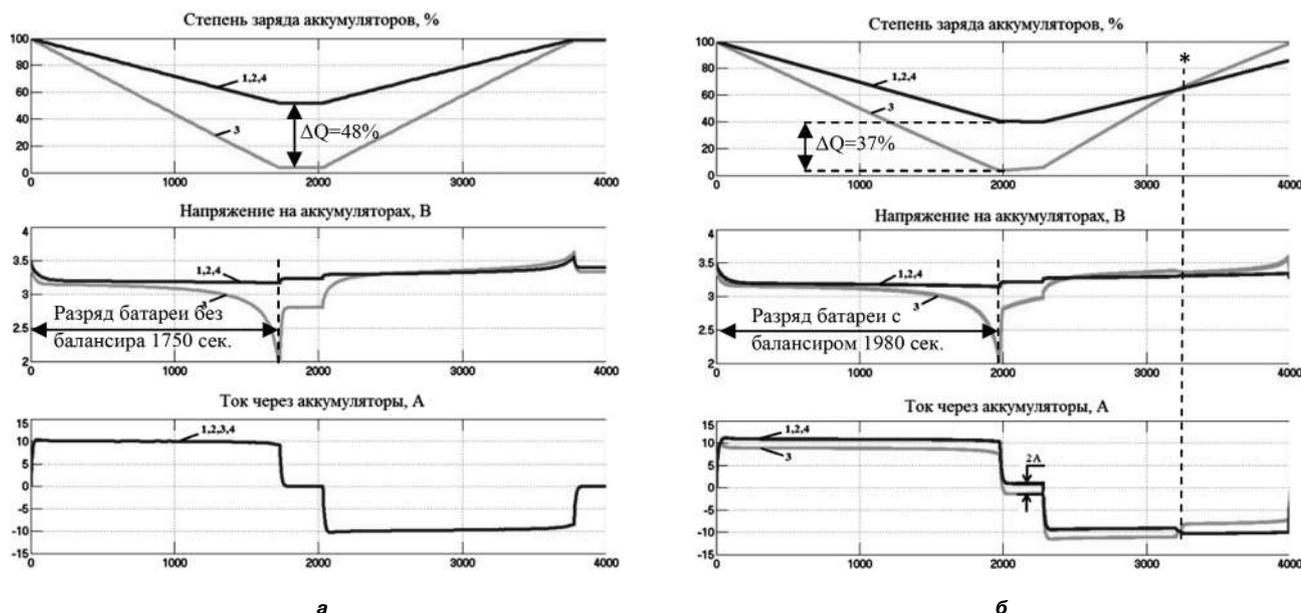


Рис. 10. Графики зарядно-разрядной характеристики LiFePO_4 аккумуляторной батареи: а – без устройства балансировки; б – с устройством балансировки на повышающих DC/DC преобразователях (у одного из аккумуляторов емкость уменьшена в два раза)

аккумуляторы и на 3240 секунде (Этот момент обозначен вертикальной пунктирной линией и символом “*”) с начала моделирования его степень заряда становится выше чем у других аккумуляторов в батарее. В следствии этого, блок Balancer Control отключает балансиры от аккумуляторов Cell1, Cell2 и Cell4, а к аккумулятору Cell3 – подключает.

Выводы

– В приведенной статье показана возможность создания модели устройства балансировки на повышающих DC/DC преобразователях и описана ее работа с LiFePO_4 аккумуляторной батареей.

– На основе полученных при заданных условиях результатов моделирования можно увидеть что активное устройство балансировки не только производит выравнивание степеней зарядов аккумуляторов в батарее, но за счет перераспределения энергии между аккумуляторами способно увеличивать время разряда батареи.

Литература

1. Davide Andrea. Battery management Systems for Large Lithium-Ion Battery Packs/Artech House, 685 Canton Street, Norwood, MA 02062/ 2010.

2. <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/8584fb.pdf>.

3. <http://www.commutercars.com/downloads/downloadsHeadway38120Sspec.pdf>.

4. Варламов Д. О., Еременко В. Г. Моделирование резистивного устройства балансировки напряжений аккумуляторной батареи. – “Электротехника”, 2011, С. 44–50.

Варламов Дмитрий Олегович, старший преподаватель Университета Машиностроения, кафедры “Автомобильное электрооборудование”, тел.: +7(499)163-51-56, e-mail: varlamovd@mail.ru;

Якунов Дмитрий Михайлович, инженер Государственного научного центра Российской Федерации ФГУП “НАМИ”, тел.: +7(916) 465-44-12, e-mail: dmitry.yakunov@nami.ru;

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

В. И. Колосов, Е. В. Васечко

СНИЖЕНИЕ НИЗКОЧАСТОТНЫХ ПУЛЬСАЦИЙ ВХОДНОГО ТОКА ИНВЕРТОРОВ С ДВОЙНЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ

V. I. Kolosov,
E. V. Vasechko

Low-Frequency Input Current Ripples Reduction
in Inverters with Double Conversion

Исследованы процессы в двухступенчатой DC-DC/DC-AC структуре инвертора, связанные с наличием низкочастотных пульсаций входного потребляемого тока. Предложена простая модель, отражающая влияние промежуточного емкостного накопителя энергии на размер пульсаций. Показаны временные диаграммы токов емкостного накопителя и пульсаций. Приведены графические зависимости, позволяющие оценить размер пульсаций и дополнительные потери мощности, обусловленные их наличием. Предложен компенсационный метод снижения пульсаций входного тока в одноконтурной системе стабилизации напряжения на емкостном накопителе, позволяющий достичь значительного подавления пульсации тока при минимальных технических затратах и без ухудшения быстродействия системы.

Ключевые слова: DC-DC преобразователь, инвертор, низкочастотные пульсации тока.

The authors study processes in a two-stage DC-DC/DC-AC inverter structure, associated with the presence of input current low-frequency ripples. A rather simple model indicating the effect of intermediate capacitive storage on the ripples magnitude is offered. The paper presents capacitive storage and ripples waveforms. It presents also the curves allowing evaluate ripples magnitude and additional power losses, caused by this ripples. The paper offers compensational method for input current ripples reduction in one-loop voltage stabilization system based on capacitive storage. This method allows reaching substantial ripples suppression with minimum technical expenses without system response speed derating.

Key words: DC-DC converter, inverter, low-frequency current ripples.

Назначение современных инверторов состоит в преобразовании электроэнергии от источников постоянного тока, таких как аккумуляторы, солнечные батареи, водородные топливные элементы или тестируемое преобразовательное оборудование, в переменный ток и передаче ее к потребителям или в промышленную сеть [1].

Традиционно инверторы с двойным преобразованием содержат в своем составе DC-DC и DC-AC ступени. Первая DC-DC ступень преобразования приводит рабочий диапазон входного постоянного напряжения к фиксированному уровню напряжения, достаточному для формирования из него во второй DC-AC ступени переменного напряжения с заданными значениями амплитуды и частоты.

Синусоидальная форма выходного тока инверторов низкой промышленной частоты (50 Гц) является первопричиной того, что ток, потребляемый DC-AC ступенью, имеет пульсирующую синусоидальную форму, которая вызывает появление в DC-DC ступени нежелательных низкочастотных (НЧ) пульсаций (100 Гц) входного тока. Эти НЧ пульсации, присутствующие как составляющая входного потребляемого тока инвертора, оказывают негативное влияние на источники постоянного тока, от которых осуществляется электропитание. Так, повышенный уровень пульсаций потребляемого тока приводит к дополнительному разогреву и нагрузке электродов аккумуляторов и водородных топливных элементов и, как следствие, к сокращению срока службы и эффективности их работы [2, 3].

Поэтому для водородных топливных элементов рекомендуется [4] ограничивать относительное значение НЧ пульсаций потребляемого тока на уровне до 10%. Кроме того, пульсирующая форма тока обуславливает увеличение его действующего значения и вызывает дополнительные потери мощности в DC-DC ступени самих инверторов.

Вопросу снижения НЧ пульсаций входного тока инверторов посвящено достаточно много публикаций. В части из них предлагаются аппаратные методы, которые сводятся к применению дополнительных активных фильтров на входе или выходе DC-DC ступени преобразования [2, 3, 5]. Недостатком аппаратных методов является усложнение устройств, а также увеличение их габаритов, веса и стоимости. Более перспективными следует признать методы, использующие для подавления пульсаций функциональное управление преобразователями [4, 6].

Постановка задачи

Структура инвертора с двойным преобразованием представлена на рис. 1, где формы токов на входе и выходе ступеней иллюстрируют путь появления пульсаций во входном токе инвертора I_{in} . Между ступенями присутствует промежуточный емкостный накопитель энергии C , который компенсирует мгновенную разницу между постоянной во времени входной мощностью DC-DC ступени и мощностью, отбираемой DC-AC ступенью и изменяющейся с удвоенной частотой выходного напряжения инвертора [1].

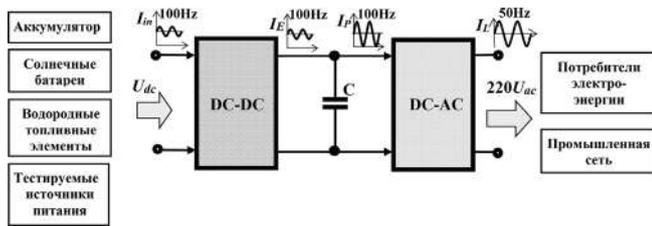


Рис. 1. Структура инвертора с двойным преобразованием

Известно, что величина емкости накопителя энергии C оказывает влияние на размер НЧ пульсаций входного тока DC-DC ступени [1, 7].

Однако, количественная оценка этого влияния исследовалась в работах без учета характера выходного сопротивления DC-DC ступени и поэтому недостаточно точно отражает реально существующую зависимость. Кроме того, не исследовалось влияние емкости накопителя энергии C на составляющую мощности потерь в DC-DC ступени, обусловленную соотношением действующего и среднего значений входного тока.

Основной целью данной работы является создание модели, описывающей поведение НЧ пульсаций входного тока инвертора при вариации ее параметров, а также раскрытие в этой модели механизма действия компенсационного метода управления, как одного из возможных путей снижения пульсаций.

Анализ процессов

Рассмотрим схему замещения (рис. 2), которая получена путем замены элементов двухступенчатой структуры (рис.1). В ней DC-DC ступень преобразования представлена источником постоянного напряжения E с внутренним сопротивлением Z , а ступень DC-AC заменена потребителем пульсирующего тока P .

Для простоты считаем, что инвертор работает на активную нагрузку.

Тогда выходная мощность DC-AC ступени $P(t)$ в установившемся режиме имеет пульсирующую синусоидальную форму и содержит постоянную и переменную составляющие:

$$P(t) = P_{rms} (1 - \cos 2\omega_0 t), \tag{1}$$

где P_{rms} – действующее значение активной мощности; ω_0 – круговая частота выходного напряжения инвертора.

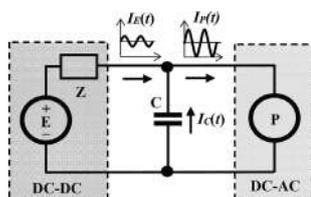


Рис. 2. Схема замещения двухступенчатой структуры

Потребляемый ток $I_P(t)$ также имеет пульсирующую форму, содержащую постоянную и переменную составляющие аналогично выражению (1), что следует из баланса мощностей на входе и выходе DC-AC ступени. При условии отсутствия потерь преобразования в этой ступени и учитывая, что амплитуда переменной составляющей напряжения U_{Cm} на конденсаторе C значительно меньше постоянного напряжения $U_{C,dc}$ на нем, потребляемый ток $I_P(t)$ приближенно представляется выражением:

$$I_P(t) = \frac{P(t)}{U_{C,dc}} = I_{P,dc} - I_{Pm} \cdot \cos 2\omega_0 t. \tag{2}$$

Поскольку пульсирующие токи потребления на входе I_{in} и выходе I_E DC-DC ступени имеют примерно равную пропорцию переменной и постоянной составляющих, то при анализе достаточно исследовать поведение переменной составляющей пульсирующего тока $I_E(t)$ только на выходе ступени.

Это позволяет ограничиться упрощенной схемой замещения для переменного тока с частотой пульсаций $\omega = 2\omega_0$ (рис. 3).

Здесь источник постоянного напряжения E исключается, поскольку является короткозамкнутым для переменного тока, а переменный ток $I_Z(t)$, протекающий через внутреннее сопротивление Z источника, соответствует переменной составляющей пульсирующего выходного тока $I_E(t)$. Переменная составляющая тока $I_P(t)$ потребителя P представлена переменным током эквивалентного источника G :

$$I_G(t) = I_{Gm} \cdot \cos \omega t = I_{Pm} \cdot \cos \omega t. \tag{3}$$

Внутреннее сопротивление Z является комплексным и представлено на схеме замещения в виде активной и индуктивной составляющих: $Z = R + j\omega L$. Активно-индуктивный характер Z определен путем исследования осциллограмм токов $I_G(t)$, $I_Z(t)$, $I_C(t)$ в экспериментальном образце инвертора при разомкнутой цепи обратной связи по выходному напряжению DC-DC ступени. Принятый характер выходного сопротивления DC-DC ступени подтверждается также результатами работ [4, 8].

Параметры полученной модели описываются следующим образом.

В соответствии с первым законом Кирхгофа, питающий ток I_G (рис. 3) распределяется между ветвями сопротивления Z и конденсатора C с образованием комплексных токов:

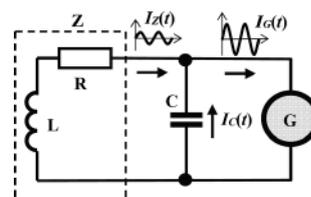


Рис. 3. Упрощенная схема замещения для переменного тока

$$i_Z = \frac{I_G}{1 - \omega^2 LC + j\omega RC};$$

$$i_C = I_G \cdot \frac{-\omega^2 LC + j\omega RC}{1 - \omega^2 LC + j\omega RC}.$$
(4)

Отсюда нормированные относительно амплитуды $I_{Gm}=1$ модули, а также аргументы комплексных токов ветвей сопротивления Z и конденсатора C описываются:

$$I_Z^* = \frac{I_{Zm}}{I_{Gm}} = \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega RC)^2}};$$

$$I_C^* = \frac{I_{Cm}}{I_{Gm}} = \sqrt{\frac{(\omega^2 LC)^2 + (\omega RC)^2}{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega RC)^2}};$$

$$\varphi_Z = -\arctg\left(\frac{\omega RC}{1 - \omega^2 LC}\right);$$

$$\varphi_C = -\arctg\left(\frac{\omega RC}{\omega^2 LC}\right) - \arctg\left(\frac{\omega RC}{1 - \omega^2 LC}\right).$$
(5)

Временные зависимости токов $I_Z(t)$, $I_C(t)$ в нормированном виде можно представить:

$$I_Z^*(t) = I_Z^* \cdot \cos(\omega t + \varphi_Z);$$

$$I_C^*(t) = I_C^* \cdot \cos(\omega t + \varphi_C).$$
(6)

На рис. 4, 5 приведены нормированные временные диаграммы питающего тока $I_G(t)$ по выражению (3), а также токов $I_Z^*(t)$, $I_C^*(t)$ по выражениям (6), с помощью которых можно проследить влияние емкости конденсатора для двух значений $C = 1$ мФ и $C = 5$ мФ при $L = 4$ мГн, $R = 2$ Ом. Из диаграмм на рис. 4 видно, что при емкости $C = 1$ мФ амплитуда тока конденсатора $I_C^*(t)$ превышает амплитуду питающего тока $I_G(t)$ и это свидетельствует о присутствии резонансных явлений. Отличие амплитуды и фазовый сдвиг емкостного тока $I_C^*(t)$ относительно питающего $I_G(t)$ определяет появление тока пульсации $I_Z^*(t)$ как векторной разности двух токов. При увеличении емкости конденсатора до $C = 5$ мФ (рис. 5) диаграммы токов $I_C^*(t)$, $I_G(t)$ сближаются, что приводит к снижению тока пульсаций $I_Z^*(t)$.

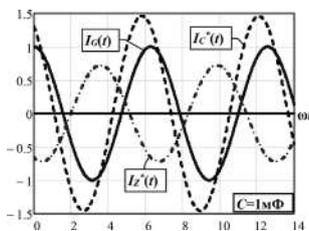


Рис.4. Нормированные временные диаграммы питающего тока $I_G(t)$, тока конденсатора $I_C^*(t)$ и тока пульсаций $I_Z^*(t)$ при емкости конденсатора $C = 1$ мФ

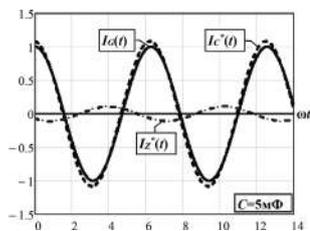


Рис.5. Нормированные временные диаграммы питающего тока $I_G(t)$, тока конденсатора $I_C^*(t)$ и тока пульсаций $I_Z^*(t)$ при емкости конденсатора $C = 5$ мФ

Традиционно значение емкости промежуточного конденсатора C выбирают исходя из допустимой амплитуды напряжения пульсаций U_{Cm} при заданной выходной мощности P_{rms} по формуле [1, 7]:

$$C = \frac{P_{rms}}{2 \cdot \omega_0 \cdot U_{Cm} \cdot U_{C.dc}} = \frac{I_{Gm}}{2 \cdot \omega_0 \cdot U_{Cm}}.$$
(7)

При этом следует соблюдать ограничение на максимальный размер тока пульсаций через конденсатор, действующее значение которого не должно превышать предельно-допустимый уровень при рабочей температуре окружающей среды [9].

Формула (7) выведена для предполагаемого предельного случая, когда амплитуда тока пульсаций через конденсатор принимает максимальное значение.

Такое значение достигается, если весь питающий ток $I_G(t)$ протекает только через конденсатор C , то есть $I_C(t) = I_G(t)$, а ток $I_Z(t)$ отсутствует.

Однако реальное присутствие тока $I_Z(t)$ в цепи с активно-индуктивным сопротивлением Z , может создать условия, при которых амплитуда тока конденсатора I_{Cm} может превысить амплитуду питающего тока I_{Gm} . Это обусловлено тем, что активно-индуктивное сопротивление Z совместно с емкостным сопротивлением промежуточного конденсатора C образуют резонансный контур с собственной частотой $\omega_r = 1/(LC)^{0.5}$.

Резонансные проявления в модели (рис. 3) иллюстрируются на рис.6, 7, где показаны зависимости нормированных амплитуд токов I_Z^* и I_C^* по выражениям (5) от емкости промежуточного конденсатора C при $L = 4$ мГн и различных значениях сопротивления $R = 1; 1,5; 3$ и 10 Ом.

Как видно, в определенной области значений емкости C наблюдается резонансный подъем амплитуд токов I_Z^* и I_C^* , который имеет тенденцию к возрастанию с уменьшением значения сопротивления R .

Игнорирование обнаруженных резонансных явлений в условиях отсутствия информации о значениях параметров L и R внутреннего сопротивления Z может привести к неправильному выбору емкости промежуточного конденсатора C при использовании формулы (7). Вследствие этого ток пульсаций через конденсатор может превысить предельно-допустимое

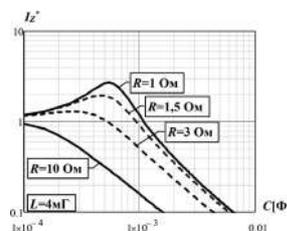


Рис.6. Зависимости амплитуды пульсаций тока I_Z^* от величины емкости конденсатора C при $L = 4$ мГн и различных значениях сопротивления R

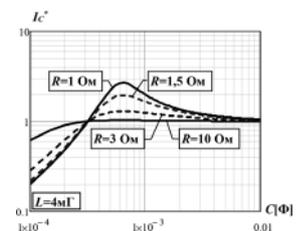


Рис.7. Зависимости амплитуды тока I_C^* через конденсатор C от величины его емкости при $L = 4$ мГн и различных значениях сопротивления R

значение, причем такой факт останется скрытым от разработчика. Если, например, емкость конденсатора в результате расчета по формуле (7) равна $C = 1$ мФ, то при выходном сопротивлении Z с параметрами $L = 4$ мГн и $R = 1$ Ом, как следует из кривой на рис. 7, можно ожидать более чем двукратное увеличение амплитуды тока через конденсатор.

Для правильного выбора емкости конденсатора C предлагается воспользоваться формулой нормированной амплитуды пульсаций напряжения на конденсаторе, которая учитывает резонансные явления, связанные с наличием элементов L и R :

$$U_C^* = \frac{U_{Cm}}{I_{Gm}} = \sqrt{\frac{R^2 + (\omega L)^2}{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega RC)^2}}. \quad (8)$$

Отсюда значение емкости для допустимой амплитуды пульсаций напряжения U_C^* :

$$C = \frac{\sqrt{[(\omega L)^2 + R^2]^2 - (RU_C^*)^2} + \omega LU_C^*}{\omega U_C^* \cdot [(\omega L)^2 + R^2]}. \quad (9)$$

Количественно требуемое значение емкости, рассчитанное по выражению (9), при $L = 4$ мГн, $R = 1$ Ом по сравнению с расчетом по формуле (7) увеличивается в 1,5 раза.

Для удобства представим размер пульсаций тока $I_Z(t)$, протекающего через внутреннее сопротивление Z , в относительном виде, как отношение амплитуды I_{Zm} по выражению (5) к постоянной составляющей потребляемого тока $I_{P,dc}$ из выражения (2):

$$\delta I_Z = \frac{I_{Zm}}{I_{P,dc}}. \quad (10)$$

На рис. 8 приведены графические зависимости относительной амплитуды пульсаций тока (10) от значения емкости конденсатора C при $L = 4$ мГн для двух значений $R = 2$ Ом и $R = 18$ Ом.

Из кривых следует, что снижение пульсаций может быть достигнуто двумя путями: увеличением емкости конденсатора C или увеличением сопротивления R .

Используя первый путь (вдоль кривой 1), при ис-

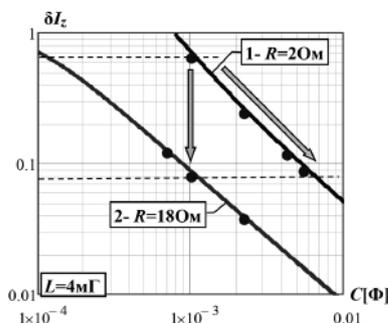


Рис. 8. Зависимости относительной амплитуды пульсаций тока δI_Z от значения емкости конденсатора C

ходном значении емкости $C = 1$ мФ и $R = 2$ Ом для снижения пульсаций тока в 8 раз требуется существенное увеличение емкости конденсатора до значения $C = 6$ мФ.

Такое увеличение емкости промежуточного конденсатора C (рис. 1), с учетом высокого рабочего напряжения на нем (350...400) В приведет к значительному и неоправданному увеличению габаритов, веса и стоимости конденсатора.

Снижение пульсаций до такого же уровня можно достигнуть путем вариации сопротивления R (переход от кривой 1 к кривой 2), что требует увеличения его значения до $R = 18$ Ом. Как будет показано ниже, именно этот путь предложено использовать для снижения размера пульсаций.

Пульсирующая форма выходного тока I_E и, соответственно, входного тока I_m в DC-DC ступени инвертора (рис. 1) при фиксированном среднем значении становится причиной увеличения его действующего значения и вызывает дополнительные потери мощности в элементах схемы, содержащих составляющую активного сопротивления.

Действующее значение пульсирующего тока $I_E(t)$ с учетом постоянной $I_{P,dc}$ и переменной I_{Zm} составляющих определяется:

$$I_{E,rms} = I_{P,dc} \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{2} \left(\frac{I_{Zm}}{I_{P,dc}} \right)^2}. \quad (11)$$

Относительное значение мощности потерь δP , возникающих из-за наличия пульсаций тока, можно оценить через отношение квадратов действующего значения тока (11) и его среднего значения:

$$\delta P = \left(I_{E,rms}^2 / I_{P,dc}^2 \right) - 1. \quad (12)$$

Графические зависимости относительной мощности потерь (в %) по выражению (12) от значения емкости конденсатора C при $L = 4$ мГн для двух значений $R = 2$ Ом и $R = 18$ Ом представлены на рис. 9.

Как видно, увеличение емкости конденсатора от значения $C = 1$ мФ до $C = 6$ мФ (вдоль кривой 1) приводит к снижению дополнительной мощности потерь с 26% до 0,4% (на 25,6%). Вместе с тем, такого

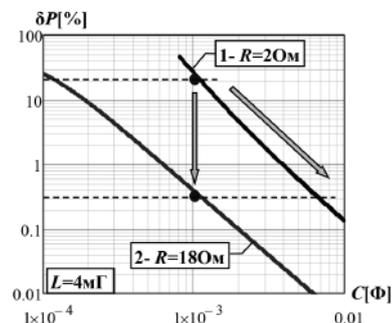


Рис. 9. Зависимости относительной мощности потерь δP от значения емкости конденсатора C

же снижения мощности потерь при исходной емкости $C = 1 \text{ мФ}$ можно достичь путем увеличения сопротивления резистора R от значения $R = 2 \text{ Ом}$ до $R = 18 \text{ Ом}$ (переход от кривой 1 к кривой 2).

Таким образом, зависимости (10), (12) предоставляют возможность при известных значениях параметров L и R выходного (внутреннего) сопротивления DC-DC ступени и емкости промежуточного конденсатора C провести оценку уровня НЧ пульсаций входного тока и дополнительной мощности потерь, вызванной наличием пульсаций.

Снижение пульсаций

Одним из возможных путей снижения НЧ пульсаций является организация двухконтурной системы управления [4, 7], в которой внутренний контур стабилизирует входной ток DC-DC преобразователя, а наружный – напряжение на выходном конденсаторе. Сигнал рассогласования наружного контура является сигналом опорного тока, с которым сравнивается значение входного тока во внутреннем контуре. В связи с тем, что напряжение на промежуточном конденсаторе C содержит НЧ пульсации, а в сигнале опорного тока они должны отсутствовать, наружный контур по напряжению выполняется с низким быстродействием и имеет узкую полосу пропускания 1...2 Гц [4].

Экспериментальная проверка такой системы управления показала, что при набросе на выходе инвертора нагрузки медленный наружный контур стабилизации по напряжению оказывается неспособным к быстрому восстановлению напряжения на промежуточном конденсаторе. По этой причине в выходном напряжении инвертора возникают нежелательные провалы, приводящие к нестабильной работе питаемого оборудования.

В связи с этим был предложен компенсационный метод снижения НЧ пульсаций входного тока в более простой одноконтурной системе стабилизации напряжения на конденсаторе. Метод обладает тем преимуществом, что позволяет ввести компенсационный сигнал в типовую систему управления при минимальных технических затратах. При этом на быстродействие одноконтурной системы введенный компенсационный сигнал влияние не оказывает.

Сущность метода удобно рассмотреть на схеме замещения рис. 10, которая получена из модели на рис. 3 путем введения в ветвь комплексного сопротивления Z зависимого источника компенсирующего напряжения U_k . Этот источник управляется сигналом, который поступает от датчика тока CS , и формирует переменное выходное напряжение, пропорциональное току в ветви, то есть $U_k(t) = k \cdot I_Z(t)$. Коэффициент пропорциональности k имеет размерность сопротивления [Ом] и поэтому выражение комплексного сопротивления приобретает вид: $Z = R + k + j\omega L$

В предложенной схеме замещения (рис. 10) нормированные амплитуды токов ветвей I_Z^* и I_C^* и напряжение на конденсаторе U_{Cm}^* определяются из уравнений,

составленных в соответствии с законами Кирхгофа, и описываются выражениями:

$$\begin{aligned} I_Z^* &= \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega^2 LC)^2 + [\omega(R+k)C]^2}}; \\ I_C^* &= \frac{\sqrt{(\omega^2 LC)^2 + [\omega(R+k)C]^2}}{\sqrt{(1 - \omega^2 LC)^2 + [\omega(R+k)C]^2}}; \\ U_{Cm}^* &= \sqrt{\frac{(R+k)^2 + (\omega L)^2}{(1 - \omega^2 LC)^2 + [\omega(R+k)C]^2}}. \end{aligned} \quad (13)$$

Сравнивая последние выражения (13) с выражениями (5), (8), видим, что коэффициент пропорциональности k входит в формулы только как слагаемое к активной составляющей R внутреннего сопротивления Z . Поэтому зависимый источник компенсирующего напряжения U_k следует рассматривать как дополнительное эквивалентное активное сопротивление переменному току, увеличение которого, как иллюстрировалось на рис.6, снижает амплитуду тока $I_Z(t)$ в этой ветви.

Предложенный компенсационный метод снижения НЧ пульсаций входного тока был реализован в экспериментальном образце инвертора по структурной схеме на рис. 11. Здесь стабилизация выходного постоянного напряжения DC-DC преобразователя выполняется типовой системой регулирования, которая содержит элемент сравнения \oplus напряжения U_C на конденсаторе C и опорного напряжения U_{ref} , пропорционально-интегральный регулятор (PI) и широтно-импульсный модулятор (PWM).

В структуру введен датчик входного тока CS с коэффициентом преобразования тока в напряжение k , переменная составляющая которого подводится к

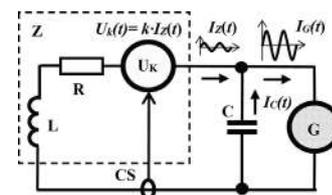


Рис. 10. Схема замещения с управляемым источником компенсирующего напряжения U_k

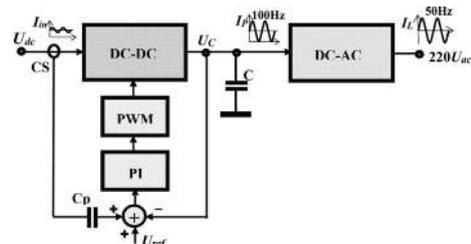


Рис. 11. Структурная схема экспериментального образца инвертора с двойным преобразованием

элементу сравнения \oplus через разделительный конденсатор C_p . Этот сигнал сформирован таким образом, чтобы он вызывал синфазную с формой входного тока $I_{in}(t)$ модуляцию в широтно-импульсном модуляторе.

Экспериментальные результаты

Проведено исследование DC-DC ступени экспериментального инвертора (рис. 11) с выходным напряжением 220В/50 Гц и максимальной мощностью 1500 Вт, которая имела следующие параметры: входное постоянное напряжение 120 В; выходное постоянное напряжение/ток 350 В/4,16 А; емкость промежуточного конденсатора C – 1000 мкФ.

Значения токов и параметры модели (рис. 10), полученные для экспериментального инвертора с применением компенсационного метода снижения пульсаций и без него приведены в табл. 1. Здесь значения параметров L и $(R+k)$ определены путем решения системы уравнений, составленной из выражений (13) с подстановкой экспериментальных значений токов I_Z^* , I_C^* .

Как видно из табл.1, введение цепи компенсации увеличивает значения составляющих выходного сопротивления DC-DC ступени: индуктивной – с 4,14 мГ до 12 мГ; активной – с 2,07 Ом до 17,7 Ом.

При этом исследование показало, что преимущественное влияние на снижение размера пульсаций имеет увеличение активной составляющей комплексного сопротивления Z .

Амплитуда пульсаций тока I_{Zm} с введением компенсации снижается с 2,68 А до 0,33 А, что при $I_{P.dc} = 4,16$ А соответствует изменению относительных значений δI_Z по формуле (10) от 0,64 до 0,079, то есть примерно в 8 раз. Для достижения такого результата конструктивным способом потребовалось бы наращивание емкости промежуточного конденсатора в 6 раз и, как следствие, неоправданный рост его габаритов и веса.

Экспериментальные значения относительных пульсаций δI_Z при различной емкости конденсатора C нанесены на графике (рис. 8) в виде точек и практически совпадают с теоретическими кривыми.

Введение цепи компенсации снижает также действующее значение тока пульсаций $I_{E.rms}$ с 4,57 А до 4,167 А при среднем значении 4,16 А. Это соответствует реальному снижению мощности потерь δP по формуле (12) на 20,5%, что отражено в виде точек на графике рис. 9 и близко к оценке снижения на 25,7% по теоретическим кривым.

В табл.2 приведены теоретические и экспериментальные данные, показывающие улучшение основных параметров эффективности при использовании компенсационного метода снижения пульсаций.

Таблица 2

Параметры	Теоретические		Экспериментальные	
	δI_Z	$\delta P, \%$	δI_Z	$\delta P, \%$
Без компенсации	0,720	26,1	0,644	20,84
С компенсацией	0,088	0,40	0,079	0,320
Снижение	8,18 раз	25,7	8,12 раз	20,50

На рис. 12, 13 приведены экспериментальные векторные диаграммы токов и напряжения на конденсаторе в структуре рис.11, иллюстрирующее изменение пространственного положения векторов при введении в систему регулирования компенсационного сигнала.

Как видно, без применения компенсации (рис. 12) амплитуда тока конденсатора I_C^* превышает амплитуду питающего тока I_G , а пульсации тока I_Z^* имеют достаточно большой размер. С введением компенсирующей цепи (рис.13) снижаются пульсации тока I_Z^* , а также переменный ток I_C^* и напряжение U_C^* на конденсаторе.

На рис. 14, 15 приведены осциллограммы переменной составляющей напряжения на промежуточном конденсаторе (верхние кривые) и пульсирующего входного тока DC-DC ступени преобразования (нижние кривые), соответственно, без применения и с применением компенсационного метода.

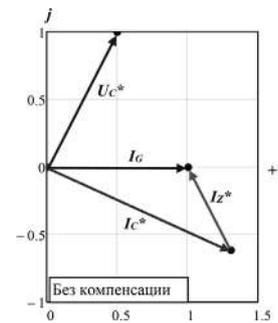


Рис. 12. Векторные диаграммы токов и напряжения на конденсаторе без применения компенсации

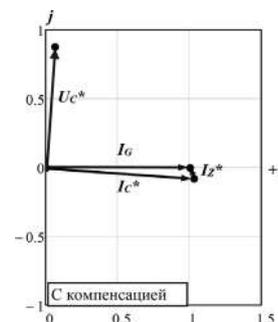


Рис. 13. Векторные диаграммы токов и напряжения на конденсаторе с применением компенсации

Таблица 1

Параметры	$I_{Gm}, [A]$	$I_{Zm}, [A]$	$I_{E.rms}, [A]$	$I_{Cm}, [A]$	$U_{Cm}, [B]$	$I_Z^*, [A]$	$I_C^*, [A]$	$U_C^*, [B]$	$L, [mГ]$	$(R+k), [Ом]$
Без компенсации	3,88	2,68	4,570	5,6	8,75	0,690	1,44	2,25	4,14	2,07
С компенсацией	3,88	0,33	4,167	4,0	6,40	0,085	1,03	1,65	12,0	17,7

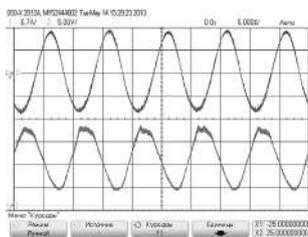


Рис. 14. Осциллограммы пульсаций напряжения на промежуточном конденсаторе и пульсирующего входного тока DC-DC ступени без применения компенсации

Из осциллограмм (рис. 15) видно, что введение компенсирующей цепи приводит к снижению уровня пульсации как входного тока DC-DC ступени преобразования, так и напряжения на промежуточном конденсаторе.

Таким образом, экспериментальные данные подтвердили адекватность предложенной теоретической модели и соответствие графических зависимостей (рис. 8, 9) реальным результатам.

Выводы

1. Синусоидальная форма выходного тока инверторов является первопричиной появления НЧ пульсаций входного потребляемого тока, которые оказывают негативное влияние на источники электропитания и создают дополнительные потери мощности в DC-DC ступени преобразования.

2. Предложена простая модель, описывающая процесс возникновения НЧ пульсаций тока, на основе которой получены зависимости влияния параметров модели на уровень пульсаций и дополнительные потери мощности в DC-DC ступени, обусловленные их наличием.

3. С помощью модели показано, что снижение уровня пульсаций конструктивным путем требует значительного увеличения емкости промежуточного конденсатора и приводит к неоправданному росту габаритов и веса инвертора.

4. Предложен компенсационный метод снижения НЧ пульсаций входного тока в одноконтурной системе стабилизации напряжения на промежуточном конденсаторе. Показан механизм компенсации пульсаций, действие которого состоит в увеличении выходного сопротивления DC-DC ступени при введении в созданную модель компенсирующего напряжения.

5. Практическое применение предложенного метода в инверторе с выходной мощностью 1,5 кВт позволило снизить уровень НЧ пульсаций потребляемого тока в 8 раз, а мощность потерь в элементах с активным сопротивлением DC-DC ступени преобразования на 20,5 %.

Литература

1. Мелешин В. И. Транзисторная преобразовательная техника. — М.: Техносфера, 2005. — 632 с.

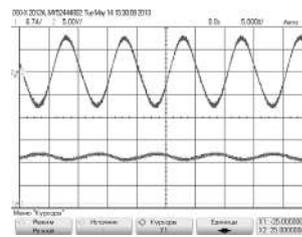


Рис. 15. Осциллограммы пульсаций напряжения на промежуточном конденсаторе и пульсирующего входного тока DC-DC ступени с применением компенсации

2. Chung S.-K., Song Y.-J., Enjeti P. N. Current-fed high-frequency link inverter with active input filter // *Electronics Letters* Vol. 40 No.7, April 2004.

3. Testa A., De Caro S., Consoli A., Cacciato M. An Active Current Ripple Compensation Technique in Grid Connected Fuel Cell Applications // *Energy Conversion Congress and Exposition*, 2009, pp. 2642–2649.

4. Liu C., Lai J. Low frequency current ripple reduction technique with active control in a fuel cell power system with inverter load // *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 22, No. 4, July, 2007, pp.1429–1436.

5. Pat.US6946822 B2, G05F1/56. DC/DC converter with filter for limiting the oscillation of the input current and associated method /L. Cincinelli, S. Macerini.— Sep. 20, 2005.

6. Мелешин В. И., Овчинников Д. А. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии. — М.: Техносфера, 2011. — 576 с.

7. Капустин И. В., Блинов Р. В., Катаев Р. А. Разработка математической модели автономного инвертора с двойным преобразованием, как объекта управления промежуточным напряжением. — *Практическая силовая электроника*, № 3 (47), 2012, С. 39–42.

8. Коржавин О. А., Колобов А. А., Галактионов К. И. Оценка выходных сопротивлений промышленных высокочастотных буферных выпрямителей ВБВ-2К и ВБВ-3К. — *Практическая силовая электроника*, № 4 (40), 2010, С. 13–19.

9. Коныхин С. Ф. Электролитические алюминиевые конденсаторы для преобразовательной техники. — // *Практическая силовая электроника*, 2005, № 19, С. 47–51.

Колосов Валерий Иванович, к. т. н., технический директор НПП «Импульс» г. Запорожье, тел.: +38(061) 769-77-00, e-mail: kvi@pulse.zp.ua;

Васечко Евгений Викторович, ведущий инженер НПП «Импульс» г. Запорожье, тел.: +38(061) 769-77-00, e-mail: john@pulse.zp.ua.

Л. Э. Рогинская, А. С. Горбунов

ФАЗОПРЕОБРАЗУЮЩИЙ ТРАНСФОРМАТОР КАК ЭЛЕМЕНТ СИСТЕМЫ ПОВЫШЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ УПРАВЛЯЕМОГО ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С СЕТЬЮ И НАГРУЗКОЙ

L. E. Roginskaya,
A. S. Gorbunov

Phase-converting transformer as an element of controlled
semiconductor converter electromagnetic compatibility
increase with mains and load

В настоящее время значительно расширяется область применения потребителей постоянного тока, получаемого при помощи выпрямителей, а также переменного, генерируемого, например, инверторами, в том числе многофазного и с частотой, отличной от промышленной. Работа полупроводниковых выпрямителей характеризуется наличием пульсаций выпрямленного напряжения и несинусоидальной формой потребляемого тока. Поэтому имеется задача обеспечения электромагнитной совместимости таких преобразователей с сетью и нагрузкой, направленная на повышение качества преобразования электрической энергии. В статье предлагается расширение функциональных возможностей разработанных многофазных трансформаторов выпрямительных установок путем применения управляемых многофазных выпрямителей, управляя работой вентилях которых можно эффективно обеспечивать согласование с параметрами различных электротехнологических нагрузок в процессе их работы.

Моделирование фазопреобразующих трансформаторов на базе разработанных систем дифференциальных уравнений, управляемых многофазных выпрямителей, систем управления, нагрузки проведено в Matlab, с использованием библиотек Simulink и SimPowerSystems.

Получены осциллограммы выпрямленных напряжений разработанных преобразователей и потребляемых ими токов, определен их гармонический состав, вычислены значения ряда основных показателей качества преобразования электрической энергии – коэффициентов пульсаций при различных углах управления и коэффициента гармоник потребляемого тока.

Разработаны новые многофазные фазопреобразующие трансформаторы, оригинальные системы управления многофазными выпрямителями. Установлено, что с помощью фазопреобразующих трансформаторов значительно улучшается электромагнитная совместимость между полупроводниковыми выпрямителем, сетью и нагрузкой, достигаются более высокие технико-экономические показатели, такие как коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения и коэффициент гармоник потребляемого тока, по сравнению с трехфазными управляемыми выпрямителями.

Ключевые слова: фазопреобразующий трансформатор, выпрямитель, система управления, электромагнитная совместимость, коэффициент пульсаций, коэффициент гармоник.

The application area of consumers of DC current obtained by means of rectifiers shows considerable growth nowadays. The same relates to the AC current generated by inverters, including multi-phase with frequencies differing from industrial standards. The operation of semiconductor rectifiers is characterized by the presence of the rectified voltage ripples and non-sinusoidal waveform of the input current. Thus, the problem of electromagnetic compatibility of such converters with mains and loads aimed at electric energy quality improvement arises. This work offers the functionality enhancement of the developed multiphase transformers for rectifying units by implementation of multiphase controlled rectifiers. It allows provide effective parameters matching of various electric loads while their operation by specific control of gates forming those rectifiers.

Simulation of phase-converting transformers based on the developed systems of differential equations, controlled rectifiers, control systems and loads was performed with MATLAB using Simulink and SimPowerSystems libraries.

We obtained rectified voltages and input currents waveforms of the developed converters, determined their harmonic content, calculated values of the electric energy basic quality indices, namely ripple factors under various control angles and total harmonic distortion of the input current.

The authors developed new multi-phase transformers, unique control structures for multi-phase rectifiers. They found that phase-converting transformers improve significantly electromagnetic compatibility between a semiconductor rectifier, mains and loads, allow achieve higher performance characteristics, such as ripple factor of a rectified voltage and input current total harmonic distortion compared to conventional three-phase controlled rectifiers.

Key words: phase-converting transformer, rectifier, control system, electromagnetic compatibility, ripple factor, total harmonic distortion.

В настоящее время в связи с развитием высокотехнологичных областей промышленности значительно расширяется область применения потребителей постоянного тока, получаемого при

помощи выпрямителей, а также переменного, генерируемого, например, инверторами, в том числе многофазного и с частотой, отличной от промышленной [1].

В связи с развитием современной элементной базы для питания систем постоянного тока все большее применение находят полупроводниковые выпрямители. Однако работа этих преобразователей, как известно, характеризуется наличием пульсаций выпрямленного напряжения и несинусоидальной формой потребляемого тока, близкой к прямоугольной (при мгновенной коммутации) [1, 2]. Поэтому имеется задача обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) таких полупроводниковых преобразователей с сетью и нагрузкой, направленная на повышение качества преобразования электрической энергии, то есть исключение или уменьшение пульсаций выпрямленного напряжения выпрямителя, исключение или уменьшение высших гармоник потребляемого тока и, тем самым, получение формы его кривой близкой к синусоидальной.

В работах [1–3] авторами предложены оригинальные конструкции многофазного трансформаторного преобразователя числа фаз, заключающиеся в применении одного трансформатора с трехстержневым магнитопроводом с одной первичной (сетевой) трехфазной обмоткой для преобразования трехфазной системы напряжений в многофазную.

В работе предлагается расширение функциональных возможностей разработанных многофазных трансформаторов выпрямительных установок путем применения управляемых многофазных выпрямителей, в которых в качестве вентилей применены тиристоры, управляя работой которых можно эффективно регулировать выходное напряжение и мощность преобразователя. Для примера, рассмотрим работу девятифазного (восемнадцатипульсного) выпрямителя.

На рис. 1 представлена схема фазообразующего трехфазно-девятифазного трансформатора (3/9) с управляемым девятифазным тиристорным выпрямителем. Система управления тиристорами VS1–VS18 представлена в составе блока управления и защиты. Выпрямитель нагружен на активно-индуктивное сопротивление, представленное в виде резистора R_d и индуктивности L_d . Как видно, три вторичные (вентильные) обмотки многофазного трансформатора соединены в звезду и два зигзага, что обеспечивает фазовый сдвиг между напряжениями девятифазной системы в 40° [1].

Для исследования работы предложенных управляемых многофазных выпрямителей с фазообразующими трансформаторами, а также анализа их электромагнитных процессов, произведено моделирование в пакете *MATLAB* с использованием библиотек *Simulink* и *SimPowerSystems*. Программа позволяет с хорошей точностью производить исследование данных электротехнических комплексов, а также рассчитывать все их основные параметры и характеристики [4].

Компьютерная модель девятифазного выпрямителя с фазообразующим трансформатором 3/9, соответствующая схеме на рис. 1, показана на рис. 2.

Созданная модель состоит из ряда подсистем, моделирующих основные элементы исследуемого комплекса. В подсистеме *Multiphase Transformer* моделируется многофазный фазообразующий трансформатор. Подсистемой *Multiphase Rectifier* моделируется девятифазный выпрямитель, который нагружен на активно-индуктивное сопротивление нагрузки, представленное блоком резистора R_d , и блоком индуктивности L_d . Система

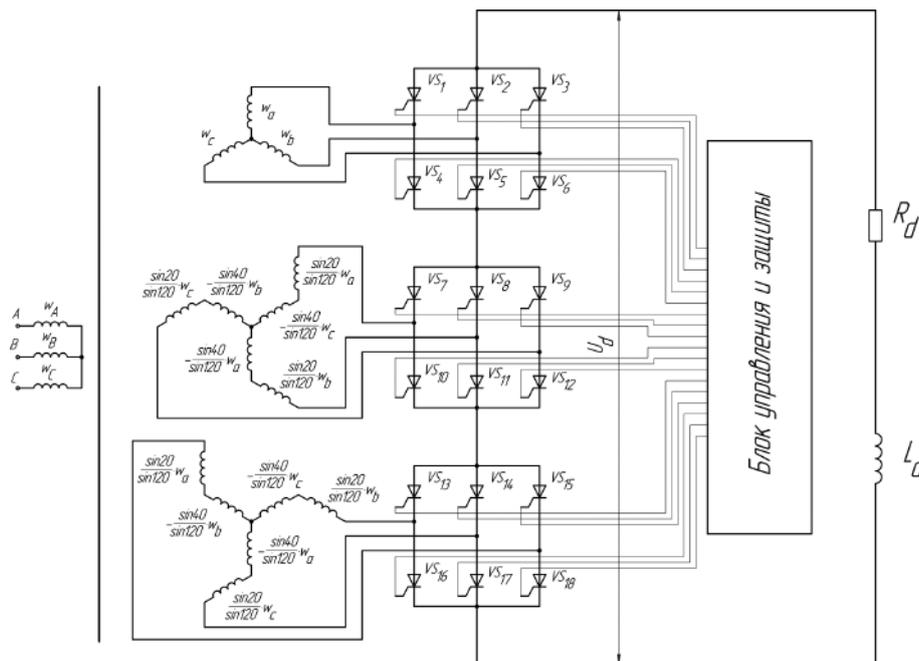


Рис. 1. Фазообразующий трансформатор 3/9 с девятифазным управляемым выпрямителем

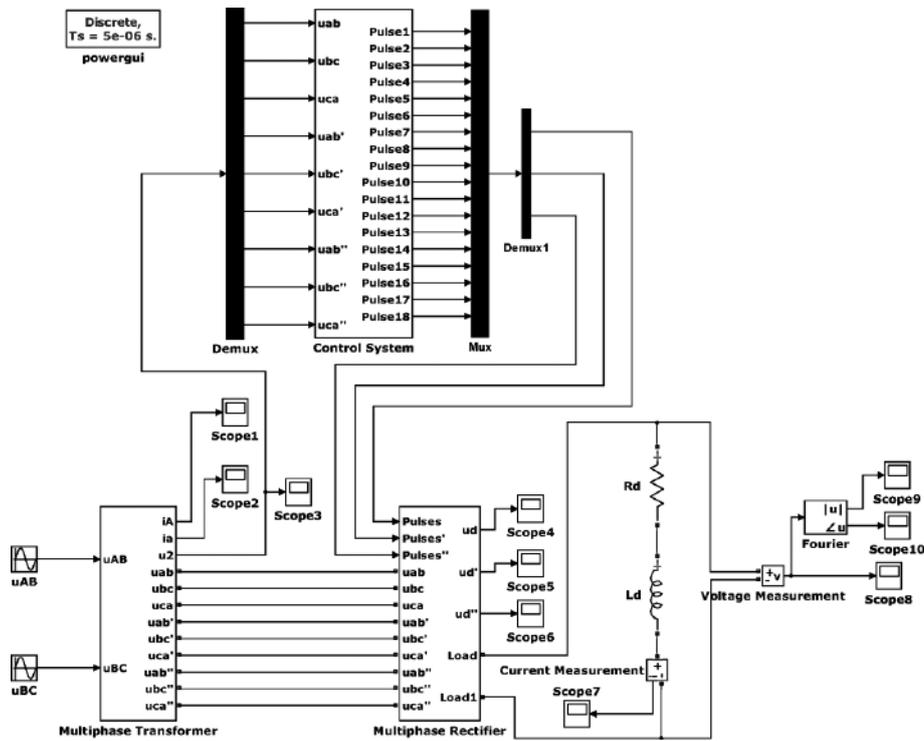


Рис. 2. Компьютерная модель девятифазного выпрямителя с фазопреобразующим трансформатором 3/9

управления девятифазным выпрямителем моделируется подсистемой Control System.

Модель фазопреобразующего трансформатора построена на базе систем дифференциальных уравнений напряжений для первичной и вторичных обмоток, а также системы уравнений для намагничивающих сил и уравнений для суммы токов и магнитных потоков.

Система дифференциальных уравнений линейных напряжений для первичной обмотки

$$\begin{cases} u_{AB} = i_A R_A + L_{SA} \frac{di_A}{dt} + w_A \frac{d\Phi_A}{dt} - i_B R_B - L_{SB} \frac{di_B}{dt} + w_B \frac{d\Phi_B}{dt}; \\ u_{BC} = i_B R_B + L_{SB} \frac{di_B}{dt} + w_B \frac{d\Phi_B}{dt} - i_C R_C - L_{SC} \frac{di_C}{dt} + w_C \frac{d\Phi_C}{dt}, \end{cases} \quad (1)$$

где i_A, i_B, i_C – токи фаз A, B, C первичной обмотки, А; R_A, R_B, R_C – активные сопротивления фаз A, B, C первичной обмотки, Ом; L_{SA}, L_{SB}, L_{SC} – индуктивности рассеяния фаз A, B, C первичной обмотки, Гн; w_A, w_B, w_C – числа витков фаз A, B, C первичной обмотки, шт; Φ_1, Φ_2, Φ_3 – магнитные потоки стержней магнитопровода, Вб.

Расположение первичной и вторичной обмоток на стержнях магнитопровода аналогично представленному в [1]. Система уравнений для сумм токов и магнитных потоков в созданном устройстве не отличается от известных, представленных в литературе, например, в [5].

Система дифференциальных уравнений фазных напряжений для первой вторичной обмотки, соединенной в звезду (рис. 1)

$$\begin{cases} u_a = -i_a R_a - L_{Sa} \frac{di_a}{dt} - w_a \frac{d\Phi_1}{dt}; \\ u_b = -i_b R_b - L_{Sb} \frac{di_b}{dt} - w_b \frac{d\Phi_2}{dt}; \\ u_c = -i_c R_c - L_{Sc} \frac{di_c}{dt} - w_c \frac{d\Phi_3}{dt}, \end{cases} \quad (2)$$

где i_a, i_b, i_c – токи фаз a, b, c первой вторичной обмотки, А; R_a, R_b, R_c – активные сопротивления фаз a, b, c первой вторичной обмотки, Ом; L_{Sa}, L_{Sb}, L_{Sc} – индуктивности рассеяния фаз a, b, c первой вторичной обмотки, Гн; w_a, w_b, w_c – числа витков фаз a, b, c первой вторичной обмотки, шт.

Система дифференциальных уравнений фазных напряжений для второй вторичной обмотки, соединенной в зигзаг (рис. 1)

$$\begin{cases} u'_a = -\frac{\sin 20}{\sin 120} w_a \frac{d\Phi_1}{dt} + \frac{\sin 40}{\sin 120} w_c \frac{d\Phi_3}{dt} - \left(\frac{\sin 20}{\sin 120} + \frac{\sin 40}{\sin 120} \right) i'_a R'_a - \left[\left(\frac{\sin 20}{\sin 120} \right)^2 + \left(\frac{\sin 40}{\sin 120} \right)^2 \right] L'_{Sa} \frac{di'_a}{dt}; \\ u'_b = \frac{\sin 40}{\sin 120} w_a \frac{d\Phi_1}{dt} - \frac{\sin 20}{\sin 120} w_b \frac{d\Phi_2}{dt} - \left(\frac{\sin 20}{\sin 120} + \frac{\sin 40}{\sin 120} \right) i'_b R'_b - \left[\left(\frac{\sin 20}{\sin 120} \right)^2 + \left(\frac{\sin 40}{\sin 120} \right)^2 \right] L'_{Sb} \frac{di'_b}{dt}; \\ u'_c = \frac{\sin 40}{\sin 120} w_b \frac{d\Phi_2}{dt} - \frac{\sin 20}{\sin 120} w_c \frac{d\Phi_3}{dt} - \left(\frac{\sin 20}{\sin 120} + \frac{\sin 40}{\sin 120} \right) i'_c R'_c - \left[\left(\frac{\sin 20}{\sin 120} \right)^2 + \left(\frac{\sin 40}{\sin 120} \right)^2 \right] L'_{Sc} \frac{di'_c}{dt}, \end{cases} \quad (3)$$

где i'_a, i'_b, i'_c – токи фаз a, b, c второй вторичной обмотки, А; R'_a, R'_b, R'_c – активные сопротивления фаз a, b, c второй вторичной обмотки, Ом; $L'_{Sa}, L'_{Sb}, L'_{Sc}$ –

индуктивности рассеяния фаз a, b, c второй вторичной обмотки, Гн.

Система дифференциальных уравнений фазных напряжений для третьей вторичной обмотки, соединенной в зигзаг (рис. 1)

$$\begin{cases} u_a'' = -\frac{\sin 20}{\sin 120} w_b \frac{d\Phi_2}{dt} + \frac{\sin 40}{\sin 120} w_c \frac{d\Phi_3}{dt} - \left(\frac{\sin 20}{\sin 120} + \frac{\sin 40}{\sin 120} \right) i_a'' R_a'' - \\ \quad - \left[\left(\frac{\sin 20}{\sin 120} \right)^2 + \left(\frac{\sin 40}{\sin 120} \right)^2 \right] L_{Sa}'' \frac{di_a''}{dt}; \\ u_b'' = \frac{\sin 40}{\sin 120} w_a \frac{d\Phi_1}{dt} - \frac{\sin 20}{\sin 120} w_c \frac{d\Phi_3}{dt} - \left(\frac{\sin 20}{\sin 120} + \frac{\sin 40}{\sin 120} \right) i_b'' R_b'' - \\ \quad - \left[\left(\frac{\sin 20}{\sin 120} \right)^2 + \left(\frac{\sin 40}{\sin 120} \right)^2 \right] L_{Sb}'' \frac{di_b''}{dt}; \\ u_c'' = -\frac{\sin 20}{\sin 120} w_a \frac{d\Phi_1}{dt} + \frac{\sin 40}{\sin 120} w_b \frac{d\Phi_2}{dt} - \left(\frac{\sin 20}{\sin 120} + \frac{\sin 40}{\sin 120} \right) i_c'' R_c'' - \\ \quad - \left[\left(\frac{\sin 20}{\sin 120} \right)^2 + \left(\frac{\sin 40}{\sin 120} \right)^2 \right] L_{Sc}'' \frac{di_c''}{dt}, \end{cases} \quad (4)$$

где i_a'', i_b'', i_c'' – токи фаз a, b, c третьей вторичной обмотки, А; R_a'', R_b'', R_c'' – активные сопротивления фаз a, b, c третьей вторичной обмотки, Ом; $L_{Sa}'', L_{Sb}'', L_{Sc}''$ – индуктивности рассеяния фаз a, b, c третьей вторичной обмотки, Гн.

Система уравнений для намагничивающих сил первичной обмотки

$$\begin{cases} i_A w_A + i_a w_a + i_a' \frac{\sin 20}{\sin 120} w_a - i_b' \frac{\sin 40}{\sin 120} w_b - \\ \quad - i_b'' \frac{\sin 40}{\sin 120} w_b + i_c'' \frac{\sin 20}{\sin 120} w_c = i_{0A} w_A; \\ i_B w_B + i_b w_b + i_b' \frac{\sin 20}{\sin 120} w_b + i_c' \frac{\sin 40}{\sin 120} w_c \\ \quad + i_a'' \frac{\sin 20}{\sin 120} w_a - i_c'' \frac{\sin 40}{\sin 120} w_c = i_{0B} w_B, \end{cases} \quad (5)$$

где i_{0A}, i_{0B} – намагничивающие токи фаз A и B первичной обмотки, А.

В системах дифференциальных уравнений (2)–(4) величины напряжений фаз a, b и c определяют как напряжения обмоток многофазного трансформатора, так и значения напряжений на вентилях и, соответственно, на выходе многофазного выпрямителя (рис. 3), то есть можно сказать, что данные системы дифференциальных уравнений определяют работу каждого элемента разработанного комплекса и самой системы в целом.

Особенностью разработанной компьютерной модели является совместная работа блоков из разных библиотек – *Simulink* и *SimPowerSystems*. Как показало исследование, оригинальный фазообразующий трансформатор, а также созданную систему управления, с учетом их особенностей, целесообразно моделировать при помощи блоков библиотеки *Simulink*, а многофазный выпрямитель, строящийся на базе каскадного (последовательного) соединения трехфазных

мостов, эффективно исследовать при помощи блоков библиотеки *SimPowerSystems*. Сопряжение и совместная работа таких модулей обеспечивается следующими элементами:

- при передаче сигналов от *Simulink*-устройств к *SimPowerSystems*-устройствам – путем использования управляемых источников напряжения *Controlled Voltage Source*;

- при обратной передаче – от *SimPowerSystems*-устройств к *Simulink*-устройствам – при помощи блоков измерителей тока *Current Measurement* и напряжения *Voltage Measurement* [4].

Другой отличительной чертой созданной модели многофазного трансформатора является учет нелинейной характеристики материала магнитопровода. В систему уравнений (5) входит намагничивающие токи фаз i_0 . Данный ток для каждой фазы в созданной модели является нелинейной функцией магнитного потока соответствующего ему стержня магнитопровода. Например, для фазы A

$$i_{0A} = f(\Phi_1). \quad (6)$$

Зависимость намагничивающего тока от магнитного потока в разработанной модели определяется характеристикой намагничивания материала магнитопровода. Искомый намагничивающий ток вычисляется при помощи блоков библиотеки *Simulink*, например, одним из вариантов является использования блока одномерной таблицы *1-D Lookup Table* [4].

В созданном преобразователе исследования производились при учете реальных величин углов коммутации вентилях, которые определяются как индуктивностью самих полупроводниковых приборов в выпрямителях, так и индуктивностью обмоток фазообразующего трансформатора [6].

На рис. 3 показано суммарное выпрямленное напряжение мостов для восемнадцатипульсного выпрямителя, полученное в ходе моделирования.

На рис. 4 приведены гистограммы амплитуд гармонических составляющих выпрямленного напряжения девятифазного выпрямителя.

Как видно, кривые суммарного выпрямленного напряжения восемнадцатипульсного выпрямителя имеют намного меньшие амплитуды пульсаций и содержат высшие гармоники с гораздо меньшими амплитудами, по сравнению с трехфазными схемами [6, 7]. Первая гармоника в кривых выпрямленного напряжения девятифазного преобразователя имеет номер 18 (частота 900 Гц). Постоянная составляющая (среднее значение выпрямленного напряжения) U_d кривой восемнадцатипульсного выпрямителя при 0 градусов без учета времени коммутации равна 1644 В, а амплитуда восемнадцатой гармоники – 9,95 В.

Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения [6] девятифазного выпрямителя при угле регулирования 0 градусов без учета угла коммутации

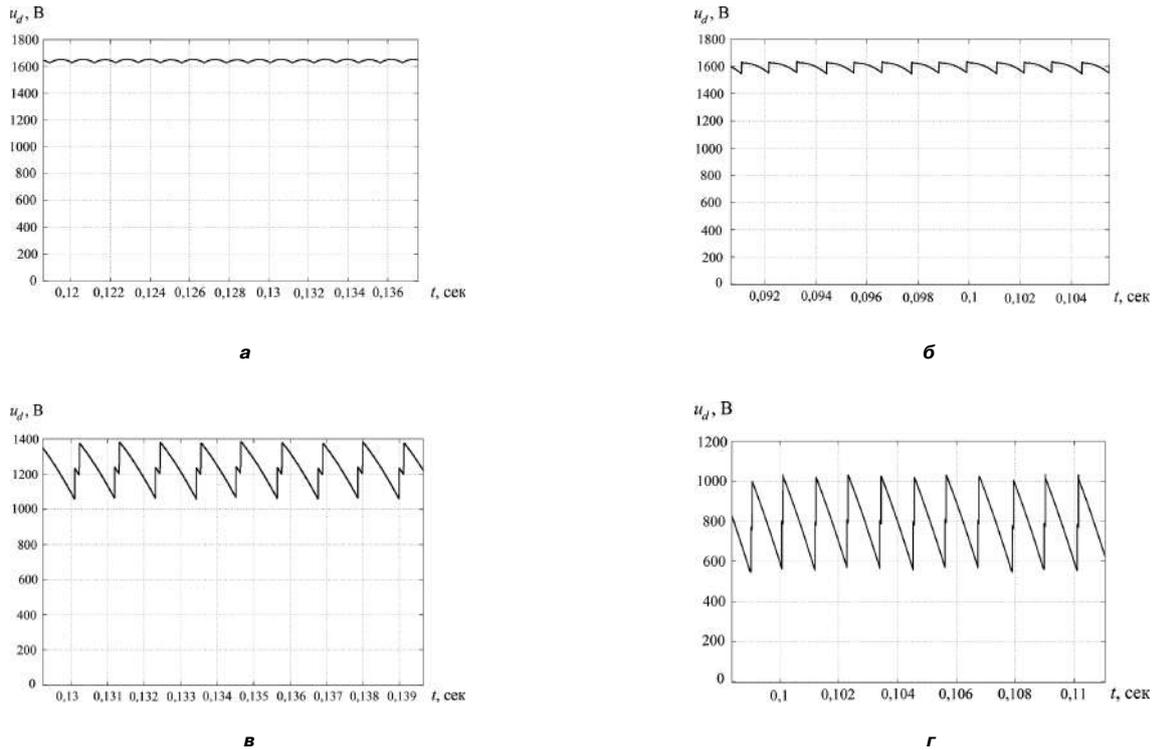


Рис. 3. Суммарное выпрямленное напряжение восемнадцатипульсного выпрямителя:
а – при угле регулирования 0° , без учета угла коммутации; **б** – при угле регулирования 0° , с учетом угла коммутации;
в – при угле регулирования 40° , с учетом угла коммутации; **г** – при угле регулирования 60° , с учетом угла коммутации

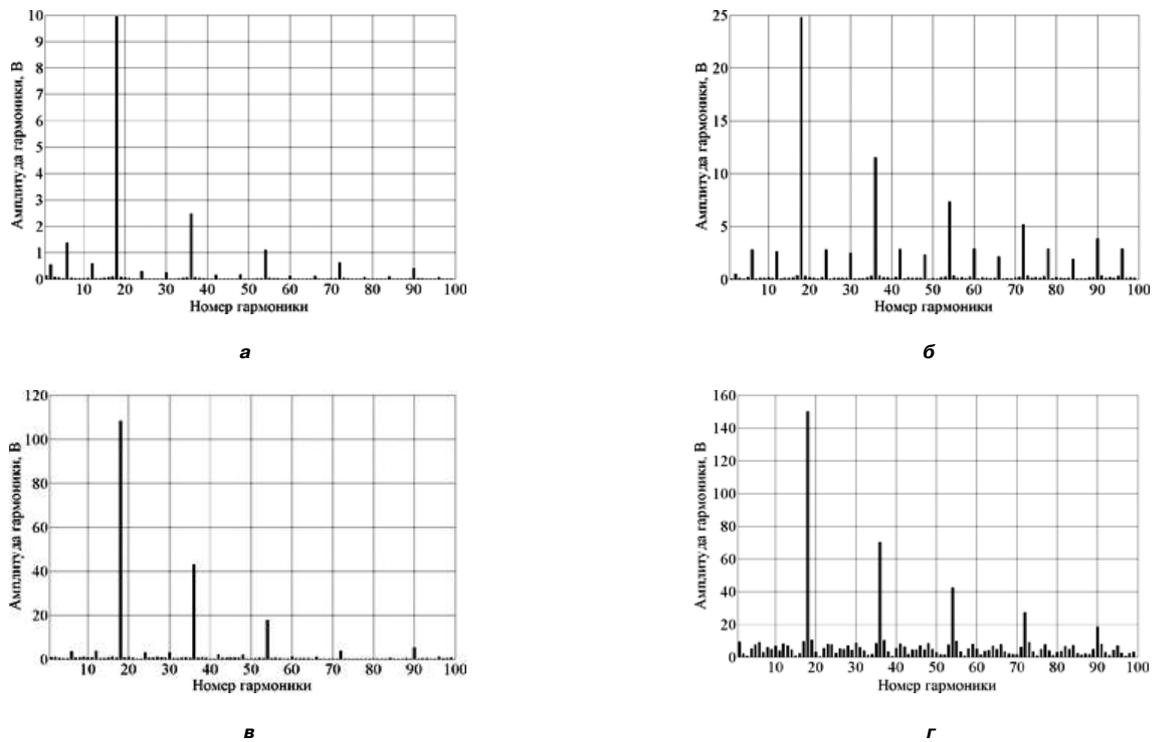


Рис. 4. Гистограммы гармоник выпрямленного напряжения девятифазного выпрямителя:
а – при угле управления 0° , без учета угла коммутации; **б** – при угле управления 0° , с учетом угла коммутации;
в – при угле управления 40° , с учетом угла коммутации; **г** – при угле управления 60° , с учетом угла коммутации

$$k_{\Pi} = \frac{U_m(18)}{U_d} = \frac{9,95}{1644} = 0,0061, \quad (7)$$

где $U_m(18)$ – амплитуда восемнадцатой гармоники пульсаций выпрямленного напряжения, В (рис. 4); U_d – среднее значение выпрямленного напряжения, В (рис. 3).

Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения девятифазного выпрямителя при угле регулирования 40 градусов с учетом угла коммутации

$$\Pi = \frac{(18)}{1230,00} = \frac{108,28}{1230,00} = 0,088. \quad (8)$$

Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения девятифазного выпрямителя при угле регулирования 60 градусов с учетом угла коммутации

$$k_{\Pi} = \frac{U_m(18)}{U_d} = \frac{150,0}{796,3} = 0,188. \quad (9)$$

Кроме того, в процессе исследований также были сняты осциллограммы вторичных токов фазообразующих трансформаторов, а также потребляемых ими токов. На рис. 5 приведены осциллограммы мгновенных значений токов вентильной и сетевой обмоток преобразователя.

В пакете *Matlab* с помощью блока *Powergui* проведен гармонический анализ токов сетевых обмоток девятифазного устройства. Один из результатов исследования в виде гистограммы высших гармоник потребляемого тока с учетом времени коммутации

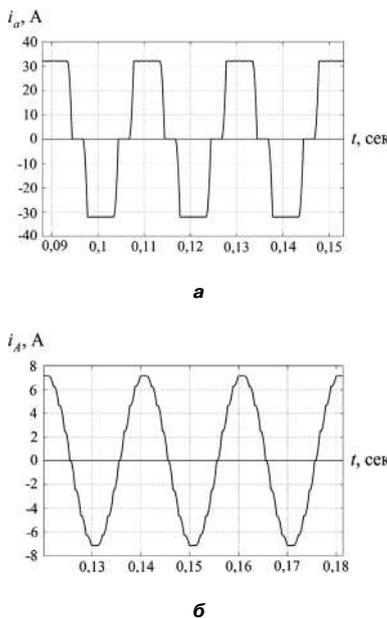


Рис. 5. Осциллограммы мгновенных значений токов обмоток фазообразующего трансформатора: а – фазный (линейный) ток обмотки, соединенной в звезду; б – ток фазы А сетевой обмотки

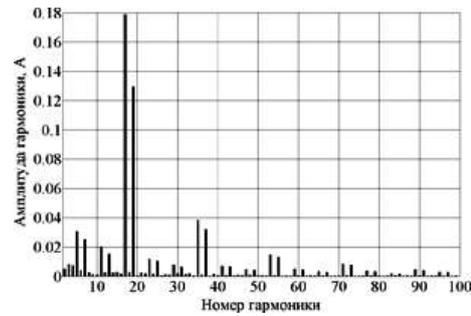


Рис. 6. Гистограмма высших гармоник потребляемого фазообразующим трансформатором тока при учете времени коммутации

приведен на рис. 6.

На основании полученных результатов исследований (рис. 6) был определен коэффициент гармоник [6] тока сетевой обмотки созданного трансформатора с учетом угла коммутации

$$k_{\Gamma} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} = \frac{\sqrt{0,023^2 + 0,02^2 + 0,015^2 + 0,012^2 + \dots}}{5,08} = \frac{\sqrt{0,125^2 + 0,093^2 + 0,026^2 + 0,022^2 + \dots}}{5,08} = 0,032,$$

где I_n – действующие значения высших гармоник, содержащихся в кривой тока сетевой обмотки, А; I_1 – действующее значение первой гармоники тока сетевой обмотки, А.

Выводы

По итогам проведенных исследований можно сделать следующие выводы:

1. Разработан новый многофазный фазообразующий трансформатор для преобразования входной трехфазной системы напряжения в многофазную, например, в девятифазную, подключенный к многофазному управляемому выпрямителю, который соединен с нагрузочным модулем. Создана оригинальная система управления многофазным выпрямителем при его совместной работе с фазообразующим трансформатором.

2. С помощью фазообразующих трансформаторов значительно улучшается ЭМС между полупроводниковыми выпрямителем, сетью и нагрузкой. При исследовании многофазных трансформаторов, преобразующих трехфазное напряжение в девятифазное с учетом времени коммутации, было получено, что амплитуды высших гармоник тока сетевой обмотки имеют следующие величины: 17-я – 2,49% от основной гармонической составляющей, 19-я – 1,83%, 35 – 0,52%, 37 – 0,44%. Более

высшие составляющие имеют незначительные амплитуды. Коэффициент гармоник потребляемого тока для девятифазного преобразователя при учете угла коммутации равен 0,032, что намного меньше, по сравнению с применением трехфазных выпрямителей. Выпрямленное напряжение имеет, по сравнению с трехфазными схемами, как показал гармонический анализ, намного меньшие амплитуды пульсаций, в том числе их гармоник. Так, амплитуда 18-й гармоники переменной составляющей выходного напряжения разработанных преобразователей соответствует 9,95 В для случая без учета времени коммутации. Коэффициенты пульсаций выпрямленного напряжения равны для девятифазных устройств 0,0061 (без учета угла коммутации), 0,088 и 0,188 (с учетом угла коммутации) соответственно при углах управления 0, 40 и 60 градусов, что также значительно меньше коэффициентов пульсаций трехфазных мостовых выпрямителей [6].

3. Использование созданных фазообразующих трансформаторов в многофазных управляемых выпрямителях приводит к более высоким технико-экономическим показателям устройств, по сравнению с трехфазными схемами, вследствие того, что установленная мощность разработанных многофазных трансформаторов с управляемыми выпрямителями практически не отличается от установленной мощности трехфазного трансформатора [2].

Литература

1. Рогинская Л. Э., Горбунов А. С., Ялалова З. И. Улучшение электромагнитной совместимости преобразовательных устройств с сетью и нагрузкой с помощью многофазных трансформаторов // Элек-

тротехнические и информационные комплексы и системы, УГУЭС. – № 3. – Т. 10. – 2014. – С. 21–30.

2. Ялалова З. И., Рогинская Л. Э., Рахманова Ю. В. Определение электромагнитной совместимости фазообразующих трансформаторов преобразовательных установок // ЭЛЕКТРО. Электротехника, электроэнергетика, электротехническая промышленность. – 2013. – № 2. – С. 16–20.

3. Патент РФ 126232, МПК H02M7/10. Многофазный преобразователь на базе фазообразующего трансформатора / Л. Э. Рогинская, З. И. Ялалова, Заявлено 01.10.2012; Опубл. 20.03.2013, Бюл. № 8. – 2 с.

4. Черных И. В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SimPowerSystems и Simulink. – М.: ДМК Пресс; СПб.: Питер, 2008. – 288 с.

5. Серебряков А. С. Трансформаторы: учеб. пособие. – М.: Издательский дом МЭИ, 2014. – 360 с.

6. Зиновьев Г. С. Силовая электроника: учеб. пособие для бакалавров / 5-е изд., испр. и доп. – М.: Издательство Юрайт, 2012. – 667 с.

7. Полупроводниковые выпрямители / Е.И. Беркович [и др.]; под ред. Ф. И. Ковалева и Г. П. Мостковой. – 2-е изд., перераб. – М.: Энергия, 1978. – 448 с.

Рогинская Любовь Эммануиловна, д. т. н., профессор, профессор кафедры электромеханики, ФГБОУ ВО "Уфимский государственный авиационный технический университет", тел.: +7 (347) 273-77-87, e-mail: roginskaya36@mail.ru;

Горбунов Антон Сергеевич, к. т. н., старший преподаватель кафедры электромеханики, ФГБОУ ВО "Уфимский государственный авиационный технический университет", тел.: +7 (917) 405-47-95, e-mail: freizer-anton@yandex.ru.

Беспалов Н. Н., Мясин В. Г.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРИЧИН ВОЗНИКНОВЕНИЯ ПОСТОЯННОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ ТОКА В НАГРУЗКЕ МОСТОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НА IGBT

Bespalov N. N.,
Mjasin V. G.

Causes of load current DC component occurrence study
in IGBT based full-bridge converter

В работе рассматривается проблема возникновения постоянной составляющей в спектральном составе тока нагрузки для мостовых преобразователей на основе IGBT.

The paper considers the problem of the DC component occurrence in load current spectrum for IGBT based full-bridge converters.

Ключевые слова: преобразователь, IGBT, мостовая схема, постоянная составляющая.

Key words: inverter, IGBT, full-bridge circuit, DC component.

Преобразователи электрической энергии на основе силовых IGBT широко применяются во многих областях техники. С возрастанием мощности преобразователя увеличивается влияние разброса параметров силовых транзисторов в открытом состоянии и во времени переключения транзисторов на спектральный состав тока в нагрузке. Разброс величин параметров транзисторов обусловлен технологической нестабильностью процесса производства. Частота переключений транзисторов в таких преобразователях находится в пределах диапазона от 1 кГц до 150 кГц [1].

Преобразователи, выполненные на IGBT по мостовой схеме с трансформаторной связью с нагрузкой, широко применяются в устройствах силовой электроники. Однако, вследствие разброса величин параметров транзисторов мостовой схемы, в первичной обмотке трансформатора возникает несимметрия положительных и отрицательных импульсов тока, что обуславливает появление в ней постоянного тока [2]. При этом, протекание этого тока в первичной обмотке трансформатора приводит к подмагничиванию его магнитопровода. Это, при определенных условиях, обуславливает изменение условий трансформации энергии из первичной обмотки во вторичную, а также возможность появления токовых перегрузок [3, 4].

В статье приводятся некоторые результаты исследования зависимостей постоянной составляющей в спектре тока нагрузки мостового преобразователя на IGBT от частоты коммутации в случаях различных комбинаций разбросов величин их некоторых параметров в открытом состоянии и при выключении.

Исследование постоянной составляющей тока в нагрузке выполнено на модели однофазного мостового преобразователя (рис. 1), выполненной в среде *MatLab Simulink*. Преобразователь запитан от источника постоянного напряжения U . В качестве модели нагрузки, заменяющей импульсный трансформатор, нагруженный на активную нагрузку, использовалась приведенная активная нагрузка R_L . Сигнал управления

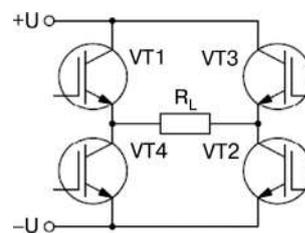


Рис. 1. Модель однофазного мостового преобразователя

транзисторами VT1–VT4 содержал временные задержки переключения для предотвращения протекания сквозных токов. Длительность задержек не зависит от частоты работы преобразователя и составляло 1,3 мкс.

В качестве модели IGBT-транзистора использовалась *Simulink*-модель IGBT из библиотеки компонентов *SimPowerSystems* (рис. 2). Эта модель состоит из ключа SW и элементов, которые эмулируют параметры транзистора в открытом состоянии: активного сопротивления R_{on} , паразитной индуктивности структуры L_{on} , источника напряжения на структуре V_f .

В модели также учитывался процесс выключения транзисторов. Выключение моделировалось в два этапа (рис. 3). Во время первого этапа t_f ток уменьшается до 0,1 от амплитуды тока в момент выключения, а во время второго этапа t_i ток уменьшается до нуля, что характерно для IGBT. При этом время выключения определяется как $t_{off} = t_f + t_i$.

Определение параметров в открытом состоянии транзисторов IRG7PH35UD1PbF проводилось на

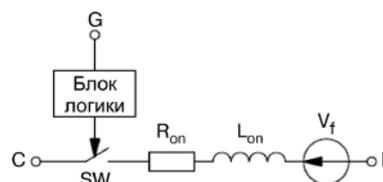


Рис. 2. Модель IGBT в Simulink

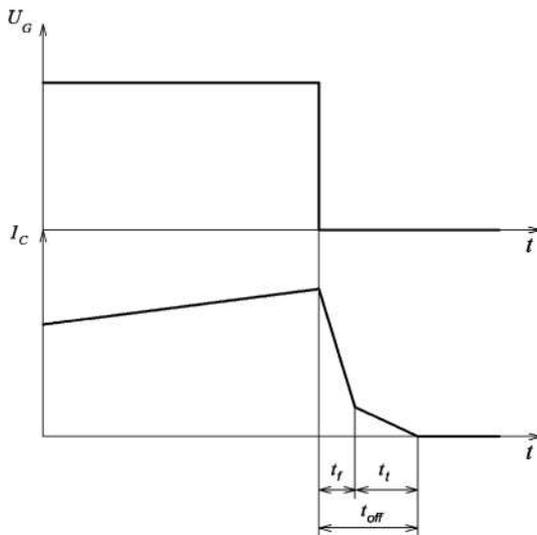


Рис. 3. Процесс выключения IGBT в Simulink

макетном испытательном устройстве при амплитуде напряжения управления $U_{GE} = 15$ В. Экспериментально определены номинальные значения сопротивления $R_{on} = 0,05$ Ом, и напряжения $V_f = 1,2$ В.

Величина времени выключения транзистора t_{off} выбиралось на основании паспортных данных транзистора IRG7PH35UD1PbF. Типовое время выключения транзистора $t_{off} = 0,5$ мкс, из которого длительность t_t составляет 0,3 мкс. Величина индуктивности L_{on} выбрана равной нулю.

Значение приведенной нагрузки R_L было выбрано равным 7,5 Ом при напряжении питания преобразователя $U = 310$ В. При этом амплитуда тока была выбрана равной 40 А, при скважности импульсов, примерно равной 2. Это соответствует условию протекания через транзистор максимально допустимого постоянного тока равного 20 А. Моделирование преобразователя производилось при изменении частот преобразования в диапазоне 1–100 кГц.

При моделировании работы преобразователя исследовались зависимости постоянной составляющей тока нагрузки от частоты работы преобразователя для комбинаций разбросов величин параметров IGBT по времени выключения t_{off} и сопротивлению в открытом состоянии R_{on} . Для всех комбинаций разброса величин параметров время выключения t_{off} для VT1–VT2 выбиралось выше номинального, а для VT3–VT4 ниже номинального, а сопротивление R_{on} для транзисторов VT1–VT2 выбиралось выше номинального, а для VT3–VT4 ниже номинального.

Некоторые результаты исследования представлены на рис. 4–7 в виде зависимостей постоянной составляющей тока в нагрузке R_L от частоты работы преобразователя при различных вариациях комбинаций параметров.

На рис. 4 представлены результаты моделирования при разбросе по времени выключения t_{off} на $\pm 5\%$, $\pm 10\%$, $\pm 15\%$ от номинального при величине $\Delta R_{on} = 0$.

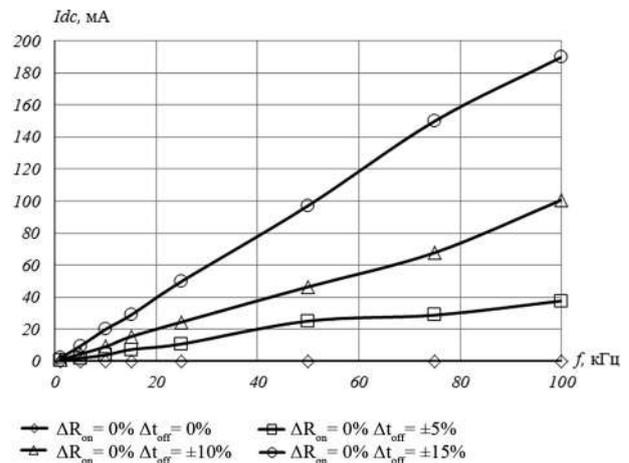


Рис. 4. Зависимости постоянной составляющей тока в нагрузке от частоты работы преобразователя при $\Delta R_{on} = 0$

На рис. 5 представлены результаты моделирования при разбросе сопротивлений транзисторов $\Delta R_{on} = \pm 5\%$ в сочетании с разбросом времени выключения t_{off} на $\pm 5\%$, $\pm 10\%$, $\pm 15\%$ от номинальной величины.

На рис. 6 представлены результаты моделирования при разбросе сопротивлений транзисторов $\Delta R_{on} = \pm 10\%$ в сочетании с разбросом времени выключения t_{off} на $\pm 5\%$, $\pm 10\%$, $\pm 15\%$ от номинальной величины.

На рис. 7 представлены результаты моделирования при разбросе сопротивлений транзисторов $\Delta R_{on} = \pm 20\%$ в сочетании с разбросом времени выключения t_{off} на $\pm 5\%$, $\pm 10\%$, $\pm 15\%$ от номинальной величины.

Результаты моделирования, представленные на рис. 4–7, показывают существенные зависимости постоянной составляющей I_{dc} импульсного тока в приведенной активной нагрузке R_L от частоты преобразования при заданных разбросах значений параметров R_{on} и t_{off} . При $\Delta R_{on} = 0\%$, $\Delta t_{off} > 0\%$ наблюдаются квазилинейные изменения I_{dc} от частоты (рис. 4). Причем, чем больше величина Δt_{off} , тем больше эта зави-

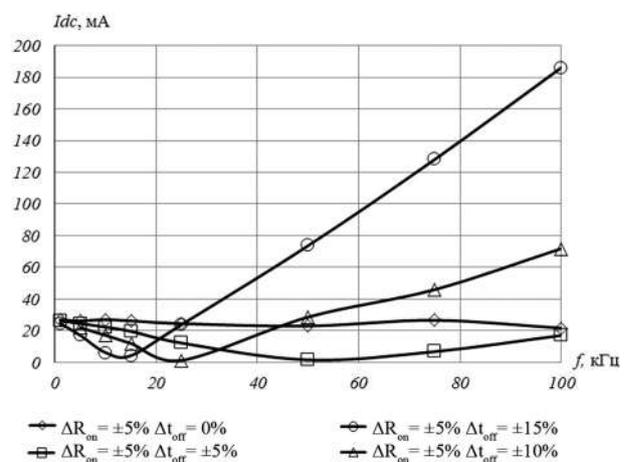


Рис. 5. Зависимость постоянной составляющей тока в нагрузке от частоты работы преобразователя при $\Delta R_{on} = \pm 5\%$

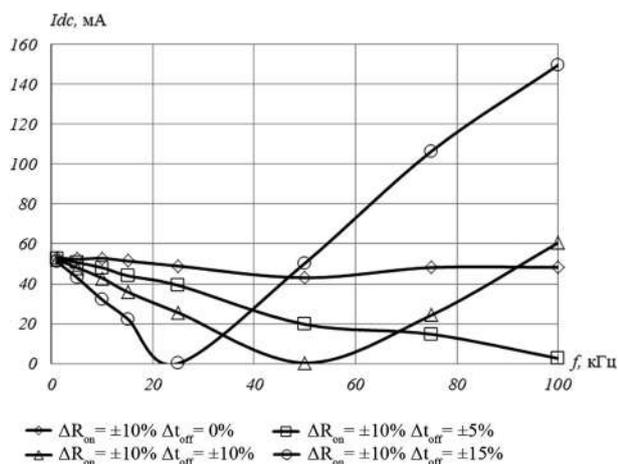


Рис. 6. Зависимость постоянной составляющей тока в нагрузке от частоты работы преобразователя при $\Delta R_{on} = \pm 10\%$

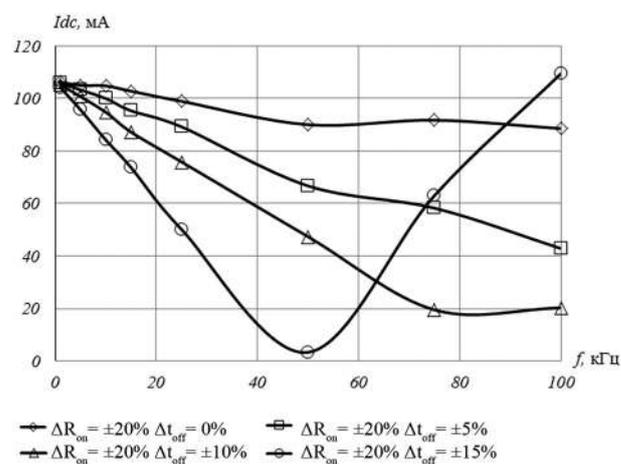


Рис. 7. Зависимость постоянной составляющей тока в нагрузке от частоты работы преобразователя при $\Delta R_{on} = \pm 20\%$

симость от частоты. Однако в идеальном случае, когда $\Delta R_{on} = 0\%$ и $\Delta t_{off} = 0\%$ (рис. 4) таковой зависимости, естественно, не наблюдается.

Во всех случаях сочетания разброса значений параметров R_{on} в открытом состоянии с разбросом значений времени выключения t_{off} , для исследуемых комбинаций с ростом частоты работы преобразователя наблюдается участок снижения величины постоянной составляющей I_{dc} вплоть до нулевого значения, после которого величина постоянной составляющей I_{dc} вновь начинает расти (рис. 5–7). Такая зависимость обусловлена компенсацией начального значения величины постоянной составляющей тока I_{dc} , вызванной разбросом значений параметров R_{on} транзисторов в открытом состоянии, составляющей разброса значений времени выключения t_{off} .

Для исследуемых режимов коммутации транзисторов IRG7PH35UD1PbF значения величины постоянной составляющей тока I_{dc} меняется от 0 до 185 мА, на фоне максимально допустимого значения тока для данного транзистора равного 20 А, что составляет всего 0,925% этой предельной величины. Однако этот ток является током подмагничивания сердечника импульсного трансформатора, что может нарушить его работу. Необходимо отметить, что наши предварительные исследования ограничивались только одним режимом коммутации с напряжением $U = 310$ В. Понятно, что изменение этого напряжения приведет к изменению величины приведенной нагрузки, что повлечет изменение величины постоянной составляющей тока I_{dc} . Причем при увеличении напряжения U относительно указанного значения величина постоянной составляющей тока I_{dc} будет относительно уменьшаться, а при снижении напряжения будет, очевидно, нелинейно увеличиваться.

Заключение

Появления постоянной составляющей в спектральном составе тока нагрузки возможно избежать только

при полной идентичности параметров транзисторов. Подбор транзисторов по величинам исследованных параметров возможен при создании и применении специального испытательного аппаратно-программного устройства и специальной методики группирования приборов. Это позволит создавать группы приборов, при совместной работе которых в мостовых схемах будут минимизироваться величины постоянной составляющей тока в первичной обмотке импульсного трансформатора, вторичная обмотка которого соединена с реальной активной нагрузкой, в диапазоне рабочих частот. В результате такого подбора возможно повышение надежности преобразователей при эксплуатации.

Литература

1. Журнал “Новости Электротехники” [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.compel.ru/lib/ne/2014/9/2-igbt-moduli-ot-international-rectifier-borba-za-snizhenie-poter-energii> (Дата обращения: 30.05.2016).
2. Семенов Б. Ю. Силовая электроника: от простого к сложному. – М.: СОЛОН-Пресс, 2005. – 416 с.
3. Журнал “Новости Электроники” [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.news.elteh.ru/arh/2005/32/11.php> (Дата обращения: 30.05.2016).
4. Беркович М. А. Автоматика энергосистем: Учеб. для техникумов / М. А. Беркович, В. А. Гладышев, В. А. Семенов. 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1991. – 240 с.

Беспалов Николай Николаевич, к. т. н., заведующий кафедрой “Электроника и нанoeлектроника” национального исследовательский Мордовского государственного университета имени Н. П. Огарева (г. Саранск), e-mail: kafedra-elnel@mrsu.ru;
Мясин Владислав Геннадьевич, аспирант очного отделения, национального исследовательский Мордовского государственного университета имени Н. П. Огарева (г. Саранск), e-mail: wlad_1z1@mail.ru.

В. В. Ваняев, Е. А. Копелович, М. В. Кузнецов, М. М. Троицкий

ГЕНЕРАТОРЫ ИМПУЛЬСОВ АНОДНОГО ТОКА МАГНЕТРОНОВ

V. V. Vanyaev, E. A. Kopelovich,
M. V. Kuznetsov, M. M. Troitsky

Anode Current Pulses Generator
for magnetrons

Разработана математическая модель системы “генератор импульсов анодного тока – магнетрон”, выполненного на основе транзисторного DC–DC преобразователя с трансформаторным выходом. Установлены зависимости, связывающие значения параметров элементов силовой цепи генератора с показателями качества формируемых импульсов. Приведены результаты теоретических и экспериментальных исследований созданных на базе транзисторно-конденсаторных преобразователей с дозирующими конденсаторами генераторов импульсов анодного тока промышленных магнетронов.

Ключевые слова: генератор импульсов анодного тока, магнетрон, транзисторно-конденсаторный преобразователь, непрерывная модель, этапы формирования импульса.

The authors developed a mathematical model of “anode current pulses generator–magnetron” system based on transistor DC–DC converter with transformer output. The paper determines the dependencies, relating generator power circuit parameters values to generated pulses quality indices. The results of theoretical and experimental studies of pulse anode current generators based on transistor–capacitor converter with dosing capacitors are presented.

Keywords: anode pulse current generator of the magnetron, the transistor–capacitor converter, the continuous model, stages of formation of the pulse.

Развитие современных исследовательских и технологических магнетронных установок ставит задачу разработки для них высоковольтных источников питания, обеспечивающих как непрерывный, так и импульсно-периодический режим генерации СВЧ излучения. Такой источник питания представляет собой, по сути, высоковольтный (единицы-десятки кВ) генератор импульсов анодного тока магнетрона (ГИАТ) квазипрямоугольной формы с амплитудой единицы-десятки ампер, следующих с частотой десятки-сотни герц. При этом для ряда практических приложений приоритетным является энергетика СВЧ импульса, в результате чего жестких требований к длительности фронта и среза импульсов анодного тока магнетрона, стабильности их амплитуды не предъявляют. Как правило, допустимые относительные значения нестабильности данных параметров составляют единицы процентов, соответственно, от длительности формируемого импульса и его амплитуды.

Функциональная схема ГИАТ магнетрона, удовлетворяющего сформулированным выше требованиям, содержит (рис. 1) сетевой трехфазный

(однофазный) мостовой выпрямитель В с выходным сглаживающим L – C фильтром Ф и конвертор К (транзисторный DC–DC преобразователь с трансформаторным выходом) с емкостно-индуктивным C – L или емкостным выходным фильтром, а также систему управления СУ, формирующую сигналы управления транзисторными ключами конвертора с заданными параметрами и алгоритмом.

К выходу ГИАТ подключен магнетрон, ВАХ которого (рис. 2а), в первом приближении, подобна характеристике стабилитрона. Схема замещения магнетрона (рис. 2б) содержит дифференциальные сопротивления $R_{д0}$ и $R_{д}$ начального и рабочего участка ВАХ магнетрона, соответственно, источники пороговых значений напряжения $U_{пор}$ и тока $I_{пор}$, соответствующие точке сопряжения участков ВАХ, а также два диода VD1 и VD2.

Как следует из функциональной схемы рис. 1 и ВАХ магнетрона (рис. 2) система “ГИАТ–магнетрон” является дискретной и нелинейной, так как ГИАТ содержит конвертор, дискретно изменяющий свою структуру в моменты переключения полупроводниковых приборов, и нелинейную цепь нагрузки, схема замещения которой имеет различный вид на различных этапах формирования выходного импульса.

Генерация импульсов анодного тока магнетрона заданной величины осуществляется путем частотного регулирования выходной мощности конвертора и его периодического включения/отключения по его цепи управления сигналом $U_{зад}$.

Процесс формирования импульсов анодного тока магнетрона включает в себя пять этапов: предварительный, формирование фронта, формирование вершины, формирование спада и завершающий.

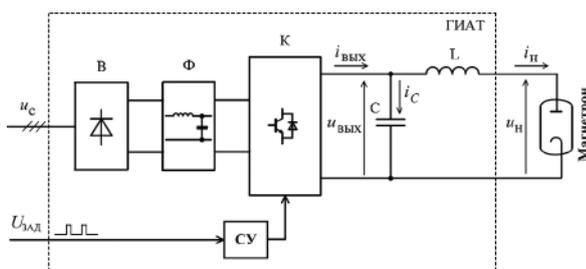


Рис. 1. Функциональная схема ГИАТ магнетрона

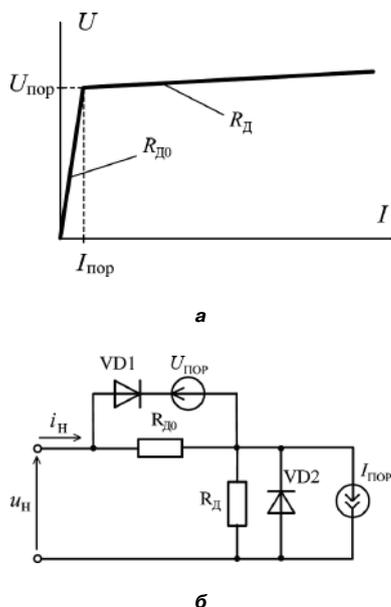


Рис. 2. Упрощенная вольтамперная характеристика (а) и схема замещения (б) магнетрона

Предварительный и завершающий этапы соответствуют положению рабочей точки магнетрона на начальном (крутом) участке его ВАХ, имеющем дифференциальные сопротивления $R_{д0}$ на уровне сотен кОм и более. Этапы, собственно, формирования выходного импульса (фронта, вершины и спада) соответствуют положению рабочей точки магнетрона на рабочем (пологом) участке ВАХ с относительно небольшим (сотни Ом) дифференциальным сопротивлением $R_{д}$.

Рассмотрим процессы, протекающие в ГИАТ магнетронов на этих этапах.

Предварительный этап (конвертор включен, VD1 заперт, VD2 проводит)

Предварительный этап начинается при подаче на вход системы управления СУ задающего сигнала $U_{зад}$, определяющего выходную мощность конвертора, которая, в свою очередь, соответствует требуемому значению анодного тока магнетрона. При этом в частотном режиме работы ГИАТ происходит зарядка конденсатора выходного фильтра С с ненулевыми начальными условиями. Ток в цепи нагрузки на этом этапе незначителен из-за большой величины сопротивления $R_{д0}$.

В этих условиях усредненные напряжения $U_{вых}$ на конденсаторе С и на нагрузке U_H изменяются по закону

$$U_H \approx U_{вых} = \sqrt{\frac{2P_1}{C}t + U_{вых0}^2}, \tag{1}$$

где P_1 – среднее значение выходной мощности конвертора на 1-м этапе; $U_{вых0}$ – начальное на 1-м этапе напряжение конденсатора С.

Первый этап заканчивается при возрастании напряжения U_H до порогового значения $U_{пор}$, и,

по сути, представляет собой временную задержку между моментом включения конвертора и началом импульса анодного тока магнетрона.

Этапы формирования фронта и вершины (конвертор включен, VD1 проводит, VD2 заперт)

На этих этапах рабочая точка перемещается по участку ВАХ магнетрона с малым по величине дифференциальным сопротивлением $R_{д}$ от пороговых значений напряжения и тока магнетрона до их рабочих величин.

Для приближенного аналитического описания системы “ГИАТ–магнетрон” на этапах формирования фронта и вершины выходного импульса заменим дискретное математическое описание системы на непрерывное. Это можно сделать путем усреднения токов и напряжений в его силовых цепях, используя, например, метод управляемой инъекции тока [5–7].

Переход к непрерывной модели конвертора достигается путем усреднения тока через его дискретную часть и инжектирования усредненного тока в непрерывную часть ГИАТ при условии, что на периоде повторяемости процессов пульсационная составляющая напряжений на входе и выходе конвертора значительно меньше их усредненных значений.

Полученная, в результате, модель системы “ГИАТ–магнетрон” на этих этапах является непрерывной и линейной.

С учетом принятых допущений процессы на этапах формирования фронта и вершины импульсов анодного тока магнетрона для усредненных значений переменных можно описать следующей системой дифференциальных уравнений

$$\left. \begin{aligned} L \frac{dI_H}{dt} + RI_H &= U_{вых} - U_H; \\ C \frac{dU_{вых}}{dt} &= I_C; \\ U_H &= R_d I_H + U_{пор}; \\ I_H + I_C &= k I_{вых}, \end{aligned} \right\} \tag{2}$$

где коэффициент $k = 1$.

Решение системы уравнений (2) для усредненной составляющей тока нагрузки I_H имеет вид

$$I_H = I_{вых} \left[1 - \frac{\omega}{\omega_0} \cdot e^{-\alpha t} \cos(\omega t - \varphi) \right], \tag{3}$$

где $\alpha = R/(2L)$ – коэффициент затухания выходного контура ГИАТ; $\omega_0 = (LC)^{-0.5}$ – круговая частота собственных колебаний выходного контура ГИАТ без учета потерь; r – активное сопротивление обмотки дросселя L; $R = r + R_d$ – суммарное активное сопротивление цепи; $\omega = (\omega_0^2 - \alpha^2)^{0.5}$; $\varphi = \arctg(\alpha/\omega)$.

Максимальное значение тока I_n , определяемое из условия $dI_n/dt = 0$, в соответствии с (4) имеет место в момент времени $t_m = \pi/\omega$ и равно

$$I_{n \max} = I_{\text{вых}} \left(1 + e^{-\frac{\alpha\pi}{\omega}} \right). \quad (4)$$

Из выражений (3) и (4) находим относительное ΔI_n^* превышение тока на этапе формирования фронта импульса анодного тока

$$\Delta I_n^* = \frac{I_{n \max}}{I_{\text{вых}}} - 1 = e^{-\frac{\alpha\pi}{\omega}}. \quad (5)$$

Следует заметить, что в ГИАТ с выходным емкостным фильтром или при $\alpha > \omega_0$ характер процессов на фронте формируемого импульса апериодический и $\Delta I_n^* = 0$.

Этап формирования спада (конвертор выключен, VD1 проводит, VD2 заперт)

Для этого этапа справедлива система уравнений (2) при значении коэффициента $k = 0$. Ее решение для усредненной составляющей тока нагрузки на интервале спада формируемого импульса будет иметь вид

$$I_n = I_{\text{вых}} \frac{\omega_0}{\omega} \cdot e^{-\alpha t} \cos(\omega t - \varphi). \quad (6)$$

Завершающий этап (конвертор выключен, VD1 заперт, VD2 проводит)

На этом этапе до момента очередного включения конвертора происходит разряд конденсатора C небольшим током, протекающим через магнетрон, величина которого, определяется значительным по величине дифференциальным сопротивлением $R_{д0}$ начального участка ВАХ магнетрона.

При этом выражения для выходного напряжения и тока ГИАТ имеют вид

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{пор}} e^{-\frac{t}{\tau}}; \quad (7)$$

$$I_n = \frac{U_{\text{пор}}}{R_{д0}} e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad (8)$$

где $\tau = R_{д0}C$ – постоянная времени нагрузки ГИАТ.

В момент начала очередного цикла формирования импульса анодного тока, определяемого моментом включения конвертора, напряжение на конденсаторе C будет равно начальному значению $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых0}}$, которое рассчитывается по формуле

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вых0}} = U_{\text{пор}} e^{-\frac{T-t_n}{\tau}}, \quad (9)$$

где T, t_n – период следования и длительность импульсов анодного тока, соответственно.

Рассмотрим влияние параметров схемы ГИАТ на коэффициент пульсаций анодного тока. В выходном токе $i_{\text{вых}}$ конвертора на этапах формирования фронта и вершины импульса наряду с усредненной составляющей содержится пульсационная компонента, обусловленная работой выходного выпрямителя конвертора. Конденсатор C и дроссель L , выполняя функцию выходного фильтра ГИАТ, блокируют гармонические составляющие этой компоненты. Величина емкости конденсатора и индуктивности дросселя в значительной мере зависят от допустимого уровня первой гармоники пульсационной составляющей в токе магнетрона, величины его выходного напряжения, тактовой частоты и схемотехнического исполнения конвертора ГИАТ.

Эффективность $C-L$ фильтра для переменной составляющей выходного тока конвертора $i_{\text{вых}\approx}$ определяется его передаточной функцией по току

$$W(p) = \frac{I_{n\approx}(p)}{I_{\text{вых}\approx}(p)}, \quad (10)$$

где $I_{\text{вых}\approx}(p), I_{n\approx}(p)$ – изображения переменных составляющих токов $i_{\text{вых}\approx}$ и $i_{n\approx}$, соответственно.

Коэффициент передачи k_n по переменной составляющей тока нагрузки $C-L$ фильтра на частоте ω_n определяется выражением его амплитудно-частотной характеристики, которая, как нетрудно показать, имеет вид

$$k_n = A(\omega_n) = \frac{I_{nm}^*}{I_{\text{вых}m}^*} = \frac{1}{\sqrt{(1-CL\omega_n^2) + (RC\omega_n)^2}}, \quad (11)$$

где $I_{nm}^* = I_{nm}/I_n, I_{\text{вых}m}^* = I_{\text{вых}m}/I_n$, – относительные значения амплитуд первых гармоник пульсаций тока нагрузки и выходного тока конвертора, соответственно; $I_{nm}, I_{\text{вых}m}$ – амплитуды первых гармоник пульсаций тока нагрузки и выходного тока конвертора, соответственно.

Преобразуя выражение (5), получаем

$$X_C^* X_L^* = \frac{1}{4} \left[1 + \left(\frac{\pi}{\ln \Delta I_{\text{вых}}^*} \right)^2 \right], \quad (12)$$

где $X_L^* = L\omega_n/R, X_C^* = 1/(RC\omega_n)$ – относительные значения индуктивного и емкостного сопротивления $C-L$ фильтра на частоте ω_n .

Решая совместно (11) и (12), находим расчетные выражения для определения относительных значений X_C^* и X_L^*

$$X_C^* = \sqrt{d + \sqrt{d^2 + \frac{(1+b)^2}{16a}}}; \quad (13)$$

$$X_L^* = \frac{1}{4 \cdot \sqrt{d + \sqrt{d^2 + \frac{(1+b)^2}{16a}}}}; \quad (14)$$

где a, b и d коэффициенты, равные соответственно

$$a = \frac{1}{k_n^2} - 1; \quad b = \left(\frac{\pi}{\ln \Delta I_n^*} \right)^2; \quad d = \frac{1-b}{4a}.$$

Выражения (13), (14) устанавливают зависимости относительных значений индуктивного и емкостного сопротивления выходного фильтра ГИАТ от величины коэффициента передачи k_n по переменной составляющей тока на вершине формируемого импульса и относительного превышения тока ΔI_n^* на этапе формирования фронта импульса. Графики указанных зависимостей, построенные в соответствии с выражениями (13), (14), приведены на рис. 3. Они позволяют при известном значении k_n определить величины емкости C и индуктивности L выходного С–L фильтра ГИАТ.

Полученные результаты использованы авторами при создании ряда ГИАТ двух типов промышленных магнетронов: М214 и М268. В них конвертор выполнен на базе полумостового транзисторно-конденсаторного преобразователя с промежуточным емкостным дозированием передаваемой в нагрузку энергии и трансформаторным выходом (ТРКП) [1–4].

ТРКП имеет простую схемотехническую и конструктивную реализацию на различные уровни выходного напряжения и мощности, малые коммутационные потери в силовых полупроводниковых приборах при тактовой частоте их переключения f в диапазоне (20 ... 100) кГц.

Конвертор на базе ТРКП может быть выполнен, как в одномодульном (число модулей ТРКП $M = 1$), так и многомодульном варианте с несколькими (обычно $M = 2$, или $M = 4$) идентичными преобразовательными ячейками и фазовым сдвигом импульсов управления модулями равным

$$\varphi = \pi(n - 1)/M,$$

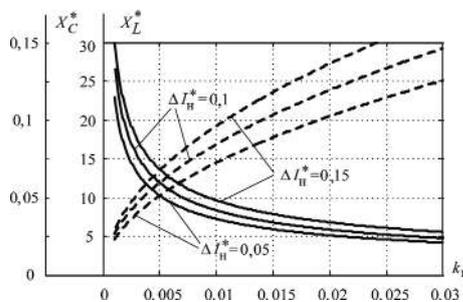


Рис. 3. Зависимости относительных значений индуктивного X_L^* (сплошная линия) и емкостного X_C^* (штриховая линия) сопротивления С–L фильтра от коэффициента передачи k_n для различных значений превышения анодного тока на фронте импульса ΔI_n^*

где $n = 1, 2, 3...$ – порядковый номер модуля). Многомодульный вариант исполнения при прочих равных условиях позволяет существенно уменьшить пульсации на вершине формируемого импульса тока.

ТРКП в широком диапазоне выходных напряжений обеспечивает бестоковую коммутацию силовых транзисторов и диодов на интервале такта работы при постоянстве среднего значения мощности, передаваемой в нагрузку [2],

$$P = 2\eta MC_d U_1^2 f, \quad (15)$$

где η – КПД преобразователя; C_d – емкость дозирующих конденсаторов (ДК) модуля ТРКП; U_1 – усредненное напряжение на входе ТРКП. При этом падающий вид внешней характеристики ТРКП и, соответственно, ГИАТ обеспечивает параметрическую устойчивость и безопасность системы “ГИАТ–мощный магнетрон” в штатном и аварийном режимах работы.

Выражение для усредненного тока $I_{\text{вых}}$, инжектируемого конвертором в выходную цепь, при $\eta \approx 1$ имеет следующий вид

$$I_{\text{вых}} = \frac{P}{U_{\text{вых}}} = \frac{2f MC_d U_1^2}{U_{\text{вых}}}. \quad (16)$$

Если считать усредненное значение напряжения U_1 на входе ТРКП неизменным и учесть, что на пологом участке ВАХ магнетрона его усредненное рабочее напряжение U_n изменяется незначительно (рис. 2а), то усредненное значение тока $I_{\text{вых}}$, также будет, приблизительно, постоянным на этапе формирования фронта и вершины импульса анодного тока магнетрона.

Для расчета параметров С–L фильтра ГИАТ необходимо определить относительное значение амплитуды первой гармоники $I_{\text{вых}m}^*$ пульсационной составляющей выходного тока конвертора. С этой целью было проведено имитационное моделирование ТРКП в стационарном режиме работы в среде *MATLAB Simulink*. Результаты выполненного с использованием функции *FFT* расчета первой гармоники пульсационной составляющей выходного тока конвертора при различном числе модулей M представлены на рис. 4.

На рис. 4 по оси ординат отложена относительная (в долях от среднего значения выходного тока ГИАТ на вершине формируемого импульса) амплитуда первой гармоники выходного тока $I_{\text{вых}m}^*$ конвертора на базе ТРКП. По оси абсцисс – относительное среднее значение выходного напряжения $U_{\text{вых}m}^*$ ГИАТ, равное $U_{\text{вых}m}^* = U_{\text{вых}}/U_{\text{гр}}$, где $U_{\text{гр}}$ – граничное напряжение (значение выходного напряжения ГИАТ, выше которого выходной ток ТРКП имеет прерывистый характер) [2].

Приведенные графики дают возможность определить уровень переменной составляющей выходного тока конвертора при различном выходном напряжении и числе модулей ТРКП, что необходимо для

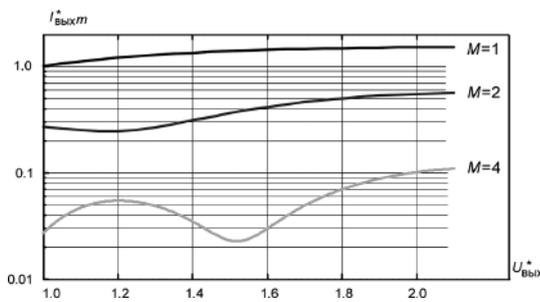


Рис. 4. Относительное значение амплитуды первой гармоники выходного тока конвертора на базе ТРКП при различной относительной величине его выходного напряжения и числе модулей

определения коэффициента передачи выходного фильтра k_n и расчета C и L . Из рис. 4 следует, что многомодульный вариант конвертора позволяет существенно (более чем на порядок при $M = 4$) уменьшить амплитуду первой гармоники выходного тока ГИАТ и при заданном уровне пульсаций тока в магнетроне значительно снизить энергоемкость элементов выходного фильтра.

Расчет параметров элементов силовой схемы ТРКП при заданном значении напряжения U_n и тока I_n магнетрона, заданном относительном превышении тока ΔI_n^* , допустимом относительном значении пульсаций I_{nm}^* , выбранных величинах напряжении питания U_1 , тактовой частоты f ТРКП и числа модулей конвертора M производится в следующей последовательности:

- рассчитывают величину среднего значения мощности P , выделяемой ГИАТ в нагрузку, $P = U_n I_n$;
- определяют емкость ДК из формулы (15), задаваясь величиной КПД;
- задаются режимом работы $U_{\text{вых}}^* = U_{\text{вых}}/U_{\text{гр}}$;
- по графикам функции $I_{\text{вых}1}^* = f(U_{\text{вых}}^*)$ (рис. 4) при известном числе модулей M находят относительное значение амплитуды $I_{\text{вых}1}^*$ первой гармоники выходного тока конвертора;
- исходя из заданного относительного значения пульсаций I_{nm}^* переменной составляющей тока нагрузки определяют значение коэффициента передачи $k_n = I_{nm}^* / I_{\text{вых}1}^*$ на частоте пульсаций $\omega_n = 4\pi Mf$ выходного напряжения ТРКП;
- по графикам функции X_C^* , $X_L^* = f(k_n)$ (рис. 3) при заданном значении ΔI_n^* находят величины X_C^* и X_L^* ;
- по формулам $C = 1/(X_C^* R \omega_n)$ и $L = X_L^* R / \omega_n$ рассчитывают емкость и индуктивность выходного С–L фильтра.

На базе результатов проведенных исследований авторами создан ряд ГИАТ для двух типов промышленных магнетронов: М214 и М168, использующихся в технологических СВЧ комплексах.

ГИАТ магнетрона М214 (рис. 5) обеспечивает генерацию импульсов тока амплитудой 1 А при напряжении на нагрузке 4 кВ с частотой 1–200 Гц и минимальной скважности 5. ТРКП данного генератора выполнен в одномодульном варианте и имеет рабо-

чую частоту $f = 24$ кГц. На выходе ГИАТ установлен емкостной фильтр $C = 0,25$ мкФ. Конструктивно ГИАТ изготовлен в стандартном приборном 19" корпусе высотой 170 мм и глубиной 380 мм.

ГИАТ магнетрона М168 (рис. 6) обеспечивает генерацию импульсов тока амплитудой до 3,2 А при напряжении на нагрузке 4,5–5,5 кВ с частотой 10–500 Гц и минимальной скважности $q = 5$. ТРКП данного генератора выполнен в двухмодульном варианте с фазовым сдвигом импульсов управления модулями 90 эл.град. Тактовая частота работы транзисторных ключей каждой модуля составляет $f = 25$ кГц. На выходе ГИАТ установлен емкостно-индуктивный фильтр $C = 0,5$ мкФ, $L = 2$ мГн, обеспечивающий уровень относительных пульсаций анодного тока магнетрона на частоте $\omega_n = 0,628 \cdot 10^6 \text{ с}^{-1}$ около 0,3%. Общие габаритные размеры ГИАТ – 490^W × 540^H × 580^D мм.

На рис. 7 представлены временные диаграммы импульсов анодного тока в магнетроне М168 и напряжения на нем, формируемого ГИАТ на базе ТРКП с выходным С–L фильтром, полученные на его имитационной модели с учетом нелинейного характера ВАХ магнетрона.

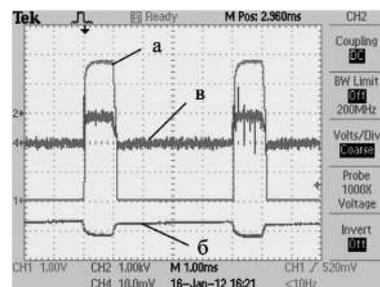
Как видно из сравнения рис. 6 и рис. 7, результаты аналитических исследований, выполненных на основе принятых допущений, хорошо согласуются с результатами имитационного моделирования ГИАТ с ТРКП и подтверждаются полученными экспериментальными данными.

Заключение

1. Разработана непрерывная линейная математическая модель системы “ГИАТ–магнетрон” на этапах формирования фронта и вершины импульсов тока в магнетроне с использованием метода управляемой инъекции тока.



а

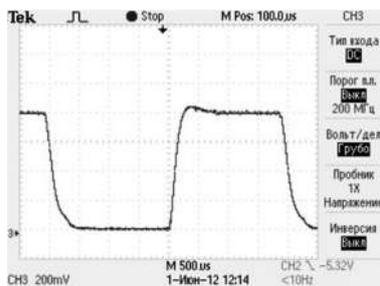


б

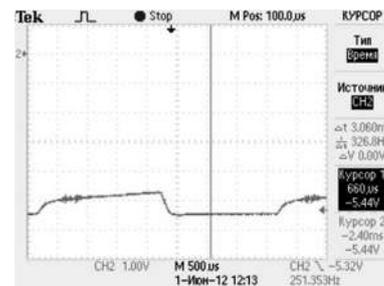
Рис. 5. Внешний вид ГИАТ магнетрона М214 с выходным емкостным фильтром и оциллограммы его работы: а – выходной ток (масштаб – 0,22А/дел); б – выходное напряжение; в – СВЧ сигнал



а



б



в

Рис. 6. Внешний вид ГИАТ магнетрона М168 с выходным емкостно-индуктивным фильтром (а) и осциллограммы его работы: б – выходной ток (масштаб – 0,6А/дел); в – выходное напряжение (масштаб – 1 кВ/дел)

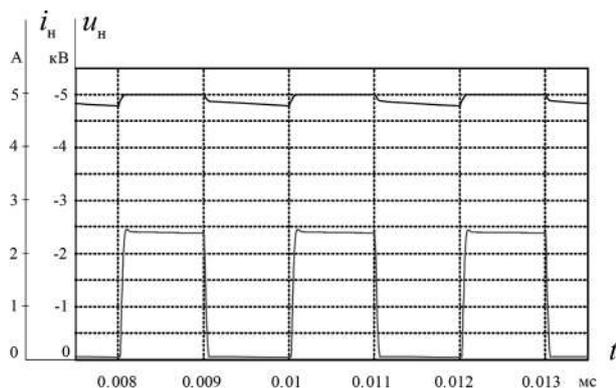


Рис. 7. Импульсы тока и напряжения на магнетроне М168
 $R_d = 100 \text{ Ом}$; $L_2 = 2 \text{ мГн}$; $C_2 = 0,5 \text{ мкФ}$; $M = 2$; $\omega_n = 0,628 \times 10^6 \text{ с}^{-1}$

2. Получены аналитические и расчетные графические зависимости, связывающие значения индуктивного и емкостного сопротивления $C-L$ фильтра с величиной коэффициента передачи k_n выходного фильтра ГИАТ на вершине формируемого импульса и относительного превышения тока ΔI_n^* в начальной части импульса. Это позволяет при известных величинах k_n , ΔI_n^* , параметрах магнетрона, тактовой частоте конвертера ГИАТ, определить величины индуктивности и емкости выходного $C-L$ фильтра и выполнить инженерный расчет ГИАТ.

3. Определено относительное значение амплитуды первой гармоники выходного тока ГИАТ, выполненного на основе ТРКП с ДК, при различной относительной величине его выходного напряжения и различном числе входящих в него модулей.

4. Результаты аналитических расчетов применительно к ГИАТ на базе ТРКП с ДК согласуются с результатами имитационного моделирования и подтверждаются практикой создания ГИАТ промышленных магнетронов, что позволяет сделать вывод о корректности сделанных допущений и выбранной методики исследований.

Литература

1. Курчик, Б. З. Преобразователь для заряда емкостных накопителей энергии / Б. З. Курчик, А. Д.

Покрываило, А. Н. Шварц // Приборы и техника эксперимента. 1990. № 4.

2. Копелович Е.А. Высоковольтные транзисторно-конденсаторные источники питания для мощных электрофизических установок // Труды Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. – Н. Новгород, 2011. № 2 (87).

3. Kopelovich, E. A. High voltage power supplies for high power vacuum electron devices / E. A. Kopelovich, A. U. Novikov, A. G. Razumov, M. M. Troitsky, F. A. Flat // Proceedings of the 8-th IEEE International Vacuum Electronics Conference. Kitakyushu International Conference Center, Japan, 2007. P. 339-340.

4. Патент на полезную модель № 94089 РФ, МПК Н 03 К 3/53. Зарядное устройство накопительного конденсатора. Копелович Е.А. Оpubл. в Бюллетене "Изобретения, полезные модели", 2010, № 13.

5. Розанов Ю. К., Рябчицкий М. В., Кваснюк А. А. Силовая электроника. М.: Издательский дом МЭИ, 2007.

6. Мелешин В. И., Овчинников Д. А. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии. М.: Техносфера, 2011.

7. Четти П. Проектирование ключевых источников электропитания. М.: Энергоатомиздат, 1990.

Ваняев В. В., к. т. н., доцент кафедры электрооборудования, электропривода и автоматики Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева, г. Нижний Новгород, тел.: (831)436-03-69, e-mail: vanyaev.v@mail.ru;

Копелович Е. А., к. т. н., заведующий отделом высоковольтной техники Федерального исследовательского центра "Институт прикладной физики Российской академии наук", г. Нижний Новгород, тел.: (831)436-40-23, e-mail: kopevg@appl.sci-nnov.ru;

Кузнецов М. В., инженер отдела высоковольтной техники Федерального исследовательского центра «Институт прикладной физики Российской академии наук», г. Нижний Новгород, тел.: (831)416-48-86, e-mail: mk-9180@mail.ru;

Троицкий М. М., ведущий конструктор отдела высоковольтной техники Федерального исследовательского центра "Институт прикладной физики Российской академии наук", г. Нижний Новгород, тел.(831)416-48-86, e-mail: trm@appl.sci-nnov.ru.

С. Б. Бибиков, А. А. Мальцев, Б. В. Кошелев, А. В. Гелиев

ОСОБЕННОСТИ И ПРИМЕНЕНИЕ ИОНИСТОРОВ В ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ

S. B. Bibikov, A. A. Maltsev,
B. V. Koshelev, A. V. Geliev

**Ionistors: features and electrical
engineering applications**

Рассмотрены основные аспекты использования перспективных накопителей энергии – суперконденсаторов (ионисторов), занимающих, условно говоря, промежуточное положение между аккумуляторами и классическими конденсаторами. От аккумуляторов ионисторы отличаются возможностью отдачи значительно большей мощности и, соответственно, более быстрым зарядом, а от конденсаторов – более значительным запасом накапливаемого заряда. Дана классификация устройств типа ионисторов, количественно охарактеризовано их положение в ряду накопителей энергии. Рассмотрены основные подходы к увеличению зарядовых емкостей путем подбора состава и оптимизации структуры электродов. На примере электродов на основе нанодисперсных слоистых графитовых структур (графены, восстановленные окиси графита и другие соединения) показана необходимость и возможность учета доступности нанопористой поверхности электрода для ионов электролита. Рассмотрены пути увеличения запасаемой ионисторами энергии за счет использования неводных электролитов и расширения рабочего окна напряжений, а также за счет создания «несимметричных» ионисторов с вовлеченным редокс-процессом. Приведены некоторые схемы применения ионисторов и рассмотрены возможности их использования в различных областях техники.

Ключевые слова: суперконденсатор, ионистор, графен, накопитель энергии.

The paper considers the basic aspects of prospective energy storing elements implementation, namely supercapacitors (ionistors), which occupy, relatively speaking, intermediate position between batteries and standard capacitors. Ionistors differ from batteries by their ability of much more power delivery and, correspondingly, faster charging. Moreover, they differ from capacitors by considerably larger amount of stored charge. The authors classified the components of ionistor class, and quantized their position among energy storing components. The main approaches to increase charge capacitances by composition selection and electrodes structure optimization. As an example of electrodes based on nano-dispersed graphite structures (graphens, regenerated graphite oxides and other compositions) the necessity and possibility of the electrode nano-porous surface accessibility for electrolyte ions considering was demonstrated. The paper considers the ways of increasing the energy stored in ionistors by using non-aqueous solutions and voltage operating window expansion, as well as developing «non-symmetrical» ionistors with entrained redox-process. Several schemes describing ionistor's implementation are presented and the possibilities of using ionistors in various areas is considered.

Key words: supercapacitor, ionistor, graphen, energy store.

Суперконденсатор представляет собой электрохимическое устройство, отличающееся от аккумуляторов повышенной удельной мощностью. Процесс запасания энергии в суперконденсаторах осуществляется за счет разделения заряда на двух электродах с достаточно большой разностью потенциалов между ними. Так как химических превращений веществ в процессе работы классического суперконденсатора не происходит (если не допускать превышения зарядных напряжений), ресурс системы достаточно велик и может превышать 100 000 циклов заряда разряда. Учитывая вышеупомянутые особенности суперконденсаторов, целесообразно их использование в гибридных схемах с аккумуляторами. В этом случае суперконденсатор реагирует на короткие пики генерации или потребления электроэнергии, увеличивая ресурс аккумулятора и снижая время отклика всей системы на внешние воздействия.

Сравнение различных источников и накопителей энергии удобно представлять в виде т. н. «диаграммы Рагоне» (англ. *Ragone plot*, [1]), представленной на рис. 1 на которой по оси абсцисс откладывается плотность запасенной в устройстве энергии, а по оси ординат — плотность мощности, отдаваемой устрой-

ством во внешнюю цепь. Наклонные параллельные прямые на диаграммах Рагоне отражают время полной зарядки и разрядки накопителя энергии. В силу обратимости электрохимических процессов при одинаковом значении УПМ времена зарядки и разрядки суперконденсатора совпадают; однако, на практике к накопителям электрической энергии подключают устройства, чья потребляемая мощность значительно меньше мощности зарядки накопителя. Это связано с тем, что на практике необходимо использовать такие источники автономного питания, время работы от которых значительно превосходит время подзарядки аккумулятора или суперконденсатора.

Факторы, определяющие эффективность работы суперконденсатора

В зависимости от строения и физических принципов, лежащих в основе накопления энергии, суперконденсаторы (иначе – ионисторы) подразделяются на симметричные суперконденсаторы и гибридные, или асимметричные суперконденсаторы (псевдоконденсаторы). Напомним, что суперконденсатор, в общем, представляет собой систему двух электропроводящих электродов с высокой удельной поверхностью, поме-

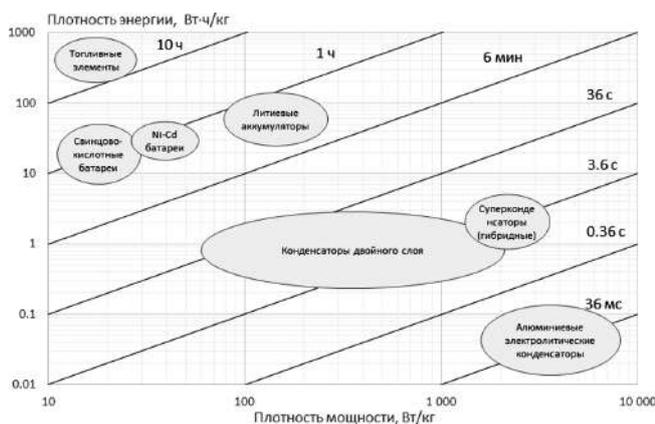


Рис. 1. Диаграмма Рагоне для различных накопителей электрической энергии

ценных в электролит (вода, растворы солей, кислоты, ионные жидкости и т. п.) и разделенных мембраной (сепаратор), проницаемой для ионов электролита. Сепаратор в суперконденсаторе выполняет функцию, аналогичную диэлектрической прокладке между обкладками плоского конденсатора, т.е. выполняет роль электрического изолятора для “электронной” подсистемы устройства. При этом сепаратор должен быть проницаем для ионов электролита, поскольку только такая система способна обеспечить перераспределение зарядов в электрическом поле и образование двойного электрического слоя на обкладках суперконденсатора.

Здесь сепаратором служит пористая мембрана, токоъемниками – листы фольги, имеющие электрический контакт с электродами. Electroды в случае симметричных конденсаторов представляют собой одинаковые пластинки из проводящего материала с большой удельной поверхностью (по методу ВЕТ – от 300 до 2500 м²/г). В случае асимметричного конденсатора катод (неполяризуемый электрод) изготавливается из материала, обеспечивающего протекание электрохимической реакции (фарадеевского процесса). В качестве материалов для катода в асимметричных конденсаторах используются: оксиды марганца и переходных металлов, двойной фосфат лития и железа (II), окись или сульфид графита и др.

Электроды суперконденсаторов

По типу используемых электродов суперконденсаторы делятся на симметричные (называемые также классическими конденсаторами, или конденсаторами двойного электрического слоя). В симметричных суперконденсаторах оба электрода имеют одинаковую массу и состав и как правило, представляют собой пористые углеродные структуры. В асимметричных суперконденсаторах один электрод изготовлен из пористого углеродного материала (как и в симметричных СК), другой электрод представляет собой, как правило, композиционный материал на основе смешанных оксидов металлов, обязательно содержащий металлы переменной валентности [2, 3, 4].

Согласно [5] емкость адсорбционного двойного слоя в простейшем случае определяется формулой, аналогичной формуле плоского электрического конденсатора. В работе [6] приведен теоретический предел удельной емкости на единицу поверхности для графена, т.е. найдено значение $C_{уд} = 0,135 \text{ Ф/м}^2$.

В 2008 г. в [7] была предложена модель, частично учитывающая доступность поверхности электрода (модель цилиндрических пор). В этой модели емкость электрода суперконденсатора описывается следующей формулой:

$$C = \frac{S \cdot \epsilon \epsilon_0}{b \cdot \ln(b/a_0)}, \quad (1)$$

где b – внешний радиус цилиндрической поры, a_0 – эффективный размер противоиона, с учетом распределения электронной плотности.

После подстановки в формулу (1) параметров испытанного углеродного материала, для которого $S = 1100 \text{ м}^2/\text{г}$ (по данным адсорбции метиленового синего [8]), $b = 2,3 \cdot 10^{-9} \text{ м}$ (измерено методом жидкостной порозиметрии в ИК СО РАН), $a_0 = 3,4 \cdot 10^{-10} \text{ м}$ (радиус гидратированного иона Na^+ в предположении, что процесс происходит на аноде, где адсорбируется сульфат-анион), получаем, что $C_{теор} = 177 \text{ Ф/г}$. Экспериментальные данные показали величину $C_{эксп} = 120 \text{ Ф/г}$, что существенно близко к теоретически рассчитанной модельной величине. Таким образом, можно заключить, что максимальная емкость в пересчете на 1 г массы сухого углеродного электрода, используемого в симметричном суперконденсаторе, составляет 100...150 Ф/г.

При исследовании параметров суперконденсаторов, как и при исследовании электрохимических ячеек, используются известные и широко описанные в литературе методы гальвано- и потенциостатики, а также метод вольтамперных характеристик (ВАХ) при линейно изменяющемся напряжении.

Особенности выбора электролита

Суперконденсаторы могут быть созданы на основе различных электролитов: водных растворов, неводных растворов или ионных жидкостей. Кроме того, существуют суперконденсаторы на основе твердых электролитов [9-11], имеющие несколько иную структуру, в частности, не имеющие сепаратора, но в целом функционирующие как ионисторы с жидким электролитом. Для твердых электролитов существует аналогичное деление на водные и неводные [9] гелевые электролиты; ионные жидкости в качестве твердого электролита могут быть использованы только в составе коллоидного раствора, а, следовательно, такие составы следует рассматривать как подвид органических гелевых электролитов. Рассмотрим основные типы жидких электролитов.

При всех преимуществах (дешевизна, удобство в работе, высокая электропроводность) водные элект-

тролиты имеют существенный недостаток: рабочее напряжение суперконденсаторов на основе водных электролитов ограничено значением 0,9–1 В, поскольку при превышении этого напряжения начинается электрохимическое разложение воды с выделением газообразных водорода и кислорода, что приводит к выходу суперконденсатора из строя. Соответственно, для достижения более высоких рабочих напряжений и для питания устройств от суперконденсаторов на водных электролитах необходимо последовательно соединять суперконденсаторы в батареи с использованием согласующих элементов (например, резисторов) для предотвращения локального перенапряжения на отдельных элементах всей батареи. Тем не менее, батареи суперконденсаторов на водных электролитах уже активно выпускаются промышленностью, в т. ч. и в России [12, 13].

Одной из ключевых задач при создании накопителей электрической энергии типа суперконденсаторов является достижение значительной удельной энергии в пересчете на единицу массы электродов, на поверхности которых образуются ДЭС и происходят окислительно-восстановительные реакции (редокс-процесс). Наличие электрохимического процесса в системе нарушает симметрию системы с точки зрения электрофизики, поэтому такие гибридные суперконденсаторы, в которых накопление энергии происходит и за счет образования двойного электрического слоя (ДЭС), и за счет обратимой электрохимической реакции, называют асимметричными.

В случае асимметричных конденсаторов определение максимальное значение емкости несколько усложняется, поскольку для редокс-процессов понятие электрической емкости (сопоставляемое с емкостью электрического конденсатора) неприменимо. В случае редокс-процессов вводится понятие псевдоемкости, определяемое как отношение заряда, полученного электродом в ходе редокс-реакции, к потенциалу данного электрода:

$$C^* = \frac{1}{\Delta U} \int_0^{t_{\text{зар}}} I(t) dt, \quad (2)$$

где I – ток заряда, $t_{\text{зар}}$ – время полного заряда, ΔU – прирост напряжения.

Одно из наиболее высоких значений псевдоемкости, достигнутое на сегодняшний день в экспериментах – это 855 Ф/г в суперконденсаторе на основе наночастиц двуокиси рутения RuO_2 и гидроксида никеля $Ni(OH)_2$ [14]. Для более коммерчески доступных материалов (например, наночастиц окиси марганца MnO_2) псевдоемкость составляет 380 Ф/м² [4].

На практике часто используют не чистые растворители, а их смеси между собой в тех или иных пропорциях, например, смеси ацетонитрила и пропиленкарбоната, смесь 1,2-диметоксиэтана с пропиленкарбонатом [15] и др. Смешение растворителей позволяет не только добиться расширения температур-

ного интервала жидкого состояния, но и изменения многих других параметров (вязкости, растворимости солей и пр.).

Авторами была проведена серия экспериментов: было изготовлено 6 суперконденсаторных ячеек одинаковой конструкции на основе одинаковых электродов (масса 61 мг, площадь 5 см², производство ООО ВСКБ “Рикон”), с одной и той же солью (гексафторфосфат лития $LiPF_6$) в различных растворителях и их смесях. Были измерены емкость, параллельное и последовательное сопротивление суперконденсаторах. Эти результаты приведены в табл. 1. В этой серии экспериментов измерения проводились методом циклической вольтамперометрии при скорости развертки 20 мВ/с и интервале напряжений 0...0,9 В, далее расчет параметров проводился по оригинальной методике, разработанной в ИБХФ РАН. Минимальное последовательное сопротивление показала ячейка на основе ацетонитрила, максимальной емкостью обладала ячейка на основе смеси ацетонитрила и пропиленкарбоната, а наилучшую совокупность параметров (емкость, сопротивление саморазряда и последовательное сопротивление) показала ячейка на основе смеси ацетонитрила и этиленкарбоната. Тем не менее, разброс параметров ячеек с одинаковыми электродами и различными растворителями остается относительно небольшим.

Таблица 1. Сравнение параметров опытных суперконденсаторных ячеек с различными неводными электролитами

№ ячейки	Растворитель	Емкость		Сопротивление	
		$C_{\text{общ}}, \Phi$	$C_{\text{уд}}, \Phi/\text{г}$	$R_{\text{посл}}, \text{Ом}$	$R_{\text{шунт}}, \text{Ом}$
1	Ацетонитрил	2,70	88,5	0,8	105
2	Пропиленкарбонат	2,41	79,0	4,4	152
3	Ацетонитрил + пропиленкарбонат	2,84	93,1	1,2	140
4	Ацетонитрил + этиленкарбонат	2,71	88,5	1,3	1790
5	Пропиленкарбонат + этиленкарбонат	2,36	77,4	4,2	189
6	Ацетонитрил + пропиленкарбонат + этиленкарбонат	2,18	71,5	2,1	133

Конструктивные особенности суперконденсаторов

Достаточно важным фактором, влияющим на параметры суперконденсаторов, является конструктивное исполнение. Существуют несколько основных способов компоновки электродов в корпусе суперконденсатора [16]:

1. Наборная технология – электроды, разделенные мембранами-сепараторами, складываются в виде стопки, подобно батарее гальванических элементов. Этот способ применяется для создания суперконденсаторных батарей, рассчитанных на высокие рабочие напряжения (десятки вольт).

2. Намоточная технология – сложенные листы электродов, разделенные сепаратором, наматываются на валик. Этот способ используется для производства низковольтных (одноэлементных) суперконденсаторов с низким рабочим большим емкостью и рабочим

напряжением 2,7 В (суперконденсаторы на неводных электролитах).

3. Складчатая упаковка – листы разделенных сепаратором электродов упакованы в виде гармошки. Параметры аналогичны предыдущему случаю, технология проще, но такая упаковка приводит к более быстрому падению характеристик изделия со временем и в промышленности не используется.

Авторами были проведены испытания на скорость деградации ячеек различных конструкций: планарная однослойная, складчатая (планарная) многослойная и аксиальная многослойная. Использовались стандартные электроды и электролиты производства ООО ВСКБ “Рикон”. На рис. 2 приведены относительные изменения характеристик после 100 циклов зарядки и разрядки при постоянном токе.

Таким образом, аксиальная многослойная (намоточная) конструкция обеспечивает наибольшую стабильность суперконденсаторов при циклировании. Это связано с большей симметрией цилиндрической ячейки, более равномерным распределением зарядов на поверхности электрода и, как следствие, – с уменьшением локальных перенапряжений электролита, приводящих к ускоренной деградации электрохимической системы, газовыделению и перегреву.

На сегодняшний день существует множество крупных и малых компаний, производящих суперконденсаторы. Крупнейшие производители на мировом рынке – компании NEC, Maxwell и Epcos. В России суперконденсаторы производят такие компании, как ЗАО “Технокор”, ООО ВСКБ “Рикон” (г. Воронеж; переоборудована с производства электролитических конденсаторов), ЗАО “Элтон” (г. Троицк) и др. В табл. 2 приведены параметры суперконденсаторных батарей различных производителей.

Из приведенных данных видно, что средний запас энергии в суперконденсаторах промышленного производства лежит в диапазоне 1...6 Вт·ч/кг, удельная мощность тока в цепи составляет 1...7 кВт/кг.

Технические аспекты и практическое применение систем аккумулирования энергии типа ионисторов (суперконденсаторов)

Как накопители электрической энергии, суперконденсаторы характеризуются следующими достоинствами и недостатками.



Рис. 2. Изменение параметров суперконденсаторов в процессе зарядки-разрядки после 100 циклов

Достоинства:

- высокая удельная мощность как объемная, так и весовая (до 1000 Вт/г);
- большой срок службы (до 15 и более лет);
- практически неограниченное число циклов заряд/разряд (до 1 000 000 циклов);
- быстрая подзарядка (ограничена током зарядного устройства);
- отсутствие необходимости контроля режима зарядки;
- отсутствие жестких требований к току зарядного устройства;
- высокий КПД до 95 % (как правило, нет дополнительного преобразования электрической энергии);
- возможность быстрого разряда;
- возможность получения больших пусковых токов;
- отсутствие “памяти”, присущей аккумуляторам;
- широкий диапазон рабочих температур (–40 ... +85°C);
- слабое влияние температуры на емкость;
- малое эквивалентное внутреннее сопротивление (на уровне 0,001 Ом);
- работа при любом напряжении, не превосходящем номинального;
- нет необходимости в обслуживании (ЭХ конденсаторы герметичны),
- экологичность (большинство ЭХ конденсаторов построены на основе активированного угля, щелочи, гидроксида никеля и никелевых электродов, для ЭХ конденсаторов на основе свинцовых электродов имеется уже отработанная технология переработки);
- экологичность (большинство ЭХ конденсаторов построены на основе активированного угля, щелочи, гидроксида никеля и никелевых электродов, для ЭХ конденсаторов на основе свинцовых электродов имеется уже отработанная технология переработки);

Таблица 2. Сравнение удельных параметров суперконденсаторов различных производителей

Название, производитель	Емкость С, Ф	U _{макс.} , В	R _{вн.} , МОм	Масса, кг	Удельный запас энергии, Вт·ч/кг	Удельная мощность, кВт/кг
РСКМ0165Э486, ООО ВСКБ “Рикон”	165	48	5,6	14,4	3,7	7,4
РСК0005M027 ООО ВСКБ “Рикон”	5	2,7	97	0,0025	2,1	7,5
МКЭ-С-147-87С, ЗАО “Элтон”	147	90	24	83	1,2	1,0
ВМОД0063 P125 B08, Maxwell	63	125	18	61	2,3	1,7
EMHSR-0062C0-125R0SR2, Nesscap	62	125	15	40	3,39	6,5
ESHSR-3000C0-002R7A5T, Nesscap	3000	2,7	0,14	0,535	5,6	6,2

– простота определения уровня заряда ЭХ конденсаторов (однозначная зависимость от уровня напряжения на конденсаторе);

– относительная дешевизна ионисторов.

Недостатки:

– ограниченная удельная энергоёмкость (на уровне десятков Вт·ч/кг);

– большое падение напряжения при разряде;

– высокая удельная стоимость энергии (до 10 USD за килоджоуль);

– повышенная пожарная опасность из-за большой запасаемой мощности необходимость электрозащиты и электрической изоляции цепей управления и нагрузки;

– недопустимость снижения напряжения на электрохимических конденсаторах ниже определенного уровня;

– ограниченное и нестабильное выходное напряжение (необходимо высокоточные преобразователи-стабилизаторы);

– низкое напряжение на некоторых типах ионисторов;

– необходимость последовательного подключения нескольких элементов для получения требуемого напряжения при одновременном снижении электрической емкости;

– сравнительно высокий саморазряд;

– сравнительно быстрый разряд (до нескольких десятков секунд);

– работа только на постоянном токе.

Следует отметить, что некоторые недостатки, впрочем, как и достоинства проявляются только лишь для отдельных видов СК в конкретных исполнениях и применениях.

Учитывая специфику свойств СК, их целесообразно использовать в тех приложениях, где большое количество энергии требуется для относительно короткого периода времени (от секунд до нескольких минут, где возможно очень высокое количество циклов заряда/разряда (например, более 100 000 или требуется длительный срок эксплуатации более 10 лет. При этом величина тока может варьироваться для разных приложений от миллиампер до сотен ампер, а мощность – от милливатт до нескольких сотен киловатт в зависимости от длительности периода разряда. Время t разряда СК постоянным током I может быть вычислено как:

$$t = \frac{C \cdot (U_{\text{макс}} - U_{\text{мин}})}{I_{\text{пост}}}, \quad (3)$$

при этом напряжение на конденсаторе уменьшается от $U_{\text{макс}}$ до $U_{\text{мин}}$.

Если же необходимо выдавать в нагрузку постоянную мощность P в течение определенного времени t , то оно может быть рассчитано как:

$$t = \frac{C \cdot (U_{\text{макс}}^2 - U_{\text{мин}}^2)}{2P}, \quad (4)$$

Для оценки возможности применимости СК в авиационной технике заметим, например, что для питания

двигателя мощностью 200 л. с. (147 кВт) (эквивалент двух поршневых двигателя П-032 М [17], установленных на БПЛА Ка-37 [18]) необходимо как минимум 2 суперконденсаторных модуля РСКМ0165Э486 производства ООО ВСКБ “Рикон” общей массой 28,8 кг, при этом запаса энергии будет достаточно для полета в течение 2,6 с. Для обеспечения времени полета в 45 минут необходимо установить 1040 суперконденсаторных модулей, что эквивалентно массе порядка 30 тонн.

Применение СК в силовой электронике и электротехнике, прежде всего, связано с созданием систем резервного и бесперебойного электропитания и повышение его качества в смысле сглаживания провалов и пульсаций при изменении мощности сети и/или ее нагрузки, а также систем импульсного питания. Такие задачи характерны как в промышленных применениях, так и в бытовой технике.

К настоящему времени появилось огромное количество разнообразных портативных и мобильных электронных устройств, в которых к качеству источников питания предъявляются повышенные требования в смысле его стабильности, “чистоты” от пульсаций, улучшенной динамики при изменении нагрузки и т. д. Так, в портативных компьютерах при подключении мультимедийных приложений нагрузка резко возрастает и требует оперативного увеличения мощности источника питания, чему и способствует СК, подключенный параллельно батарее. Тем самым удлиняется срок службы основной батареи, а тепловыделение, благодаря низкому внутреннему сопротивлению СК существенно снижается. В принципе возможны и другие варианты сочетания СК и батареи, т.к. при их параллельном соединении требуется согласование напряжения СК (как правило, не более 1,5–2,7 В) и батареи. Для этого к батарее подключают блок последовательно включенных СК. Другим способом является последовательное с батареей подключение катушки индуктивности, а СК – параллельно. Такой вариант улучшает распределение тока между конденсатором и батареей. В общем случае возможно использование конверторов постоянного тока или других устройств согласования.

Применение СК в силовой электронике и электротехнике, прежде всего, связано с созданием систем резервного и бесперебойного электропитания и повышение его качества в смысле сглаживания провалов и пульсаций при изменении мощности сети и/или ее нагрузки, а также систем импульсного питания. Такие задачи характерны как в промышленных применениях, так и в бытовой технике.

К настоящему времени появилось огромное количество разнообразных портативных и мобильных электронных устройств, в которых к качеству источников питания предъявляются повышенные требования в смысле его стабильности, “чистоты” от пульсаций, улучшенной динамики при изменении нагрузки и т. д. Так, в портативных компьютерах при подключении мультимедийных приложений нагрузка резко возрастает

тает и требует оперативного увеличения мощности источника питания, чему и способствует СК, подключенный параллельно батарее. Тем самым удлиняется срок службы основной батареи, а тепловыделение, благодаря низкому внутреннему сопротивлению СК существенно снижается. В принципе возможны и другие варианты сочетания СК и батареи, т.к. при их параллельном соединении требуется согласование напряжения СК (как правило, не более 1,5–2,7 В) и батареи. Для этого к батарее подключают блок последовательно включенных СК. Другим способом является последовательное с батареей подключение катушки индуктивности, а СК – параллельно. Такой вариант улучшает распределение тока между конденсатором и батареей. В общем случае возможно использование конверторов постоянного тока или других устройств согласования.

Колебания потребляемой мощности могут очень сильно влиять на чувствительные датчики, в связи с чем, использование СК для сглаживания скачков напряжения и повышения качества электроснабжения в таких цепях может оказаться весьма эффективным. Например, статические конденсоры и динамические восстановители энергопитания служат для сглаживания колебаний напряжения в основной цепи. В их состав должны входить накопители электроэнергии постоянного тока, способные отбирать энергию из сети и возвращать ее обратно при необходимости. Поскольку колебания напряжения в сети носят, как правило, кратковременный характер и требуют быстрой реакции на них, то применение СК без сомнения окажется весьма эффективным. Бесперебойные источники питания применяются повсеместно, прежде всего, для повышения надежности работы различных электрических и электронных устройств и систем ответственного назначения: телекоммуникационные, вычислительные, измерительные системы, скоростные регулируемые приводы и т. п.

В частности, настраиваемые скоростные приводы нашли очень широкое применение в разнообразных автоматизированных системах длительного действия, однако они очень чувствительны к флуктуациям и сбоям напряжения питания. Последствия таких сбоев в работе могут быть весьма значительными. Обычные батареи неудобны из-за недостаточного быстрого реагирования на изменения напряжения, из-за необходимости обслуживания, длительного времени заряда и ограниченного срока службы. Пример такого бесперебойного источника питания приведен на рис. 3.

Все более популярным материалом для получения суперконденсаторов, обладающих чрезвычайно высоким отношением емкости к весу, становится графен, о свойствах которого говорилось при обсуждении электродов. Стоит обратить внимание на тенденцию к привлечению технологий создания микроэлектронных структур для получения суперконденсаторов в промышленных масштабах. Так, в Калифорнийском институте наносистем (*California NanoSystems Institute*)

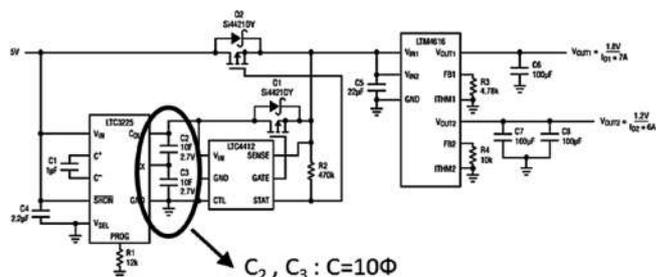


Рис. 3. Схема защиты от сбоев в электропитании на основе СК емкостью 10 Ф

был предложен оригинальный способ получения миниатюрных аккумуляторов и суперконденсаторов: технология изготовления графеновых электродов основана на покрытии DVD-диска пленкой из оксида графита, которая затем обрабатывается лазером в оптическом приводе, поддерживающем технологию гравировки изображений *LightScribe* (эта технология позволяет при помощи лазера делать любые изображения на нерабочей поверхности диска). Под управлением компьютера DVD-привод наносит на диск рисунок с микроскопическими деталями. Под действием инфракрасного лазера оксид графита восстанавливается и отслаивается тонкими пластинами, образуя открытую графеновую сетку из нескольких углеродных слоев с существенно большей площадью поверхности. В результате получены микромасштабные графеновые компоненты для миниаккумуляторов и суперконденсаторов. Эти микросуперконденсаторы представляющие собой слой графитового углерода в один атом толщиной могут быть изготовлены и интегрированы в микроразмерные устройства, например, такие, как следующее поколение кардиостимуляторов. Новая технология позволяет изготавливать графеновые микросуперконденсаторы большей площади и с меньшими расходами, чем сделанные традиционным способом. Устройства, изготовленные с использованием гравированных лазером графеновых электродов, характеризуются очень высокой плотностью энергии в разных электролитах, высокой плотностью мощности и поцикловой стабильностью. Более того, они сохраняют электрохимические свойства при больших механических нагрузках, гибкие и хорошо скручиваются, благодаря чему их можно будет применять в мощных и гибких электронных устройствах: в солнечных батареях, в гибких телевизионных дисплеях, в технологии электронной бумаги (*e-paper*) и во многих переносных устройствах. Микросуперконденсаторы показали достаточную стабильность циклов заряда и разряда, в сравнении с другими микроаккумуляторами, которые имеют меньший срок службы. Это способствует их внедрению в биомедицинские имплантаты и там, где обслуживание или замена микроаккумуляторов невозможна.

Исследователи в MIT (Массачусетский институт технологии) разработали новый тип гибкого, основанного на нанопроводе суперконденсатора с произ-

водительностью, весьма существенно превышающей графеновый аналог [19]. Эта находка могла бы найти себе применение в качестве идеального источника энергии для следующего поколения фитнес-трекеров и других пригодных для ношения прямо на теле устройств. Новый подход, предложенный MIT, использует “пряжу”, сделанную из нанопроводов из ниобия, как электроды в крошечных суперконденсаторах. Согласно исследователям, эти новые основанные на нанопроводе суперконденсаторы обладают высокой удельной мощностью, равной 55 Вт/см^3 и плотностью энергии до $7 \text{ мВт}\cdot\text{ч/см}^3$, что, соответственно, в два и пять раз выше, чем у углеродных аналогов.

В работах [20] использована нетрадиционная система электролита/сепаратора на основе расплавленного природного материала – глины, обладающей высокой термической стабильностью, высокой сорбционной емкостью, большой площадью активной поверхности и высокой проницаемостью. Такие суперконденсаторы способны работать при очень высоких температурах порядка 200°C и могут быть использованы для снабжения энергией устройств в экстремальных условиях – при бурении нефтяных скважин, в военных областях, в космосе. Концентрированный оксид графена и два коллектора тока помещали в смесь равного количества ионной жидкости и природной бентонитовой глины, образующую композитную массу. Электрофизические испытания и электронная микроскопия не показали существенной деградации свойств материала после нагрева до 200°C , а для ряда образцов – до 300°C .

Ведутся поиски недорогих технологий изготовления СК и другими фирмами. В ряде работ приводятся сведения о разработке технологии печатных СК на основе активированного угля и окиси марганца. В качестве электролита используется проводящие полимеры или гелевые электролиты. При такой технологии имеется возможность печати СК на той же подложке, что и электронные элементы, например, устройство *RFID*. Параметры СК могут подбираться исходя из конкретного назначения. Считается, что новая технология существенно расширит применения СК, главным образом, в части встраиваемых систем (например, для обогрева зданий, электронная техника и др.).

Компания *Telcordia Technologies* сообщила о запатентованном способе изготовления СК на основе листовых заготовок, из которых можно изготавливать многослойные сборки СК любых номиналов. Основная область применений таких СК – портативная электроника.

Фирмы *Maxwell Technology*, *Evans Capacitor* для мощных военных систем выпустила конденсаторные батареи моделей 3STHQ3 и 3РТHQ3 на СК серии THQ3 (компания называет их гибридными конденсаторами). По данным сайта компании, емкость СК этой серии лежит в диапазоне $3,3\text{--}150 \text{ мФ}$ при напряжении от 125 до 10 В . Диапазон рабочей температуры конденсаторов от -55 до $+125^\circ\text{C}$. СК серий THQA2-NT и HC-NT

емкостью $68\text{--}580 \text{ мкФ}$ рассчитаны на работу при температурах до 200°C . Напряжение конденсаторов при 200°C составляет $30\text{--}75 \text{ В}$. Параметры таких батарей с учетом диапазона рабочих температур предрасполагают возможность их использования в условиях космоса для самых разнообразных приложений.

В ближайшее десятилетие микро- и наноэлектроника должна решить ряд проблем, связанных с дальнейшим уменьшением размеров элементов и созданием, в частности:

- приборов с пониженным энергопотреблением и напряжением электропитания;
- приборов с высокой плотностью хранения заряда и энергии;
- интегральных схем (ИС) для работы в экстремальных условиях;
- интеллектуальных беспроводных сетей сенсоров и микророботов.

В настоящее время субвольтовый дизайн ИС становится главным направлением в исследованиях и разработках. Можно предположить, что в ближайшие годы проявятся такие тенденции:

- понижение напряжения электропитания (V_{dd}) ИС до $0,5\text{--}0,7 \text{ В}$;
- уменьшение ($< 300 \text{ мкм}$) линейных размеров УППМ компонентов;
- повышение верхнего предела рабочей температуры ($> 150^\circ\text{C}$) ИС;
- разработка новых типов конденсаторов с повышенными значениями удельных плотностей заряда ρ_c , энергии ρ_E и мощности ρ_w ;
- появление источников электропитания в одном корпусе с ИС и др.

В этой связи целая серия статей [21–28] посвящена научному обоснованию перспективной национальной задачи для России в области микроэлектроники – создание глубоко субвольтовой наноэлектроники (ГСН) – интегральных приборов, функционирующих вблизи теоретического предела расхода энергии на обработку 1 бит. Рассмотрена возможность создания высокочастотных конденсаторов микронных размеров на основе передовых суперионных проводников (ПСИП), отличающихся специальной конструкцией функциональных гетеропереходов, для зарождающейся ГСН. Показано, что импульсные накопители на основе ПСИП (наноионные суперконденсаторы, НСК) имеют технологический запас и удовлетворяют требованиям ГСН и связанных с ней приложений, а именно, микро- и наносистемная техника, беспроводные сети микросенсоров и микророботов, радиочастотная идентификация (*RFID*), биомедицинские приложения и др.

Упомянутые технические решения делают возможным создание микроисточников питания с более высокими рабочими параметрами, чем у электрохимических элементов. Кардинально решают проблему электропитания генераторы прямого преобразования радиоактивного β распада. СК на основе известных ПСИП имеют рабочее напряжение $\approx 0,55 \text{ В}$, поэтому

они могут входить в состав гибридных источников, накапливать индуцированный β -излучением заряд (энергию) и генерировать высокие уровни импульсной мощности. Использование β -микродгенераторов ведет к новой парадигме в электропитании электроники специального назначения: снабжение каждой интегральной микросхемы собственным β -микродгенератором. Помимо решения основной задачи электропитания, суперионные конденсаторы могут успешно обеспечивать фильтрацию помех и низкочастотных шумов, сглаживание пульсаций, питание импульсных нагрузок при малых допустимых перепадах напряжения ($\approx 0,1$ В). При этом НСК могут работать в условиях повышенных температур и проникающих ионизирующих излучений, осуществлять накопление энергии от фотоэлементов, β -генераторов и других слаботочных источников в автономных приборах и т. д.

В предлагаемых пленочных НСК, которые можно формировать с помощью вакуумных микроэлектронных технологий, рабочие параметры на 1–2 порядка выше, чем у микроконденсаторов традиционных конструкций, что подкрепляет уверенность в успешной реализации концепции широкого использования в нанoeлектронике, беспроводных технологиях, авионике, микросистемной и космической технике, RFID, высокотемпературной электронике, биомедицине и других технологиях высокоемких НСК - импульсных накопителей микронных размеров с быстрым ионным транспортом на функциональных гетеропереходах ПСИП/электронный проводник.

В [29] автор описывает применение СК для увеличения эффективности солнечных батарей. Представлены энергоустановка на основе солнечных батарей, устройства для точечной и линейной электросварки, система зажигания ракетного двигателя и импульсная лазерная установка. Все эти устройства могут быть самостоятельно изготовлены из покупных компонентов.

Примеры применения СК

Рассмотрим возможность применения СК для решения задач энергообеспечения летательных аппаратов.

Надежность системы электроснабжения летательных аппаратов (ЛА) является одним из основополагающих факторов безопасности полета. Поэтому предусматривается комплекс мер для надежности функционирования и повышения живучести бортовой системы электроснабжения ЛА. Как правило, на борту предусмотрены основные, резервные и аварийные источники электроэнергии. Основные источники обеспечивают потребности в электроэнергии в нормальных условиях полета. Резервные источники питают потребители – при нехватке мощности основных источников, вызванной отказами в основной системе. Аварийные источники питают только жизненно важные системы ЛА (потребители первой категории), без которых невозможно безопасное завершение полета.

Для питания бортового оборудования и систем ЛА в настоящее время применяется электроэнергия по-

стоянного тока напряжением 27 вольт, переменного однофазного или трехфазного с нейтралью тока с напряжением 208/115 В, частотой 400 Гц, переменного трехфазного без нейтрали тока линейным напряжением 36 В, 400 Гц. Суммарная мощность генераторов на борту может составлять от 20 кВт для небольших самолетов или вертолетов до 600 и более кВт для тяжелых ЛА.

Потребности в аварийном питании обеспечиваются за счет аккумуляторных электрохимических батарей. Продолжительность полета при питании бортовой электросети только от аккумуляторных батарей может сильно варьироваться на разных типах авиатехники: от нескольких часов (например, сейчас уже списанный бомбардировщик типа Ту-16, от аккумуляторных батарей может лететь до полутора часов) до нескольких минут (Ту-22М3 – не более 12–15 минут).

На электрооборудование летательных аппаратов действует ряд неблагоприятных факторов – вибрации, ускорения, большие перепады температуры и давления, ударные нагрузки, агрессивные среды паров топлива, масел и спецжидкостей, иногда очень едких и токсичных. Конструктивными особенностями агрегатов электрооборудования летательных аппаратов является очень высокое качество изготовления, высокая механическая и электрическая прочность при минимальном весе и габаритах, пожаро- и взрывобезопасность, относительная простота в эксплуатации, полная взаимозаменяемость однотипных изделий и т. д.

Бортовое питание на воздушных судах характеризуется как изменяющейся мощностью источников питания, которое обусловлено различными режимами работы силовой установки, так и изменением нагрузки, которая определяется большим количеством потребителей электроэнергии и режимами их работы. В силу указанных причин целесообразным представляется рассмотреть возможность использования СК для поддержания тока в бортовой сети при снижении мощности источников и увеличении нагрузки. Естественно, что необходимо помимо электротехнических аспектов учесть массогабаритные и стоимостные характеристики с использованием СК. И здесь с учетом текущих достижений в разработке мощных СК пока преждевременно ожидать внедрение в систему бортового энергообеспечения СК, по крайней мере для “больших” летательных аппаратов.

Если рассматривать режим аварийного полета, который (как это указывалось ранее) может продолжаться от нескольких минут до полутора часов, то естественно, для питания резервной группы приборов и других потребителей на сегодняшний день батареи СК явно будет недостаточно. Учитывая характерные режимы резервного и аварийного обеспечения электроэнергией, эффективность использования СК для создания гибридных источников питания так же требует четкого обоснования.

Вместе с тем, в отдельных задачах обеспечения электропитания, как в штатном, так и аварийных режимах СК могут быть успешно использованы.

Если рассматривать применение СК по их функциональному назначению, то в авиации достаточно много задач, которые можно эффективно решить с помощью СК.

На борту летательных аппаратов присутствует большое количество электропотребителей, работающих в периодическом кратковременном режиме (прежде всего, это электроприводы рулевых машинок для управления, например, органами механизации крыла и хвостового оперения, выпуска и уборки шасси, открывания дверей и т.д.), для питания которых возможно было бы использования СК. В подтверждение этому можно указать, что на суперлайнере А-380 (и на некоторых других типах воздушных судов) для аварийного открывания дверей предусмотрено применение именно блока суперконденсаторов. В источнике сообщается, что на каждом из 14 аварийных выходов установлены блоки из 54 СК элементов общей мощностью 130 Вт.

При разработке авиационных электроприводов особо остро стоит задача в экономии электроэнергии, т.е. требуется оптимизация потребляемой мощности с использованием прямого управления моментом. Для решения этой задачи целесообразно использовать возможность СК отдавать значительный ток. На рис. 4 приведена схема бесперебойного питания электропривода с регулируемой скоростью.

Суперконденсаторы с успехом могут быть использованы как для аварийного освещения, так и для питания внешних аэронавигационных огней, работающих в импульсном режиме. Для последней цели могут быть использованы уже имеющиеся наработки в системе питания фотовспышки, где СК является ключевым элементом (рис. 5).

В работе [43] указывается на возможность использования СК как источника аварийного питания “черных ящиков”.

Несомненно, что огромный потенциал внедрения СК имеют в авионике и другом бортовом оборудовании:

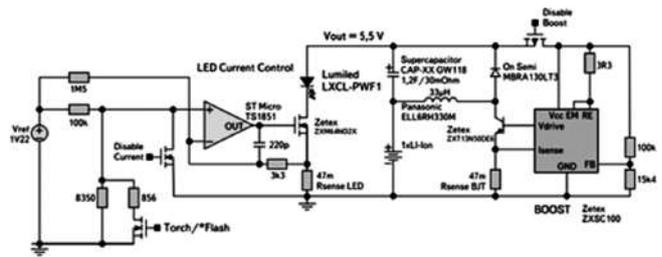


Рис. 5. Схема питания импульсного источника на СК

- для аварийного питания резервной группы приборов;
- для улучшения качества питания во вторичных источниках электропитания для чувствительных приборов;
- для поддержки памяти вычислительных и различных электронных устройств;
- для улучшения работы переговорных устройств и питания аварийной рации;
- для поддержки качественного изображения на дисплеях с высоким разрешением и др.

Аналогичные технические решения проходят апробацию и при разработке полностью электрического самолета, на котором, по мнению специалистов, в системе энергообеспечения бортовых потребителей достойное место могут занять суперконденсаторы.

В последнее десятилетие началось бурное развитие беспилотных авиационных систем (БАС), причем не только военного назначения, но и для решения широкого спектра задач в интересах гражданских пользователей. За эти годы были разработаны сотни вариантов беспилотных летательных аппаратов (БЛА): от тяжелых “дальнобойных” (весом несколько сот килограмм и более с радиусом действия тысячи километров, высотой полета 15000–20000 м и временем полета до нескольких суток) до сверхминиатюрных (размером с небольшую птичку и радиусом действия в несколько сотен метров). Для всех типов БЛА характерным является жесткие требования по массогабаритным параметрам всего бортового оборудования, включая и системы энергообеспечения. Поскольку гибридные источники питания с использованием СК проявили себя как высокоэффективное решение для работы в условиях переменной нагрузки в смысле уменьшения веса и габаритов системы, то многие специалисты рассматривают такие источники в качестве основных претендентов на роль бортового источника питания. Действительно, силовая установка работает с максимальной нагрузкой при старте БЛА и его маневрах, а при полете по заданному маршруту расход энергии сравнительно небольшой. Возможен и такой вариант: при старте для максимально быстрого набора скорости и высоты можно использовать форсированный режим работы электродвигателя за счет энергии батареи СК с последующим ее отстрелом при переходе на полет по маршруту. Впрочем, ряд авторов считают возможным в будущем использование СК в качестве

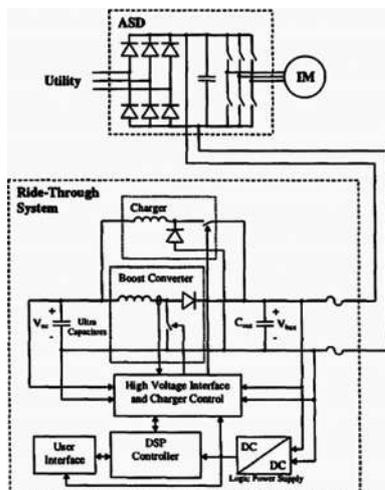


Рис. 4. Схема бесперебойного питания для приводов с регулируемой скоростью

источника питания электродвигателя при достаточно продолжительных полетах.

В [30] рассматриваются характеристики энергоустановки на основе солнечной батареи и электрохимического СК для беспилотного летательного аппарата (БЛА). В качестве электромеханического привода БЛА используется двигатель постоянного тока, система также дополнена термостатом для стабилизации характеристик энергоустановки путем поддержания температуры энергоустановки выше нуля при отрицательной окружающей температуре. В дневное время солнечная батарея осуществляет питание двигателя постоянного тока и подзарядку блока электрохимического СК, в темное время суток СК отдает накопленную энергию для питания двигателя. Для согласования электрических характеристик двигателя и СК, последний выполняется в виде 50 отдельных секций, которые могут быть соединены как последовательно, так и параллельно. Приводятся детальные расчеты получения и расхода электроэнергии на борту БЛА при его полете вдоль меридиана от экватора до широты 30 и 60 градусов на высоте 2,5 км. На примере суточного и годового полета в разные времена года показана принципиальная возможность энергообеспечения длительных полетов БЛА при использовании предложенной тактики использования солнечной батареи и первичной и вторичной батарей электрохимического СК.

Аналогичные вопросы рассматриваются в статье [31], в которой затронута тема увеличения дальности и длительности действия электрических БЛА и представлен максимально полный спектр всех возможных технических решений по созданию систем подзарядки источников питания электрических БЛА – как уже существующих, так и имеющих пока только теоретическое обоснование, но хорошие перспективы в ближайшем будущем – на СК. В частности, авторами предложен способ подзарядки бортовых батарей при помощи лазерного луча с наземного или космического источника. Рассмотрены особенности конструкций и схемотехники наземной и бортовой частей для отдельных зарядных систем.

Реализация аналогичной идеи рассматривается в [32]. Представлен проект *Solar Impulse-2* – первого в мире пилотируемого самолета, способного летать днем и ночью за счет энергии солнца неограниченно долго, запасая энергию в аккумуляторных батареях. Основной недостаток такого способа электропитания самолета заключающийся в ограниченном поступлении энергии в случае облачных и ночных условий, устраняется с помощью подзарядки бортовых накопителей с помощью лазерного луча от энергоустановки космического базирования. В этом случае крайне важна скорость заряда, что дает СК известные преимущества перед другими видами аккумуляторов. Экологические достоинства применения возобновляемых ресурсов энергии стали приоритетами настоящих научно-исследовательских проектов по разработке новых летательных аппаратов,

которые характеризуются минимальным выбросом загрязняющих газов атмосфере.

В [33] рассматриваются особенности создания системы дистанционного энергоснабжения (СДЭ) беспилотных летательных аппаратов (БЛА) на основе технологии беспроводной передачи электрической энергии посредством узконаправленного пучка монохроматического инфракрасного излучения. Поскольку одним из главных требований для такой системы является минимальное время зарядки, то в составе аккумуляторного блока несомненно СК может занять свое место. Проведенные расчеты и экспериментальные исследования показали перспективность разработки и возможность ее реализации в ближайшем будущем.

Статья [34] посвящена методике проектировочного расчета БЛА на основе условий энергетического, гравитационного и силового баланса. Основным источником энергии предполагается использовать солнечные батареи с разными вариантами накопителей энергии, в частности с СК. Высота полета БЛА – 18–22 км, продолжительность полета – от нескольких суток и более.

Более радикальные предложения высказаны в статье [35], в которой дается прогноз на возможную замену электрохимических батарей на СК нового поколения для энергообеспечения БЛА или, по крайней мере, питания бортовой авионики. Авторы заявили о разработке нового пористого нанотрубочного материала, характеристики которого превосходят достигнутый уровень удельной мощности и энергии для графеновых СК.

Отдельно можно добавить о широких возможностях применения СК и в наземном аэропортовом оборудовании, начиная от поддержки системы электроснабжения ответственных систем (дисплеев диспетчеров УВД с отображением воздушной обстановки, средств связи, светосигнального оборудования) и пуска тяжелой авиотехники до систем борьбы с обледенением несущих плоскостей самолетов.

ВВС США финансируют работы по разработке новых технологий создания СК. Так, в [36] представлена термовакuumная технология получения многослойных структур для увеличения емкости, которая позволяет также возможность простого интегрирования СК с другими электронными элементами, в частности с органическими электронными устройствами.

Сравним прогнозируемые параметры микро-БПЛА [37]. Анализ литературы позволяет предположить, например, что в будущем ожидается создание микро-БПЛА разведывательного назначения с массой 50 г и потребляемой мощностью до 10 Вт (90% потребляет двигатель, остальное – системы связи). Такую мощность с двукратным запасом обеспечивает единственный суперконденсатор РСК0005M027 производства ООО ВСКБ “Рикон”, и запаса энергии оказывается едва достаточно на 1.9 с полета. Таким образом, применение суперконденсаторов на основе двойного электрического слоя (ДЭС) отдельно от аккумуляторов или гибридных высокоэнергичных суперконденсаторов

кажется оправданным лишь в системах запуска или маневровых узлах, т.е. узлах, требующих повышенной мощности в течение непродолжительного времени. Перспективным представляется [38] использование суперконденсаторов в паре с аккумуляторами: быстрая подзарядка (в течение нескольких секунд) суперконденсатора на технической станции, а впоследствии, в процессе транспортировки БПЛА к месту назначения – подзарядка аккумуляторов БПЛА уже от суперконденсатора, с последующим запуском БПЛА отдельно от суперконденсаторной установки, исключительно на аккумуляторах. Как альтернативный вариант, можно использовать планирующие БПЛА, лишённые тягового двигателя и осуществляющие полет за счет начальной энергии, приобретенной при запуске с помощью суперконденсаторной установки. В целом, суперконденсаторы кажутся крайне перспективными в системах преобразования мощности и устройствах автономного питания электрических систем.

Выводы

В условиях все более интенсивного использования альтернативных источников энергии развитие технологий создания устройств накопления энергии с высокими плотностями энергии и отдаваемой мощности стало особенно актуальным. Это связано с развитием:

- солнечной и ветровой энергетики, требующей интеллектуального перераспределения накапливаемой энергии;

- экологически чистого и энерго- малоэнергетичного транспорта, где важна эффективная рекуперация энергии;

- новых видов транспорта (БПЛА и др.), требующего эффективного использования накопителей энергии с большой отдачей мощности при незначительном весе;

- микроэлектроники и микроразмерных радиопередающих модулей, подразумевающих использование накопителей энергии с высоким соотношением запасенной энергии к весу изделия и необходимости формата планарных конструкций, и т. д.

Использование очевидного подхода, связанного с увеличением удельной поверхности электрода, должно быть разумным с точки зрения обеспечения доступности всей поверхности электрода для ионов электролита, что для ряда ионных жидкостей не всегда очевидно.

Использование электролитов, обеспечивающих увеличение рабочего окна напряжений, является приоритетным направлением развития технологий ионисторов с точки зрения увеличения запасаемой энергии. При этом важную роль играет конструкция ячейки, позволяющая избежать высоких неравномерностей (перепада) потенциала, прежде всего на границах и краях электродов и, следовательно, локальных перепадов напряжений, приводящих к деструкции электролита.

Для максимального увеличения запасаемой удельной плотности энергии целесообразно применение систем, где, кроме образования двойного электриче-

ского слоя на интерфейсе электрод-электролит происходит окислительно-восстановительная реакция (редокс-процесс).

Ионисторы в будущем не вытеснят полностью аккумуляторы и конденсаторы, но займут свою значительную нишу в области накопителя электрической энергии как самостоятельные устройства, а также в тандеме с химическими источниками тока.

Литература

1. *Ragone, D.* Review of Battery Systems for Electrically Powered Vehicles. / SAE Technical Paper 680453. 1968. doi: 10.4271/680453.

2. *Biao Zhang et al.* SnO₂-graphene-carbon nanotube mixture for anode material with improved rate capacities // Carbon. 2011. V.49. Iss.13. P. 4524-4524.

3. *M.-J. Deng et al.* High-Performance electrochemical pseudo-capacitor based on MnO₂ nanowires/Ni foam as electrode with a novel Li-ion quasi-ionic liquid as electrolyte // Energy & Environmental Science. 2011. Iss. 10.

4. *Guihua Yu et al.* Enhancing the Supercapacitor Performance of Graphene/MnO₂ Nanostructured Electrodes by Conductive Wrapping // Nano Letters. 2011. V.11, P. 4438–4442.

5. *P. P. Салем.* Теория двойного слоя / Москва, Физматлит. 2003. 105 с.

6. *Hengxing Ji, Xin Zhaow, Zhenhua Qiao, Jeil Jung, Yanwu Zhu, Yalin Lu, Li Li Zhang, Allan H. MacDonald & Rodney S. Ruoff.* Capacitance of carbon-based electrical double-layer capacitors // Nature Communications. 2014. DOI: 10.1038/ncomms4317 | www.nature.com/naturecommunications.

7. *Jingsong Huang, Bobby G. Sumpter, and Vincent Meunier.* A Universal Model for Nanoporous Carbon Supercapacitors Applicable to Diverse Pore Regimes, Carbon Materials, and Electrolytes // Chemistry. A European Journal. V.14, Iss.22, 2008. P.6614-6626.

8. ГОСТ 13144-79. Методы определения удельной поверхности. <http://www.gosthelp.ru/gost/gost14517.html>.

9. *G. P. Pandey and A. C. Rastogi (2012).* Graphene-Based All-Solid-State Supercapacitor with Ionic Liquid Gel Polymer Electrolyte. MRS Proceedings, 1440, mrs12-1440-o04-05. DOI:10.1557/opl.2012.1279.

10. *Han Gao and Keryn Lian.* Proton-conducting polymer electrolytes and their applications in solid supercapacitors: a review. RSC Adv., 2014, 4, 33091. DOI: 10.1039/c4ra05151c.

11. *F. Placin, J.-P. Desvergne, and J.-C. Lassegues.* Organogel Electrolytes Based on a Low Molecular Weight Gelator: 2,3-Bis(n-decyloxy)anthracene. Chem. Mater. 2001, 13, 117-121.

12. Сайт ООО ВСКБ “Рикон”. <http://ricon.su/supercapacitor.html>.

13. Молекулярные накопители энергии. Сайт ЗАО НПО “Технокор”. <http://texnokor.com/mne.php>.

14. *Jung Joon Yoo et al.* Ultrathin Planar Graphene Supercapacitors // Nano Letters. 2011. V.11. P.1423–1427.

15. Т. В. Черножук, В. Ю. Дубовицкая, О. Н. Калугин. Электрическая проводимость и ассоциация Bu_4NBPb_4 в смесях пропиленкарбоната с 1,2-диметоксиэтаном. Вісник Харківського національного університету. 2009. №870. Хімія. Вип. 17(40).
16. Денщикова К. К. Суперконденсаторы: принципы построения, техника и применения. Текст доклада д. т. н. проф. Денщикова К. К. к Ученому совету ОИВТ РАН от 11.03.2013.
17. Новые поршневые двигатели для БПЛА и легкой авиации. http://www.missiles.ru/Dvigateli-2008_p100.htm.
18. Беспилотный вертолет Ка-37. <http://bp-la.ru/bespilotnyj-vertolyot-ka-37>.
19. Aiping Yu, Victor Chabot, and JiuJun Zhang Electrochemical Supercapacitors for Energy Storage and Delivery: Fundamentals and Applications. CRC Press. 2013. 373P.
20. Mark Hoffman. In a Materials Science Victory, Clay Enables High-Temperature Supercapacitors // Science World Report. 2013. <http://www.scienceworldreport.com/articles/9299/20130905/materials-science-victory-clay-enables-high-temperature-supercapacitors.htm>.
21. Деспотули А. Л., Андреева А. В. Перспективы развития в России глубоко субвольтовой наноэлектроники и связанных с ней технологий “Интеграл” № 1, № 2 (2008).
22. Despotuli A. L., Andreeva A. V. Double-layer thin-film supercapacitors for nano-electro-mechanical systems (NEMS) // Proc. IARP International Workshop “Micro Robots, Micro Machines, Micro Systems”, Moscow, April 24-25. 2003. P. 129–141.
23. Деспотули А. Л., Андреева А. В. Создание новых типов тонкопленочных суперконденсаторов для микро-системной техники и микро(нано)электроники (Часть 1) // Микросистемная техника. 2003. № 11. С. 2–10.
24. Andreeva A. V., Despotuli A. L. Interface design in nanosystems of advanced superionic conductors // Ionics. 2005. V.11. №. 1&2. P. 152–160.
25. Despotuli A. L., Andreeva A. V., Rambabu B. Nanoionics of advanced superionic conductors // Ionics 2005. V. 11.
26. А. Деспотули, А. Андреева. Суперконденсаторы для электроники Современная электроника № 6, 2006.
27. Деспотули А. Л., Андреева А. В. Высокоемкие конденсаторы для 0.5-вольтовой наноэлектроники будущего // Современная электроника 2007. № 7, С. 24–29.
28. Деспотули А. Л., Андреева А. В., Аристов В. В. Высокоемкие конденсаторы для наноэлектроники // Нано- и микросистемная техника 2007. № 11 (88), С. 38–46.
29. Phillip Hurley. Solar Supercapacitor Applications, 2009.
30. Aiping Yu, Victor Chabot and JiuJun Zhang. Electrochemical supercapacitors for energy storage and delivery. Fundamentals and applications, CRC Press, 2013.
31. Lee, S.-C. and Herlambang, Y. D. Application of Electrochemical Supercapacitor to Photovoltaic System on Unmanned Flying Machine // Smart Grid and Renewable Energy. 2015. V.5. <http://dx.doi.org/10.4236/sgre.2014.54008>.
32. Фетисов В. С., Тагиров М. И., Мухаметзянова А. И. Подзарядка электрических беспилотных летательных аппаратов: обзор существующих разработок и перспективных решений // Авиакосмическое приборостроение. 2013. № 11.
33. Базухаур М. А. Лазерная космическая энергетика для электропитания летательных аппаратов легче воздуха. – Молодой ученый. 2014. № 8, С. 136–142. <http://www.moluch.ru/archive/67/11167/>.
34. Богусевская В. А., Заяц О. В. и др. Разработка системы дистанционного нергоснабжения беспилотных летательных аппаратов // Электронный журнал “Труды МАИ”. Выпуск № 51.
35. Самойловский А. А., Лусейцев Н. К. Методика определения основных проектных параметров беспилотных летательных аппаратов, использующих для полета энергию солнечного излучения. – Вестник Московского авиационного института. 2015. Т. 22. № 3.
36. Yi Lin and Dr. JaeWoo Kim Lightweight Supercapacitors with Porous Nanocarbon Platforms // National Institute of Aerospace. 2013.
37. Liping Ma, Yang Yang. Solid State Supercapacitors for Electronic Device Application // Applied Physics Letters. 2005. V.87. 123503. <http://dx.doi.org/10.1063/1.2051797>.
38. В. А. Попов, Д. В. Федутин. Развитие направления миниатюрных беспилотных летательных аппаратов за рубежом. http://www.uav.ru/articles/mav_abroad.pdf.

Бибииков Сергей Борисович, к. ф-м. н, заведующий лабораторией Института биохимической физики им. Н. М. Эмануэля РАН, тел.: +7(495)939-74-45, e-mail: sbb.12@yandex.ru;

Мальцев Александр Андреевич, аспирант Института биохимической физики им. Н. М. Эмануэля РАН, тел.: +7(915)083-51-13, e-mail: sadnesscurer@gmail.com;

Кошелев Борис Валентинович, к. т. н., доцент МАИ, тел.: +7(916)955-74-45; e-mail: borisko47@yandex.ru;

Гелиев Александр Валикович, к. ф-м. н., ассистент кафедры Московского физико-технического института (Государственного университета), тел.: +7(926)366-05-82, e-mail: alexander.geliev@mail.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 (С – 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