

**Главный редактор**

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

**Заместитель главного редактора**

**В. В. Крючков**, к. т. н., доцент кафедры микросистем 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, главный научный сотрудник ОАО “Концерн “НПО “Аврора”

**В. А. Соловьев**, д. т. н., профессор кафедры электротехники и промышленной электроники МГТУ им. Н. Э Баумана

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

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

Издатель и учредитель — общество с ограниченной ответственностью “ММП-Ирбис”

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

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

Подписано в печать 03.06.2021. Тираж 500 экз.

**Адрес редакции:**

111033, Москва, Золоторожский Вал, 11, стр. 26, ООО “ММП-Ирбис”; тел./факс: (495) 927-10-16; 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

*А. Е. Маслов, Г. С. Мыцык*

Система стабилизации напряжения в вентильном магнитоэлектрическом генераторе с реверсивным вольтодобавочным каналом ..... 2

*Г. В. Рошупкин, Д. А. Шевцов, Д. В. Благинин*

Повышение энергоэффективности однофазного корректора коэффициента мощности ..... 8

*О. Г. Рекутов, В. М. Рулевский, В. А. Пчельников, В. Л. Иванов, А. Г. Юдинцев*

Повышение качества формирования вольт-амперной характеристики имитатора солнечной батареи ..... 12

*Е. Ж. Джунусбеков, С. А. Оразбаев*

Выбор накопительного конденсатора в выпрямителях напряжения ..... 18

*А. В. Синяк, И. В. Твердов*

Однотактный преобразователь с нижним активным демпфером в блоках питания радиостанций ..... 29

*Д. В. Сухов, Д. А. Шевцов, Д. М. Шишов*

Трансформаторный датчик тока на основе резистивно-индуктивного мультивибратора ..... 34

*А. А. Притулкин*

О свойствах последовательного аварийного дугового разряда в сетях переменного тока ..... 39

*А. А. Малышев, И. В. Твердов*

Трехфазные модульные выпрямители с синусоидальной формой входного тока ..... 45

*С. Р. Климова*

Устройство программируемого управления шаговым электроприводом ..... 50

*Р. Х. Тукшаитов, О. Д. Семенова, В. Ю. Корнилов*

Оценка влияния силовой электроники на синусоидальность напряжения электросети жилого сектора ЖКХ и организации ..... 53

А. Е. Маслов, Г. С. Мыцык

## СИСТЕМА СТАБИЛИЗАЦИИ НАПРЯЖЕНИЯ В ВЕНТИЛЬНОМ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ГЕНЕРАТОРЕ С РЕВЕРСИВНЫМ ВОЛЬТОДОБАВОЧНЫМ КАНАЛОМ

А. Е. Maslov,  
Г. С. Mytsyk

Синхронные генераторы с возбуждением от постоянных магнитов, обозначаемые часто как магнитоэлектрические генераторы (МЭГ), являются перспективными электромеханическими преобразователями во многих областях. Их достоинства – в массогабаритных показателях, простоте и надежности. Однако решение задачи стабилизации его выходного напряжения при возмущающих воздействиях по частоте вращения вала и по нагрузке требует использования дополнительных средств, что является существенным недостатком этой машины. При использовании МЭГ в составе с выпрямительным блоком (ВБ) он превращается в вентильный генератор, который обобщенно обозначается также как машинно-электронная генерирующая система 1-го типа (МЭГС-1). В данном случае задача стабилизации выходного напряжения ВБ решается с помощью реверсивного вольтодобавочного канала (РВДК), который регулирует лишь изменяющуюся часть энергетического потока. В работе представлены результаты синтеза компьютерной модели системы автоматического регулирования (САР) РВДК МЭГС-1 и результаты ее имитационного компьютерного моделирования (ИКМ). Продемонстрирована возможность стабилизации выходного напряжения в заданном диапазоне изменения частоты вращения вала МЭГ, и установлена возможность уменьшения массогабаритных параметров фильтра за счет свойств САР. В работе показана также возможность и эффективность совместного использования при ИКМ среды OrCAD Capture со средой Matlab Simulink.

**Ключевые слова:** магнитоэлектрический генератор (МЭГ), вентильный генератор (ВГ), машинно-электронная генерирующая система 1-го типа (МЭГС-1), выпрямительный блок, имитационное компьютерное моделирование, реверсивный вольтодобавочный канал, система автоматического регулирования (САР), стабилизация выходного напряжения, совместное использование различного программного обеспечения.

Voltage Stabilizing System in the Brushless Permanent Magnet Based DC Generator with Reversible Bootstrap Channel

Synchronous generators with permanent magnets excitation, often designated as magneto-electric generators (MEG) are prospective electromechanical transducers in many areas. Their merits consist in high mass and size indicators, simplicity and reliability. Nevertheless, solving the problem of their output voltage stabilizing at perturbing impacts in terms of the shaft rotation speed and loading requires application of additional means, which is considered as the serious demerit of the machine. When MEG is employed as a part of the rectifying unit (RU) it turns into a brushless DC generator, which is generally designated also as a machine-electronic generating system of the first type (MEGS-1). In this case, the problem of the RU output voltage stabilizing is being solved with the reversible bootstrap channel (RBC), which regulates only the changeable portion of the energy flow. The article presents the results of computer model synthesis of the RBC of the MEGS-1 automated control system (ACS) and its computer simulation results (CSR). It demonstrates the possibility of the output voltage stabilizing in the specified range of the MEG shaft rotation frequency, and reveals the possibility of the filter weight and size indicators decreasing by the ACS properties. The article demonstrates also the possibility and effectiveness of OrCAD and MATLAB Simulink software joint application while simulation.

**Key words:** permanent magnet generator (PMG), brushless DC generator, machine-electronic generating system of type 1 (MEGS-1), rectifier unit, computer simulation, reversible bootstrap channel, automated control system (ACS), output voltage stabilization, joint application of various software.

Системы на базе синхронных генераторов (СГ) с возбуждением от постоянных магнитов (магнитоэлектрических генераторов - МЭГ) широко используются в различных областях. Основными достоинствами (по сравнению с классическими СГ) является их бесконтактность, которая значительно увеличивает срок службы СГ. К другим достоинствам можно отнести хорошие массоэнергетические показатели и простоту конструкции. Однако основным недостатком МЭГ является невозможность регулирования выходного напряжения.

Известен способ регулирования выходного напряжения МЭГ путем изменения тока в дополнительной обмотке подмагничивания, расположенной на спинке его статора. Этот способ обеспечивает регулирование в малом диапазоне и энергетически мало эффективен.

Среди других способов регулирования выходного напряжения можно выделить МЭГ с комбинированным возбуждением (КМЭГ), как в контактном, так и в бесконтактном вариантах. Некоторые варианты КМЭГ приведены в [1].

МЭГ используются также совместно с выпрямительным блоком (ВБ). Совместно они образуют вентильный генератор, иначе машинно-электронную генерирующую систему 1-го типа МЭГС-1 [2, 3, 4, 5]. Функция регулирования напряжения в этом случае реализуется средствами силовой электроники. Среди МЭГС-1 можно выделить вариант исполнения ВБ на тиристорах. В этом случае, для снижения пульсаций выпрямленного напряжения и снижения массы сглаживающего фильтра, МЭГ и ВБ предлагается выполнять 9 фазными [6]. Другой вариант выполнения

МЭГС-1 обеспечивает регулировку напряжения путем использования четырехквadrантного преобразователя (ЧКП) в транзисторном исполнении с использованием алгоритма управления с ШИМ [2, 7].

Известен еще один вариант МЭГС-1, который реализован за счет выполнения ВБ не на полную мощность МЭГ, а на соответствующую его часть – в виде реверсивного вольтодобавочного канала – РВДК. Этот вариант подробно рассмотрен в [3, 4]. Реализация в этих решениях системы автоматического регулирования (САР) выходного напряжения МЭГС-1 (с целью его стабилизации) при соответствующих условиях позволяет одновременно подавить пульсации в выпрямленном напряжении  $u_d(t)$ , что обеспечивает снижение массы выходного низкочастотного фильтра.

Целью настоящей работы является подтверждение такой возможности улучшения показателей качества МЭГС-1 с РВДК (при заданных условиях) на основе имитационного компьютерного моделирования (ИКМ).

### Требования к САР в МЭГС-1

В рассматриваемой САР важно обеспечить поддержание необходимого уровня выходного напряжения при изменении выходного напряжения МЭГ (в результате изменения частоты вращения его вала в заданном диапазоне). Идея способа реверсивного регулирования иллюстрируется на рис. 1, где показана взаимосвязь напряжений МЭГ –  $U_{МЭГ}^*$  и его РВДК –  $U_{РВДК}^*$  в функции частоты вращения вала для конкретной кратности ее изменения –  $K_n = n_{max}/n_{min} = 1,5$ . МЭГ и РВДК в этом случае работают в двух частотных областях и соответственно в двух разных режимах: в режиме вольтодобавки (ВД) – при ниже синхронной частоты вращения, когда, например,

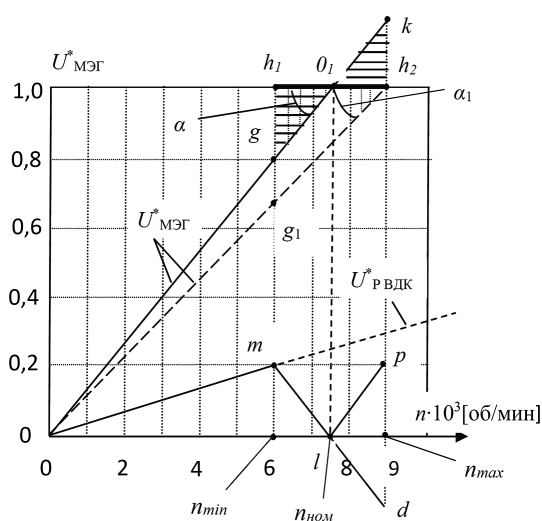


Рис. 1. Зависимости выходных напряжений МЭГ –  $U_{МЭГ}^*$  и вольтодобавочного канала  $U_{РВДК}^*$  (в о/е) от частоты вращения приводного вала  $n$ . Линии  $Ok$  и  $Oh_2$  отражают закон изменения напряжения МЭГ в режимах традиционной ВД и реверсивной ВД (РВД) – соответственно, а линия  $md$  – закон изменения напряжения РВДК. Линия  $h_1, h_2$  характеризует режим стабилизации МЭГС-1

$n = n_{min} \dots n_{ном} = (6000 \dots 7500)$  об/мин, и в режиме вольтовычитания (ВВ) – при выше синхронной частоте, когда  $n = n_{ном} \dots n_{max} = (7500 \dots 9000)$  об/мин.

В случае отказа от использования реверсивного режима (то есть при использовании только режима ВД) установленная мощность вольтодобавочного канала будет больше мощности РВДК в  $\beta$  раз [6]:

$$\beta = \frac{U_{ВДК(max)}}{U_{РВДК(max)}} = \frac{U_{МЭГн} \frac{K_n - 1}{K_n}}{U_{МЭГн} \frac{K_n - 1}{K_n + 1}} = \frac{K_n + 1}{K_n}. \quad (1)$$

Например, при  $K_n = 1,5$  значение параметра  $\beta = 1,666$ . Причем, чем меньше значение  $K_n$ , тем преимущество реверсивного способа регулирования оказывается большим. При  $K_n = 1,2$  значение параметра  $\beta = 1,833$ .

Таким образом, для работы САР в соответствии с проектным замыслом к ней предъявляются два следующих функциональных требования: она должна распознавать режимы ВД и ВВ, а также обеспечивать необходимую логику работы в этих режимах – с ростом частоты вращения вала МЭГ напряжение ВД должно последовательно снижаться, а в режиме ВВ – последовательно увеличиваться.

### Схемотехническая реализация МЭГС-1

Принципиальная электрическая схема силовой части одного варианта МЭГС-1 с РВДК показана на рис. 2. Его высокочастотное инверторное звено (ВЧИИ с рабочей частотой  $f_{вч} \approx 20$  кГц) выполнено по полумостовой инверторной схеме (ПМИ) на транзисторах  $VT1, VT2$  и с конденсаторным делителем напряжения  $C1, C2$ , подключенным к выходу выпрямительного моста (ВТМ). Выпрямительное звено РВДК выполнено по нулевой схеме и включает в себя две вторичные обмотки  $w_2, w_3$  и два управляемых ключевых элемента с односторонней проводимостью, каждый из которых выполнен в виде последовательно соединенных транзистора  $VT3$  ( $VT4$ ) и диода  $VD5$  ( $VD6$ ). Главный недостаток схемы заключается в наличии диодов  $VD5, VD6$ , которые введены для исключения короткого замыкания между вторичными обмотками  $w_2, w_3$  и которые ухудшают КПД РВДК. Нужно сказать, что в [6] этот недостаток устранен. Несмотря на это, с позиции ИКМ, используемая здесь реализация МЭГС-1 (по рис.2) оказалась более удобной для организации совместной работы среды *OrCAD Capture* со средой *MATLAB Simulink*, а также для более быстрых вычислений. Такой подход удобен, поскольку появляется возможность использовать рациональную и ранее отработанную модель из программного обеспечения *OrCAD Capture* в качестве силовой части, а автоматическую регулировку проработать в среде *MATLAB Simulink*, в которой имеется множество удобных средств для реализации подобных систем на уровне функциональных блоков, а не на уровне конкретной аппаратной реализации.

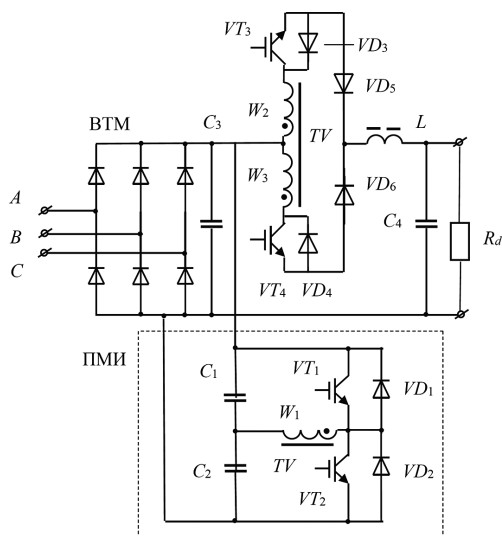


Рис.2. Вариант стабилизированного по напряжению МЭГС-1 с реверсивным вольтодобавочным каналом (РВДК)

Все режимы работы (ВД, ВВ и номинальный) для используемого варианта МЭГС-1 с РВДК сопровождаются полученными путем ИКМ осциллограммами ее выходных напряжений, которые представлены на рис. 3.

**Реализация модели САР для МЭГС-1**

Для решения поставленной задачи необходимо было выбрать наиболее рациональный уровень компьютерной модели САР. С учетом возможностей различных и доступных сред для моделирования САР была выбрана среда *MATLAB Simulink*, которая по-

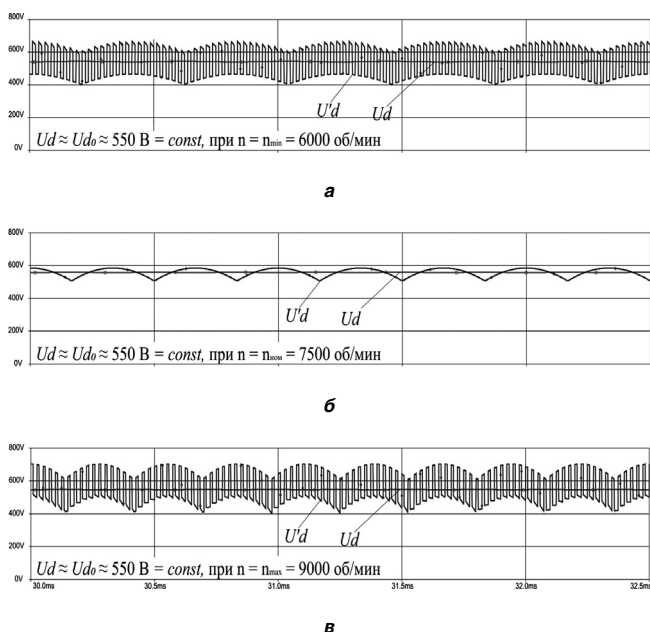


Рис. 3. Осциллограммы выходных напряжений МЭГС-1 с РВДК для трех режимов работы: а – при  $n_{\min} = 6000$  об/мин; б – при  $n_{\text{ном}} = 7500$  об/мин; в – при  $n_{\max} = 9000$  об/мин. Для всех режимов:  $U'_d(t)$  – напряжение до фильтра,  $U_d(t)$  – напряжение после фильтра

зволяет проводить синтез на уровне функционально завершенных блоков. Такая модель представлена на рис. 4. Каждый ее функциональный узел (ФУ) разделен на блоки и пронумерован. Блок 1 отвечает за формирование выходного напряжения МЭГ. Он моделирует изменение частоты вращения вала МЭГ –  $f_{\text{МЭГ}}$  в заданном диапазоне. Реализуется эта зависимость умножением трех синусоидальных сигналов (сдвинутых друг относительно друга на 120 эл. градусов), которые моделируют идеальный источник напряжения (в виде МЭГ) на сигнал, определяемый циклограммой его изменения в течение времени моделирования в диапазоне от  $0,8f_{\text{МЭГ}}$  до  $1,2f_{\text{МЭГ}}$ .

Блок 2 представляет собой устройство, формирующее сигнал на включение необходимого режима (номинального, ВД, ВВ). Отличительной его особенностью является то, что для его функционирования применен интерфейс SLPS, который позволяет использовать отработанные и отлаженные модели из среды OrCAD Capture. При этом управление САР обеспечивается через соответствующие блоки среды *MATLAB Simulink*.

Блок 3, по сути, представляет собой традиционный узел САР, который определяет ошибку, как результат сравнения текущего сигнала (пропорционального выходному напряжению МЭГ) с требуемым опорным сигналом управления (уставкой), и необходим для выполнения функции стабилизации выходного напряжения МЭГС-1 ( $U_{d0} \approx 550 \text{ В} = \text{const}$ ) по принципу отклонения.

Блоками 4 и 5 формируются сигналы управления ключами по алгоритму широтно-импульсного регулирования. Сигнал ошибки подается на ПИ регулятор (коэффициенты ПИ регулятора подобраны экспериментально  $K_{\text{п}} = 0,1$ ;  $K_{\text{и}} = 10$ ). Полученный сигнал поступает на ограничивающий блок (предотвращает перерегулирование при скачках выше ожидаемого уровня). При этом, сигнал суммируется в режиме ВД (и вычитается в режиме ВВ) с опорным сигналом управления. Сформированный сигнал управления сравнивается с пилообразным сигналом частотой 20 кГц, через компаратор. В итоге на выходе формируются управляющие импульсы с регулируемой скважностью, которые передаются в блок 2 и далее – к ключам инвертора РВДК (в соответствующих режимах ВД или ВВ).

В номинальном режиме ключи ВЧИН VT1 и VT2 находятся в разомкнутом состоянии, а ключи VT3, VT4 РВДК всегда находятся в замкнутом состоянии. В этом случае устройство работает как трехфазный мостовой выпрямитель. В случае, когда пульсации выходного напряжения превышают десять процентов, срабатывает один из каналов (ВД или ВВ), подавляя низкочастотную пульсацию.

**Результаты ИКМ**

Для подтверждения работоспособности синтезированной САР было проведено ИКМ (в упомянутых средах OrCAD Capture и *MATLAB Simulink*). При этом были приняты следующие допущения:



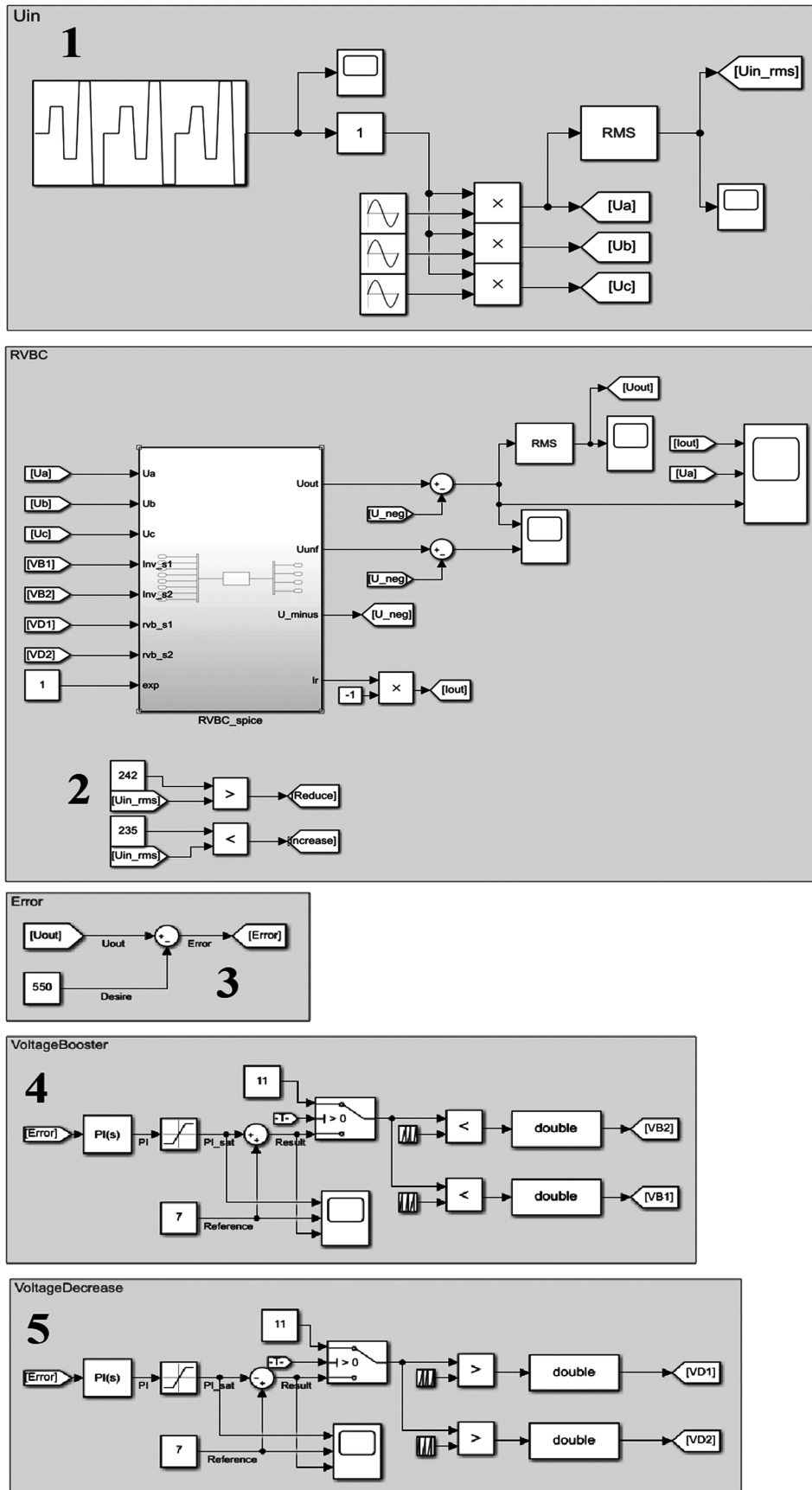


Рис. 4. Функциональная модель рассматриваемой САП, где представлены: 1 – блок формирования выходного напряжения, 2 – блок задания режима работы САП, 3 – блок определения ошибки, 4 – блок формирования сигнала управления для режима ВД, 5 – блок формирования сигнала управления для режима ВВ

1) модель трехфазного МЭГ представлена тремя источниками напряжения (индуктивность статорных обмоток не учитывалась, для ускорения времени расчета модели);

2) не учитывались также потери в конденсаторах и сглаживающих дросселях;

3) использовались идеальные ключевые элементы. На данном этапе исследования принятые допущения являются оправданными, поскольку поставленная цель состоит в другом – в оценке работы САР в заданных условиях по выполнению ею основной (имманентной) ее функции – стабилизации напряжения МЭГС-1, а также в подавлении пульсаций выпрямленного напряжения.

В модели РВДК использованы компоненты, приведенные в [5]: низкочастотный Г-образный L1-C3-фильтр с параметрами  $L_1 = 0,2 \text{ мГн}$ ,  $C_3 = 500 \text{ мкФ}$ ; высокочастотный Г-образный L2-C4-фильтр с параметрами  $L_2 = 2 \text{ мГн}$ ,  $C_4 = 0,35 \text{ мкФ}$ ; емкость конденсаторов ВЧИН  $C_1 = C_2 = 20 \text{ мкФ}$ .

Моделирование проходило в соответствии с циклограммой входного напряжения, которая представлена на рис. 5. Она обеспечивает работу на всех режимах во всем диапазоне регулирования.

Осциллограммы выходных тока и напряжения, а также фазного напряжения, представленные на рис. 6, подтверждают правомерность проектного замысла. Изменение фазного напряжения (в функции частоты

вращения вала МЭГ) происходит в соответствии с вышеприведенной циклограммой. Как и ожидалось, САР поддерживает выходное напряжение на заданном уровне и полностью подавляет пульсации выпрямленного напряжения. Использование предложенной компьютерной модели САР позволяет минимизировать выше приведенные параметры реактивных элементов фильтров.

Первичное уменьшение параметров фильтров показывает, что рассматриваемая САР ослабляет низкочастотные пульсации. При меньших установленных в ИКМ величинах фильтрующих элементов:  $L_1 = 20 \text{ мкГн}$ ,  $C_3 = 200 \text{ мкФ}$ ,  $L_2 = 1 \text{ мГн}$ ,  $C_4 = 0,22 \text{ мкФ}$ , пульсации до использования САР составляют 31,8 В, пульсации после применения САР уменьшаются до 18 В (т. е. до 3%). Стоит отметить, что для лучших показателей необходимо дорабатывать систему, подобрав оптимальные коэффициенты усиления регулятора.

При рассмотрении осциллограммы на рис. 6 можно заметить, что при переходе с режима на режим наблюдается небольшое перерегулирование. При необходимости его можно снизить известными способами:

- 1) оптимизацией коэффициента усиления ПИ регулятора;
- 2) введением дифференциальной составляющей в ПИ регулятор;
- 3) применением регулятора на основе искусственной нейронной сети, как предложено в [8] и [9].

Следует сказать несколько слов о выборе рабочей частоты РВДК –  $f_{вч}$ . Она выбирается из двух условий:

- 1) из условия минимизации массогабаритных показателей РВДК;
- 2) из условия отработки САР возмущающих воздействий, которыми являются пульсации выпрямленного напряжения частоты  $6f_{МЭГ} = 6 \cdot 600 \text{ Гц} = 3600 \text{ Гц}$ .

Для выполнения второго условия согласно теореме В. А. Котельникова достаточно иметь частоту работы РВДК примерно 10 кГц. А для минимизации массогабаритных показателей трансформатора при использовании современных магнитных материалов

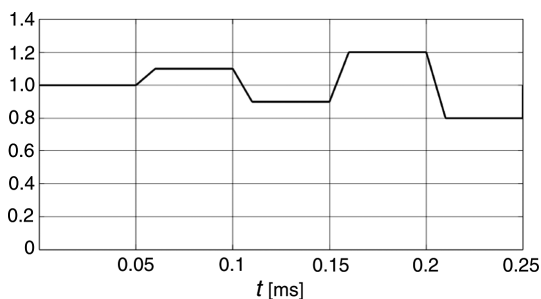


Рис. 5. Циклограмма изменения входного напряжения

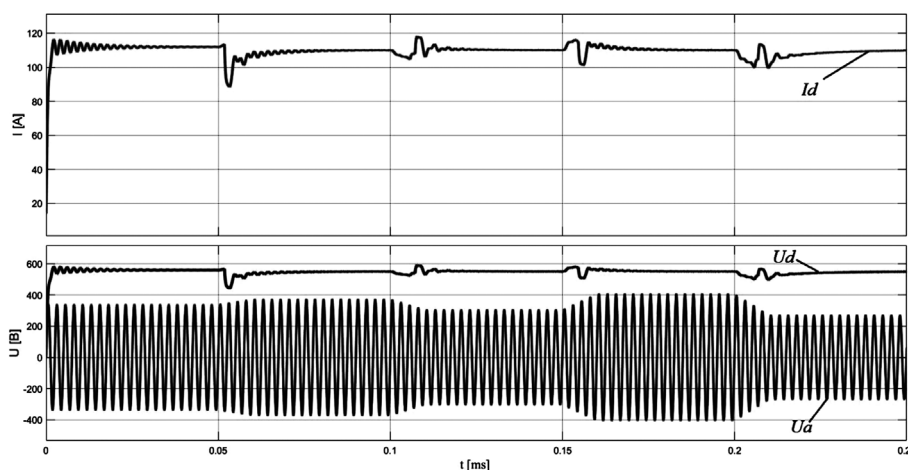


Рис. 6. Осциллограммы выходного тока, выходного напряжения и фазного напряжения

эта частота (согласно публикаций) находится в области примерно 30 кГц. В данной работе оптимизационная задача не решалась.

### Заключение

1. Для нового решения вентильного генератора с магнитоэлектрическим возбуждением (класса МЭГС-1) со стабилизацией выпрямленного напряжения по принципу реверсивной вольтодобавки [4] разработана имитационная компьютерная модель системы автоматического регулирования (САР) этого напряжения при возмущающих воздействиях по частоте вращения вала.

2. Приведенные результаты синтеза компьютерной модели САР и результаты имитационного компьютерного моделирования МЭГС-1 с этой САР (при принятых допущениях) подтвердили правомерность проектного замысла и создают основу для параметрической ее оптимизации, в частности, для минимизации массогабаритных показателей фильтров, входящих в состав МЭГС-1.

3. Продемонстрирована возможность и эффективность совместного использования для решения поставленной задачи программного обеспечения *OrCAD Capture* и *MATLAB Simulink*.

### Литература

1. *Мыцык Г. С., Маслов А. Е.* О современных средствах стабилизации напряжения генераторов с магнитоэлектрическим возбуждением. — Новое в российской электроэнергетике № 3, 2020, С. 6–14.
2. *Мыцык Г. С.* О некоторых результатах и проблемах системного подхода к поисковому проектированию машинно-электронных генерирующих комплексов автономных объектов. В сборнике трудов конференции, посвященной памяти Кулебакина. Труды научно-технической конференции “Электрификация летательных аппаратов”, посвященная 125-летию академика В. С. Кулебакина. г. Москва, 1 ноября 2016. С. 283–291.
3. *Alexandr E. Maslov; Gennady S. Mytsyk*, Voltage-stabilized Brushless Permanent Magnets Generator with Reversible Voltage Booster Channel, 2019 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM), 2019.
4. *Мыцык Г. С., Маслов А. Е.* Стабилизированный по напряжению вентильный магнитоэлектрический генератор с реверсивным вольтодобавочным каналом. — Электричество, 2020, № 3, С. 51–59.
5. Патент на изобретение RU 2 726 950 С1. Стабилизированный по напряжению вентильный магнитоэлектрический генератор. Авторы: *Мыцык Г. С., Маслов А. Е.* Оpubл. 17.07.2020 в Бюл. № 20.
6. *Комлев И. В.* Регулируемый магнитоэлектрический вентильный генератор. Труды научно-технической конференции “Электрификация летательных аппаратов”, посвященная 125-летию академика В. С. Кулебакина. Москва, 1 ноября 2016г. — ИД Академии Жуковского, 2016. С. 277–282.
7. *S. A. Saleh, X. F. St. Onge, W. M. McGivney, and J. D. McLeod*, “A New Multi-Level AC-DC Power Electronic Converter for Applications in PMG-Based WECSs,” In Proc. of the 53rd IEEE IAS Industrial & Commercial Power System Conference (I&CPS’17), Niagara Falls, Canada, May 2017
8. *M. A. Masrob, M. A. Rahman, G. H. George*, Design of a neural network based power system stabilizer in reduced order power system, 2017 IEEE 30th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE), 2017.
9. *M. A. Masrob, M. A. Rahman, G. H. George, C. B. Butt*. Design of a simple neural network stabilizer for a synchronous machine of power system via MATLAB/Simulink, 2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), 2017.

**Мыцык Геннадий Сергеевич**, д. т. н., профессор, профессор кафедры “Электротехнические комплексы автономных объектов и электрический транспорт – ЭКАО и ЭТ”, ФГБНУ ВО “Национальный исследовательский университет (НИУ) “МЭИ”, тел.: +7(916)957-39-73, e-mail: mytsykgs@rambler.ru;

**Маслов Александр Евгеньевич**, аспирант кафедры “Электротехнические комплексы автономных объектов и электрический транспорт – ЭКАО и ЭТ”, ФГБНУ ВО “Национальный исследовательский университет (НИУ) “МЭИ”.

Г. В. Рощупкин, Д. А. Шевцов, Д. В. Благинин

## ПОВЫШЕНИЕ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ ОДНОФАЗНОГО КОРРЕКТОРА КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

G. V. Roshchupkin, D. A. Shevtsov,  
D. V. BlagininEnergy Efficiency Increasing of a Single-Phase  
Power Factor Corrector

В статье предложен метод повышения энергоэффективности однофазного корректора коэффициента мощности (ККМ) однополярным выходным напряжением за счет уменьшения энергетических потерь на сетевом мостовом диодном выпрямителе путем применения управляемых МДП-транзисторов с проводимостью канала в инверсной области. Показано, что предлагаемый способ позволяет уменьшить значение энергетических потерь в несколько раз. Представлена схематехническая реализация предложенного способа. Приведена компьютерная модель и временные диаграммы процессов, поясняющие работу.

**Ключевые слова:** корректор коэффициента мощности (ККМ), силовой транзисторный ключ, коэффициент полезного действия, энергоэффективность, синхронный выпрямитель.

The article proposes a technique for the energy efficiency increasing of a mains bridge diode rectifier by energy losses reduction due to application of controlled MOSFETs with channel conductivity in the inverse region. It is shown that the technique being proposed allows several times reduction of the energy losses value. The article presents schematic implementation of the proposed technique and its computer model with graphs in time domain clarifying the circuit operation.

**Key words:** power factor corrector (PFC), power transistor switch, efficiency, energy efficiency, synchronous rectifier.

Одной из основных задач проектирования преобразователей электрической энергии является обеспечение высокого коэффициента полезного действия (КПД). Для решения подобной задачи используют различные методы, позволяющие уменьшить значение энергетических потерь в различных силовых узлах преобразователя электрической энергии.

Одним из таких силовых узлов в однофазном ККМ является сетевая мостовая выпрямитель, состоящий из четырех силовых неуправляемых диодов [1–2]. Существует способ, обеспечивающий снижение энергетических потерь в сетевом выпрямителе, заключающийся в применении силовых транзисторных ключей (СТК), имеющих меньшее значение падения напряжения

в проводящем инверсном состоянии, чем силовые диоды, что представлено на рис. 1 [3–4]. Подобный силовой каскад, получивший название “Синхронный выпрямитель”, показан на рис. 2б.

Принципам построения таких синхронных выпрямителей посвящен ряд научных публикаций [5–13]. Однако, в данных публикациях предлагается использовать оптроны или специализированные микросхемы (IR1161L и IR11688S) с четырьмя драйверами для диагонального управления СТК. По мнению авторов, подобные схематехнические решения не оптимальны по следующим причинам:

- оптроны имеют низкую надежность, а также узкий температурный диапазон работы;
- специализированные микросхемы не выпускаются отечественными производителями;
- специализированные микросхемы также имеют узкий температурный диапазон работы;
- при использовании оптронов, специализированных микросхем или любых других драйверов требуется, как минимум, один канал блока вспо-

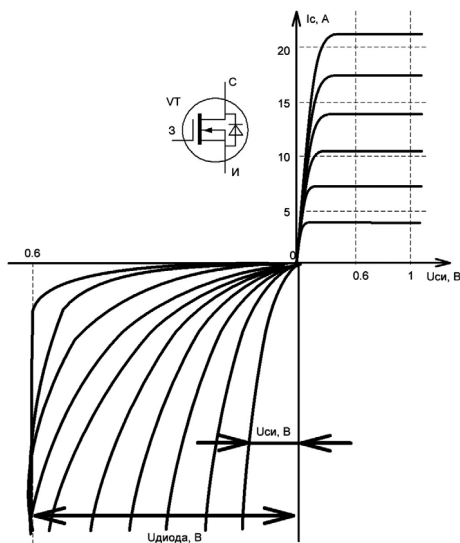


Рис. 1. Характеристики МДП-транзистора

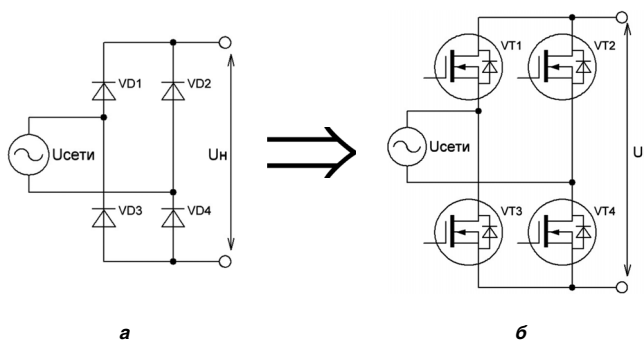


Рис. 2. Выпрямитель на диодах (а) и синхронный выпрямитель на МДП-транзисторах (б)

могательного напряжения (БВН), входящего в состав преобразователя электрической энергии; — для того, чтобы избежать сквозных токов необходимо использовать специальные *RC*-цепи, обеспечивающие задержку на включении, без задержки на выключении.

С учетом перечисленных недостатков, авторы предлагают схемотехническое решение, в котором не используется оптрон, а также не требуются дополнительные каналы БВН. Помимо этого, авторское решение проще и дешевле, может быть реализовано на отечественной компонентной базе и имеет широкий температурный диапазон работы.

**Универсальный синхронный выпрямитель**

На рис. 3 представлена модель схемы синхронного выпрямителя, разработанная авторами.

Для подпитки драйверов силовых СТК используется маломощное выпрямительное устройство,

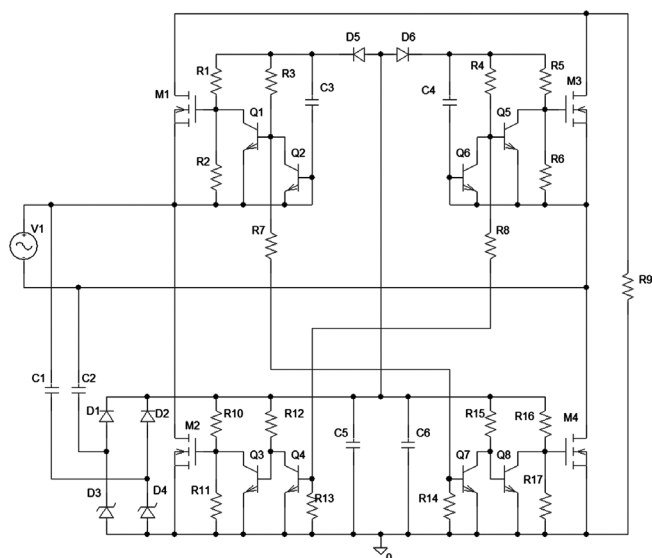


Рис. 3. Модель универсального синхронного выпрямителя

построенное на конденсаторах C1, C2 и диодах D1, D2, D5, D6. Для стабилизации выходного напряжения маломощного выпрямителя используются стабилитроны D3, D4. В качестве сглаживающих емкостных фильтров применяются конденсаторы C3–C6. Силовые транзисторы переключаются парно диагонально в противофазе M1, M4 и M2, M3 за счет перекрестных связей через высокоомные резисторы R7, R8. Драйверы для силовых транзисторов выполнены на биполярных транзисторах Q1–Q8 таким образом, чтобы предотвращать возможность протекания сквозных токов.

Результаты моделирования схемы рис. 3, поясняющие работу универсального синхронного выпрямителя, представлены на рис. 4.

В представленной авторской схемотехнической реализации отсутствует проблема возникновения сквозных токов через силовые транзисторы без использования оптронов, что показано на осциллограммах работы на рис. 4.

На рис. 5 представлены осциллограммы, демонстрирующие разницу в мощности потерь между классическим диодным выпрямителем и синхронным выпрямителем при равном значении тока, протекающем через них.

На основании графика на рис. 5 можно сделать вывод о том, что в рассмотренном случае потери мощности в силовом диоде и МДП транзисторе отличаются более чем в девять раз.

Также, используя доступные справочные данные на различные полупроводниковые приборы, составлена таблица соответствия мощности потерь для классического диодного моста GBJ2510-F с различными СТК при разных значениях силового тока. Графически результаты, приведенные в табл. 1, представлены на рис. 6.

Работоспособность предложенного решения была проверена для активной, активно-индуктивной и комбинированной *RLC*-нагрузок.

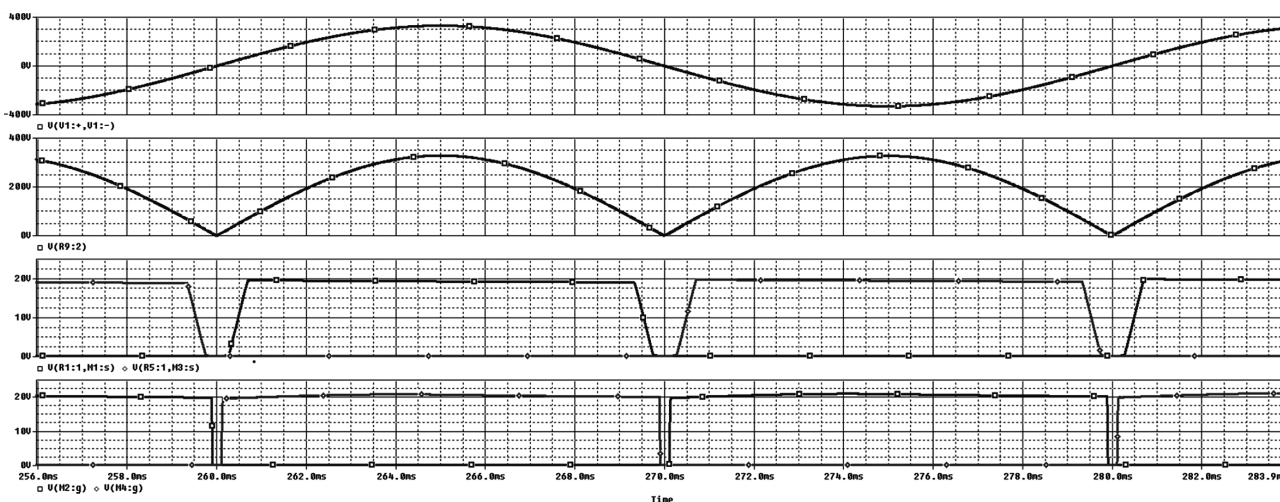


Рис. 4. Осциллограммы работы универсального синхронного выпрямителя

**Выводы и заключение**

Разработана и представлена авторская компьютерная модель универсального синхронного выпрямителя, позволяющая уменьшить значение энергетических потерь в несколько раз.

Представленная схема синхронного выпрямителя имеет собственную маломощную подпитку, не требующую отдельный канал БВН.

Рассмотренная схема имеет широкий температурный диапазон работы и высокую надежность.

В представленной авторской схеме синхронного выпрямителя отсутствует возможность сквозных токов

через силовые ключи без применения дополнительных RC-цепей, применяющихся в зарубежных аналогах.

Рассмотренная схемотехническая реализация является универсальной, так как может использоваться не только в однофазных ККМ, но и в AC-DC преобразователях, регуляторах электродвигателей, преобразователях частоты.

Помимо продемонстрированной работы в промышленной сети 50 Гц, данная схема способна работать в бортовых сетях 400 Гц, а также ракетных сетях 1000 Гц.

Простота схемы и использование базовых электронных компонентов позволяет реализовать пред-

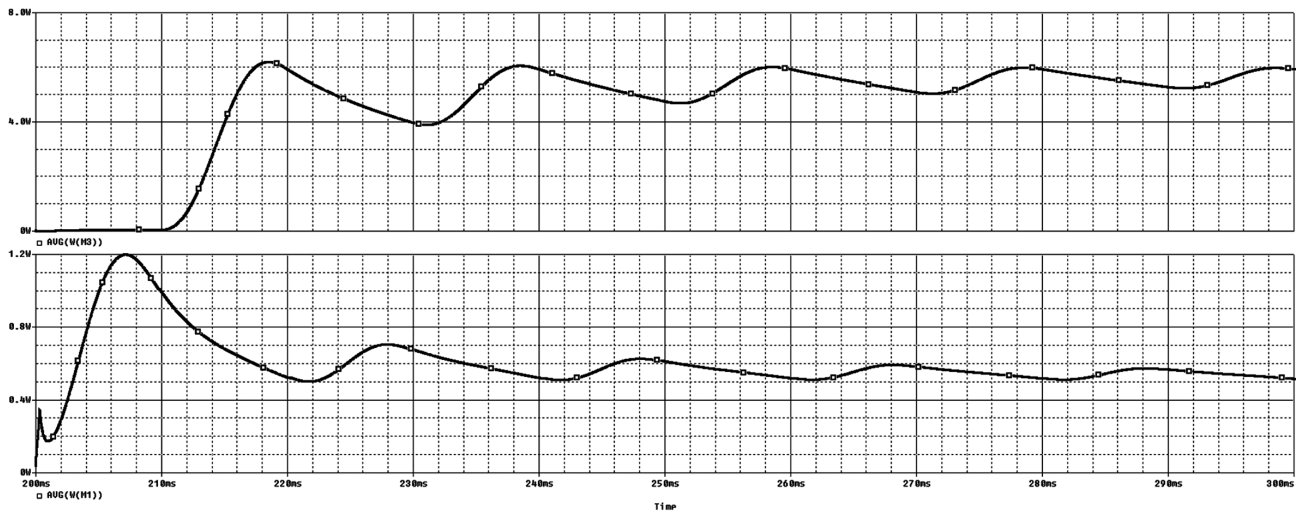


Рис. 5. График выделения мощности потерь при работе диода и МДП транзистора

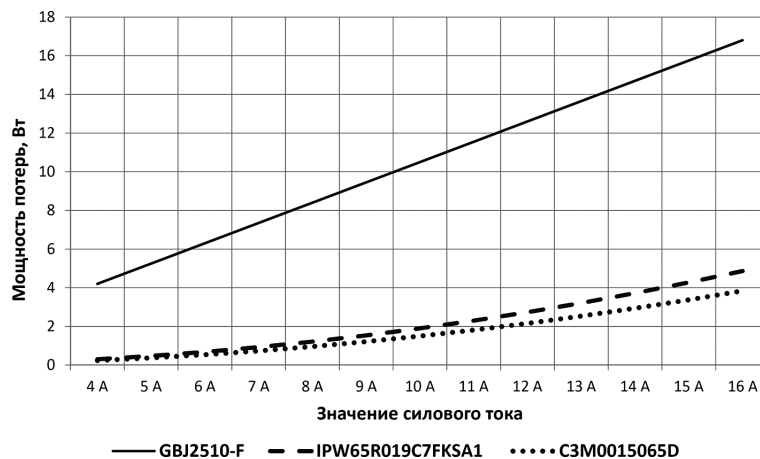


Рис. 6. Зависимость мощности потерь от величины силового тока

Таблица 1. Сравнение мощности потерь при различных значениях силового тока через полупроводниковые компоненты

| Величина тока, А | Мощность потерь, Вт |       |       |       |       |       |      |       |       |       |       |       |       |  |
|------------------|---------------------|-------|-------|-------|-------|-------|------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|--|
|                  | 4                   | 5     | 6     | 7     | 8     | 9     | 10   | 11    | 12    | 13    | 14    | 15    | 16    |  |
| Наименование     |                     |       |       |       |       |       |      |       |       |       |       |       |       |  |
| GBJ2510-F        | 4,2                 | 5,25  | 6,3   | 7,35  | 8,4   | 9,45  | 10,5 | 11,55 | 12,6  | 13,65 | 14,7  | 15,75 | 16,8  |  |
| IPW65R019C7FKSA1 | 0,304               | 0,475 | 0,684 | 0,931 | 1,216 | 1,539 | 1,9  | 2,299 | 2,736 | 3,211 | 3,724 | 4,275 | 4,864 |  |
| C3M0015065D      | 0,24                | 0,375 | 0,54  | 0,735 | 0,96  | 1,215 | 1,5  | 1,815 | 2,16  | 2,535 | 2,94  | 3,375 | 3,84  |  |

ставленную схему на отечественной компонентной базе и работать в специализированных условиях (радиация).

### Литература

1. *Г. В. Рощупкин, Д. А. Шевцов, М. А. Новиков.* Анализ энергоэффективности корректоров коэффициента мощности в автономных системах питания с широким диапазоном входного напряжения. – Практическая силовая электроника, 2019, №2(74) С. 26–33.
2. *Мелешин В. И., Овчинников Д. А.* Управление транзисторными преобразователями электроэнергии. – М.: Техносфера, 2011. – 584 с., ил.
3. *Г. В. Рощупкин, Д. А. Шевцов, М. А. Новиков.* Спецификация и классификация силовых каскадов однофазных корректоров коэффициента мощности. – Практическая силовая электроника, 2019, №3(75) С. 8–19.
4. *Волкович Г. И.* Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств, 2-е изд., испр. – М.: Издательский дом “Додэка-XXI”, 2007. – 528с., ил.
5. *Ф. И. Букашев, Д. П. Никитин.* Исследование синхронного выпрямителя повышенной радиационной стойкости. – Вестник Новгородского государственного университета, 2017, № 6 (104) С.10–12.
6. *Jeffrey Boylan.* The Future Belongs to Synchronous Rectifiers. Technical Paper. – <http://www.powerpulse.net>.
7. *Ю. Г. Следков, И. Н. Соловьев.* Синхронные выпрямители преобразователей постоянного напряжения. – Практическая силовая электроника, 2013, № 1 (49) С. 23–26.
8. *В. Калашник.* Синхронный выпрямитель на электронном ключе – Радиомир, 2013, № 8. С. 14–15.
9. *А. Шерба.* Сдвоенный контроллер синхронного выпрямителя MP6922 от Monolithic Power Systems. – Силовая электроника, 2015, № 6 (57) С. 51–53.
10. *Jian Xu, Xin Cao, Zhenyang Hao.* A Droop Control Strategy Based on Synchronous Rectifier to Modulate the Frequency and Voltage in AC Microgrid, 2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS).
11. *Godwin Kwun Yuan Ho, Ruiyang Yu, Bryan Man Hay Pong.* Current driven synchronous rectifier for LLC resonant converter with a novel integrated current transformer, 6th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012).
12. *Po-Yuan Chen, Masahito Jinno, Yu-Min Shie.* Research on the Reverse Conduction of Synchronous Rectifiers, IEEE Transactions on Industrial Electronics ( Volume: 55, Issue: 4, April 2008).
13. *Saeed Sharifi, Mohammad Babaei, Mohammad Monfared,* A High Gain Buck PFC Synchronous Rectifier, Electrical Engineering (ICEE), Iranian Conference.

**Рощупкин Георгий Вячеславович**, аспирант кафедры “Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7(915) 071-40-78, e-mail: georg911@mail.ru;

**Шевцов Даниил Андреевич**, д. т. н., профессор, профессор кафедры “Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7(916) 477-47-63;

**Благинин Данила Владимирович**, аспирант кафедры “Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7(909) 941-65-00; e-mail: ifisic@mnpk.ru.



О. Г. Рекутов, В. М. Рулевский, В. А. Пчельников, В. Л. Иванов, А. Г. Юдинцев

## ПОВЫШЕНИЕ КАЧЕСТВА ФОРМИРОВАНИЯ ВОЛЬТ-АМПЕРНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИМИТАТОРА СОЛНЕЧНОЙ БАТАРЕИ

O. G. Rekutov, V. M. Rulevsky, V. A. Pchel'nikov,  
V. L. Ivanov, A. G. Udintsev

Quality Improvement of the Solar Array Simulator  
Current-Voltage Characteristic Forming

Проведено исследование работы имитатора солнечной батареи под управлением модифицированной по принципу релейного регулятора системы управления. Описаны механизм формирования вольт-амперной характеристики имитатора солнечной батареи и возможные режимы работы в составе испытательного комплекса системы электропитания космического аппарата. На основании этого выбран режим работы имитатора для исследования и проведен сравнительный анализ работ оригинальной и модифицированной систем управления. Исследование было проведено путем моделирования работы имитатора в среде Matlab и на натурном образце. В результате исследования были получены осциллограммы тока (стабилизируемого системой управления параметра), наглядным образом демонстрирующие преимущества и особенности модифицированной системы управления.

**Ключевые слова:** имитатор солнечной батареи, понижающий преобразователь, релейный регулятор, рабочая точка, ток короткого замыкания, пульсации тока.

The article presents the results of the solar array simulator operation study under control of the control system modified by the relay regulator principle. It describes the simulator current-voltage characteristic forming and possible operating modes as a part of the spacecraft power supply system. On this basis, the simulator operation mode was selected for the study and comparative analysis of the original and modified systems operation was performed. The study was conducted by the simulator operation modelling with MATLAB and on the full-scale physical sample. The oscilloscope patterns of the current (stabilized by the control system of the parameter), obtained as the result of the study, vividly demonstrate the advantages and specifics of the modified control system.

**Key words:** solar array simulator, buck converter, relay regulator, operating point, short-circuit current, current ripples.

Значимость системы электропитания (СЭП) космического аппарата (КА) сложно переоценить. В зависимости от надежности и технических характеристик СЭП КА во многом зависит успех проектов космической отрасли [1–3].

Одно из мест, в сложной цепи мероприятий по вводу КА в эксплуатацию занимает наземная отработка его СЭП. В этом процессе задействована контрольно-испытательная аппаратура (КИП), составной частью которой является имитатор солнечной батареи (ИБС). В литературе [4] подробно рассказано о принципе работы ИБС и его использовании в составе КИП.

Процесс разработки ИБС условно можно разделить на проектирование силовой части, с учетом требований по энергетическим характеристикам, и системы управления (СУ), осуществляющей контроль состояния ключевых параметров.

Корректность расчета параметров закладываемых элементов силовой части определяет потенциал соответствия заданным энергетическим характеристикам. В свою очередь, от того насколько качественно и успешно спроектирована СУ ИБС, во многом зависит качество формирования вольт-амперной характеристики (ВАХ) ИБС и успех отработки СЭП КА. В данной работе сделан акцент на результатах исследования работы СУ ИБС.

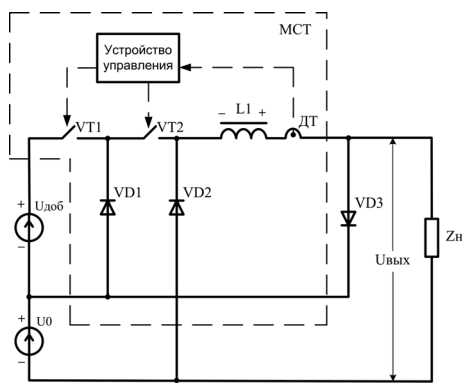
### Механизм формирования ВАХ ИБС

Наглядное представление о механизме формирования ВАХ, иллюстрирует описание работы ИБС с указанием положения рабочих точек на ВАХ синхронно с обозначением контуров протекания тока.

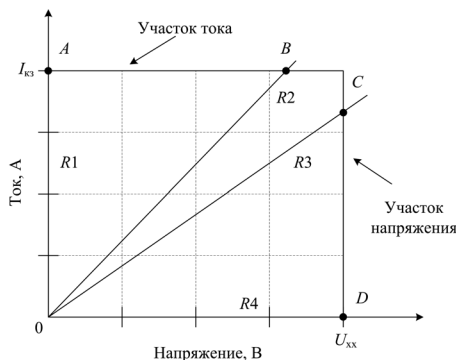
Упрощенная структурная схема ИБС, предложенного для исследования, представлена на рис. 1а. Данный ИБС предназначен для формирования ВАХ (рис. 1б), на которой обозначены четыре положения рабочей точки, образованные нагрузочными характеристиками.

Источники напряжения  $U_0$  и  $U_{доб}$  являются источниками энергии для формируемой ВАХ. Транзисторные ключи VT1, VT2 и диоды VD1–VD3 образуют контур протекания тока в соответствии с положением рабочей точки ИБС на ВАХ. Дроссель L1 служит для постоянного поддержания уровня тока в контурах ИБС, именуемого также током короткого замыкания –  $I_{кз}$ . Положение рабочей точки ИБС на ВАХ определяется величиной нагрузки  $Z_n$ , которую для упрощения можно считать активной.

Топология модуля стабилизации тока (МСТ) представляет собой модификацию понижающего преобразователя, отличаясь от последней, наличием удвоенного количества ключей и возвратных диодов. Данная топология построения ИБС обусловлена принципиальным условием поддержания стабилизируе-



а



б

Рис. 1. Структурная схема ИБС (а), ВАХ ИБС и нагрузочные характеристики (б)

мого тока  $I_{кз}$  в дросселе L1 независимо от положения рабочей точки на ВАХ. В идеале, ИБС должен представлять собой безынерционный источник тока, для этого заданный ток в нем должен протекать постоянно (независимо от положения рабочей точки).

Нагрузочные характеристики R1–R4 (рис. 1б) определяют режим работы ИБС. Нагрузочная характеристика R1, совпадающая с осью ординат, определяет положение точки A на участке тока. Это частный случай работы ИБС в режиме короткого замыкания (КЗ). Положение точки B, так же на участке тока, определяется нагрузочной характеристикой R2. Нагрузочные характеристики R3 и R4 (совпадающая с осью абсцисс) аналогично определяют положения точек C и D на участке напряжения. Причем, положение точки D указывает на частный случай работы ИБС в режиме холостого хода (ХХ).

Во время работы ИБС на участке тока, в качестве источника энергии выступает только источник напряжения  $U_0$ . В этом случае ключ VT1 разомкнут, VT2 работает в режиме ШИМ. В зависимости от состояния ключа VT2 для точек A и B можно выделить два контура протекания тока  $I_{кз}$ , в каждом из которых весь ток протекает через нагрузку.

При замкнутом состоянии ключа VT2, источником энергии для поддержания тока  $I_{кз}$  выступает  $U_0$  и ток протекает в контуре:  $U_0(+)$  → VD1 → VT2 → L1 → ДТ → Zн →  $U_0(-)$ .

При разомкнутом состоянии ключа VT2, ток  $I_{кз}$  поддерживается за счет накопленной энергии магнитного поля в дросселе L1 и протекает в контуре:

$$L1(+)$$

Для участка тока, таким образом, ток нагрузки можно условно считать равным току  $I_{кз}$ .

При работе ИБС на участке напряжения, источниками энергии служат последовательно соединенные источники напряжения  $U_0$  и  $U_{добр}$ , причем, последний требуется для компенсации потерь напряжения на активном сопротивлении элементов ИБС при стабилизации требуемого уровня напряжения  $U_{хх}$ . Во время работы ИБС на данном участке ключ VT2 постоянно замкнут. Ток  $I_{кз}$  разветвляется на две составляющих: ток, втекающий в нагрузку –  $I_n$  и ток, текущий в обводном канале –  $I_{обв}$ .

Таким образом, для точки C, в зависимости от состояния ключа VT1 можно выделить четыре контура протекания токов.

Контур протекания составляющей тока нагрузки  $I_n$  при замкнутом ключе VT1:

$$U_{добр}(+) \rightarrow VT1 \rightarrow VT2 \rightarrow L1 \rightarrow ДТ \rightarrow Z_n \rightarrow U_0 \rightarrow U_{добр}(-).$$

Контур протекания составляющей тока обводного канала  $I_{обв}$  при замкнутом ключе VT1:

$$U_{добр}(+) \rightarrow VT1 \rightarrow VT2 \rightarrow L1 \rightarrow ДТ \rightarrow VD3 \rightarrow U_{добр}(-).$$

Контур протекания составляющей тока нагрузки  $I_n$  при разомкнутом ключе VT1:

$$L1(+)$$

Контур протекания составляющей тока обводного канала  $I_{обв}$  при разомкнутом ключе VT1:

$$L1(+)$$

Величина тока  $I_n$  пропорциональна величине сопротивления нагрузки R3 и в целом, с достаточной точностью может быть определена законом Ома согласно уравнению:

$$I_n = \frac{U_0 + U_{добр} \cdot \gamma(VT1)}{R_n}, \tag{1}$$

где  $\gamma(VT1)$  – коэффициент заполнения ШИМ (гамма) ключа VT1.

Величина тока обводного канала  $I_{обв}$  определяется разностью токов КЗ и нагрузки по уравнению:

$$I_{обв} = I_{кз} - I_n. \tag{2}$$

Для точки D, ввиду того, что нагрузка отсутствует, ток будет протекать только в обводном контуре, и в этом случае справедливо равенство:

$$I_{обв} = I_{кз}. \tag{3}$$

В устройстве управления реализован алгоритм управления ключами VT1 и VT2, принцип работы которого описан в литературе [5].

Положение рабочей точки ИБС определяется топологией стабилизации силовой цепи СЭП КА. С учетом различных конфигураций данных топологий, описанных в литературе [6–8], характерным для ИБС является режим работы в составе испытательного

комплекса при взаимных переходах рабочей точки из положений  $A - B$ ,  $B - C$  (с некоторым допущением, можно считать это эквивалентом оптимальной рабочей точки),  $C - D$  и  $A - D$ .

**Моделирование способа формирования ВАХ ИБС в среде MATLAB**

Важным этапом проектирования сложных электротехнических систем, является компьютерное моделирование [9]. В настоящее время наиболее популярной при исследовании сложных технических объектов является среда *MATLAB*. Модель ИБС в среде *MATLAB*, соответствующая структурной схеме ИБС (рис. 1), представлена на рис. 2. При составлении схемы были использованы элементы библиотеки Simulink. Представленная модель обеспечивает диапазон регулирования тока  $I_{к3} = 0 \dots 8$  А и напряжения  $U_{xx} = 10 \dots 60$  В.

ИБС в представленной схеме работает в самом жестком динамическом режиме, когда нагрузка меняется от короткого замыкания (КЗ) до холостого хода (ХХ), что соответствует положениям рабочей точки  $A$  и  $D$  на ВАХ (рис. 1б). Такой режим работы на схеме реализуется работой транзистора  $VT_H$  в ключевом режиме. Частота коммутации выбрана равной 500 Гц ( $f_H$ ).

Для того чтобы уменьшить влияние возмущающего воздействия динамического изменения нагрузки на точность воспроизведения ВАХ, предложена модификация СУ с введением релейного регулятора (РР) [10]. На рис. 3 представлена модель устройства управления, реализующего предложенный алгоритм управления работой ИБС. Схема разработана с использованием элементов библиотек *Simulink/Simscape*.

Стабилизируемой величиной является ток  $I_{к3}$ . Основной регулятор (ОР) формирует требуемый коэффи-

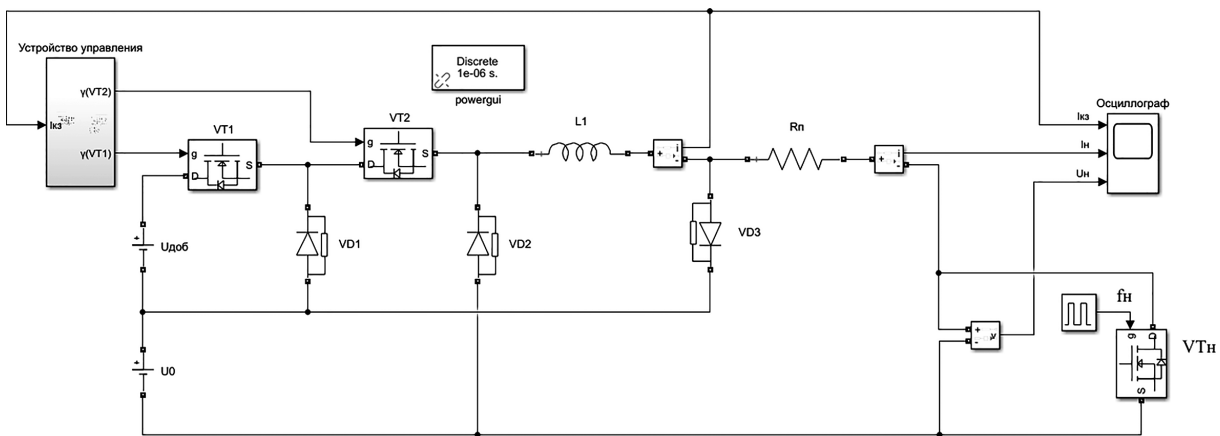


Рис. 2. Модель ИБС в среде MATLAB

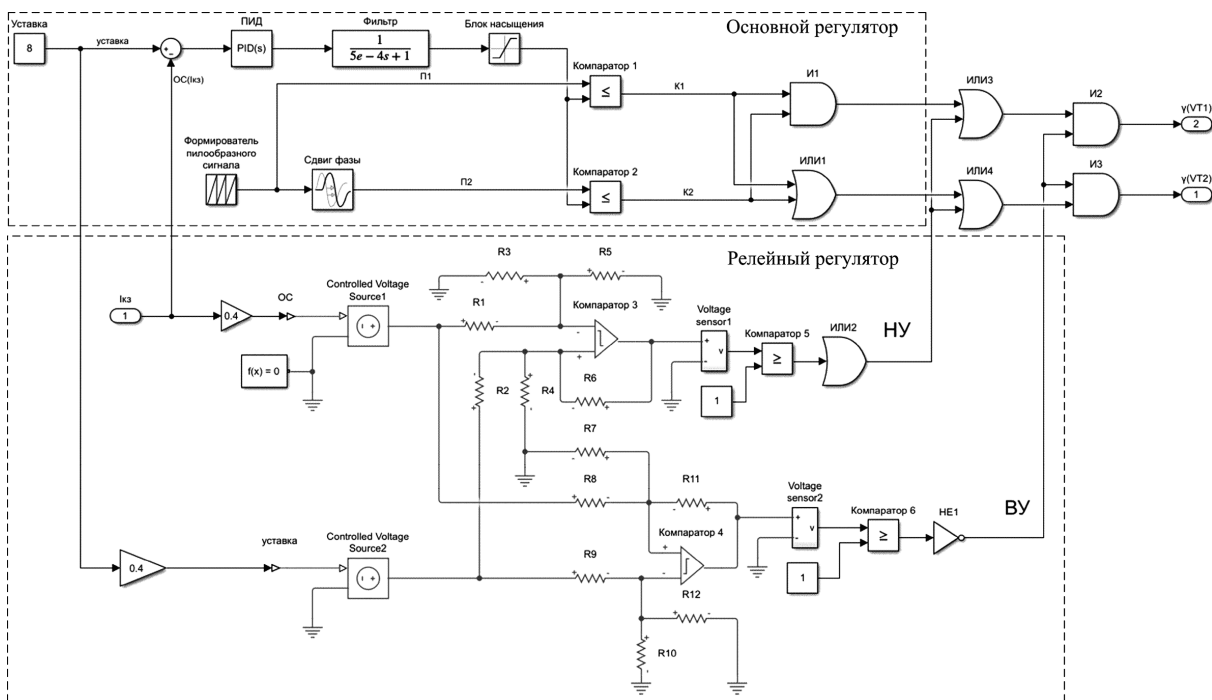


Рис. 3. Принципиальная схема устройства управления в среде MATLAB/Simulink

циент ШИМ для ключей VT1, VT2 с учетом ошибки регулирования, вычисляемой ПИД алгоритмом, которому присуща некоторая инерционность. В связи с этим, при динамическом изменении сопротивления нагрузки, величина коэффициента ШИМ не может мгновенно измениться. Это, в свою очередь, приводит к увеличению пульсаций стабилизируемого тока  $I_{кз}$  на интервалах времени после изменения положения рабочей точки ВАХ. Величина пульсаций пропорциональна величине изменения нагрузки. Таким образом, принятый для рассмотрения режим работы ИБС характеризуется наибольшими пульсациями.

В основу РР положена работа двух компараторов с гистерезисом на нижнем уровне (НУ) и верхнем уровне (ВУ) ограничения пульсаций. Опорным сигналом компараторов является уровень уставки тока  $I_{кз}$ , а сигналом сравнения служит сигнал обратной связи по току  $I_{кз}$ . Для компаратора ВУ сигнал сравнения сдвинут на некоторую величину вверх относительно опорного. Для компаратора НУ сигнал сравнения аналогичным образом сдвинут вниз относительно опорного. В соответствии с этим, для резисторов компараторов, задающих уровни сравнения, можно выделить следующие условия:

- 1) для ВУ:  $R_7 = R_9 = N_1$ ;  $R_8 = R_{10} = N_2$ ;  $N_2 > N_1$ ;
- 2) для НУ:  $R_1 = R_4 = N_3$ ;  $R_2 = R_3 = N_4$ ;  $N_4 > N_3$ .

Пары резисторов R11-R12 и R5-R6 служат для задания гистерезиса для ВУ и НУ РР соответственно.

Принцип работы РР при взаимном переходе рабочей точки в положения А (режим КЗ) и D (режим ХХ) поясняют временные диаграммы тока  $I_{кз}$ , показанные соответственно на рис. 4.

Когда ИБС работает в режиме ХХ, ключ VT2 открыт постоянно, коэффициент ШИМ ключа VT1 имеет максимальное значение. При скачкообразной смене положения рабочей точки, соответствующей работе ИБС в режиме КЗ, ключ VT1 должен полностью закрыться, а коэффициент ШИМ ключа VT2 иметь минимальное значение. Но состояния ключей не могут мгновенно поменяться соответственно изменившейся величине нагрузки, что в итоге выражается в перерегулировании стабилизируемой величины тока  $I_{кз}$ . При достижении током  $I_{кз}$  верхней границы гистерезиса ВУ2, по сигналу компаратора ВУ, ключи VT1 и VT2 принудительно запираются, ограничивая таким образом дальнейшее нарастание тока. Через некоторое время после этого, ток  $I_{кз}$  в дросселе начинает спадать и по достижению им границы нижнего уровня гистерезиса ВУ1, сигнал

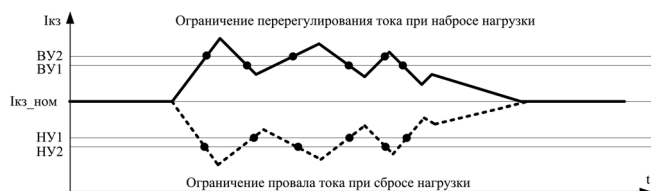


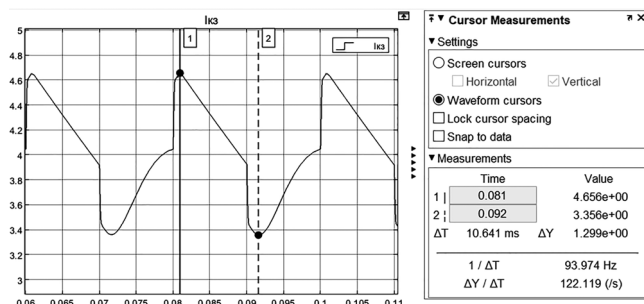
Рис. 4. Диаграммы ограничения пульсаций тока  $I_{кз}$  релейным регулятором при набросе и сбросе нагрузки

команды компаратора ВУ на запирающие ключей VT1 и VT2 снимается и управление передается на ОР. Опять же, в силу инерционности ОР, данный процесс может повторяться несколько раз на некотором промежутке времени, пока ПИД алгоритм ОР не выдаст адекватную величину ошибки регулирования, и ОР не установит соответствующую ей величину коэффициента ШИМ ключей VT1 и VT2.

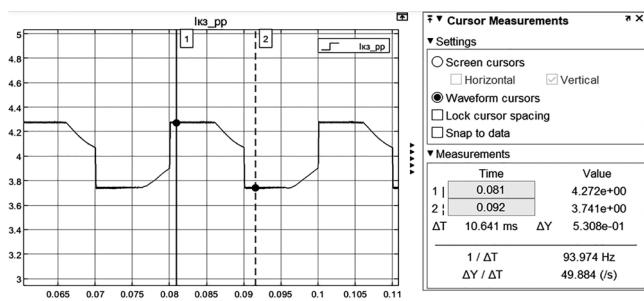
При переходе ИБС из режима работы КЗ на ХХ процесс зеркально повторяется (штриховая линия). С учетом описанного выше состояния ключей характерных для режимов работы КЗ и на ХХ под управлением ОР, при достижении током  $I_{кз}$  нижней границы гистерезиса НУ2 сигналом компаратора НУ ключи VT1 и VT2 принудительно открываются. Некоторое время спустя ток начинает увеличиваться, и по достижению им границы нижнего уровня гистерезиса НУ1, снимается команда компаратора НУ на принудительное открытие ключей, и управление передается на ОР. Описанный процесс так же может повторяться несколько раз, прежде чем управление полностью перейдет к ОР.

Для сравнения на рис. 5 представлены осциллограммы тока  $I_{кз}$  модели среды MATLAB в режиме работы ИБС на динамическую нагрузку соответственно при работе только ОР и совместной работе ОР и РР. При этом, приняты следующие параметры ВАХ:  $I_{кз} = 4$  А и  $U_{хх} = 60$  В.

В результате сравнения осциллограмм становится очевидным влияние РР на уменьшение амплитуды пульсаций. Конкретно для выбранных параметров ВАХ и нагрузки размах пульсаций тока  $I_{кз}$  уменьшил-



а



б

Рис. 5. Осциллограммы тока  $I_{кз}$  модели MATLAB ИБС при работе на динамическую нагрузку: под управлением только ОР (а), под совместным управлением ОР и РР (б)

ся на 0,7682 А (с 1,299 А до 0,5308 А), что составляет уменьшение на 59,14 %.

В то же время, можно сказать, что результаты моделирования в среде MATLAB носят условный характер. Представленная модель, все же, в большей степени поясняет принцип работы устройства, а конкретная реализация на натурном образце может оказаться существенно сложнее.

**Результаты исследования способа формирования ВАХ ИБС на натурном образце**

Натурный образец ИБС, взятый для исследования, соответствует структурной схеме рис. 1, а параметры его ВАХ соответствуют модели в среде MATLAB. На рис. 6 представлена структурная схема СУ натурального образца, реализующая принцип работы в соответствии с моделью в среде MATLAB.

В основе СУ лежит аналоговый ПИД регулятор, выполненный на операционном усилителе, сигнал ошибки которого ( $E_d(I_{к3})$ ) оцифровывается АЦП ( $E_d(I_{к3})$ ) и передается в формирователь ШИМ-сигнала, реализованного на ПЛИС. Алгоритм работы РР реализован на компараторах 1/2 (НУ и ВУ) и логических элементах ПЛИС.

На рис. 7 представлены осциллограммы работы ИБС под управлением только ОР и совместной работы ОР и РР для параметров ВАХ и динамического режима работы аналогичных параметрам при моделировании в среде MATLAB.

С учетом масштаба тока – 0,2 В/А и масштаба осциллографа по вертикали – 20 мВ/деление, размах по амплитуде пульсаций тока для рис. 7а и рис. 7б соответствует величинам 350 мА и 150 мА соответственно, что эквивалентно уменьшению пульсаций тока на 57,14%.

Анализ осциллограмм тока ИБС при динамическом режиме работы для различных рабочих точек перехода показал, что самым эффективным образом РР проявляет себя при переходах рабочей точки в крайние положения КЗ и ХХ ВАХ. При этом наибольший эффект уменьшения пульсаций достигается в начале диапазона уставок тока. При данных условиях

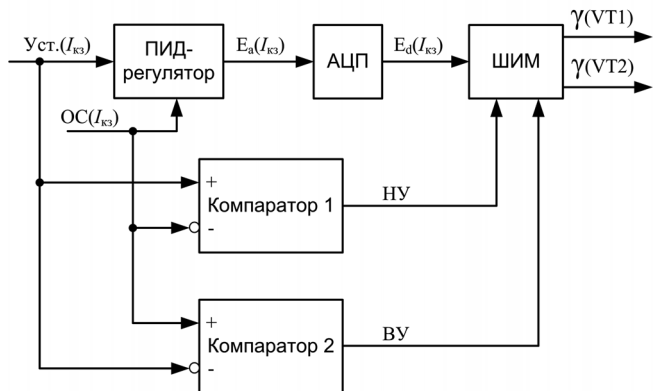
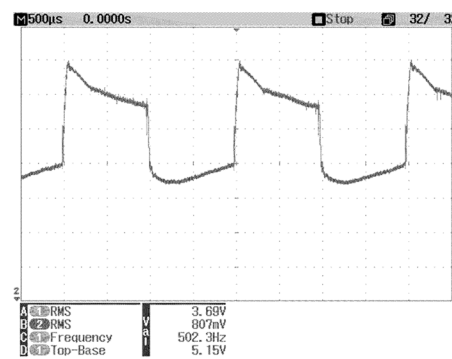
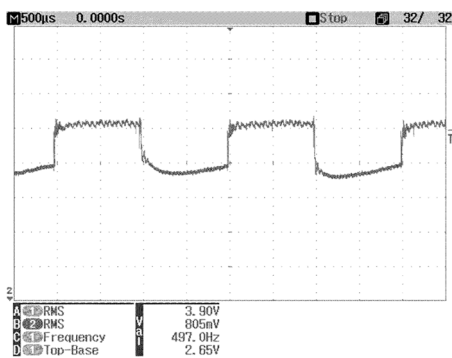


Рис. 6. Структурная схема СУ натурального образца ИБС



а



б

Рис. 7. Осциллограммы тока  $I_{к3}$  натурального образца ИБС при работе на динамическую нагрузку: под управлением только ОР (а), под совместным управлением ОР и РР (б)

уменьшение пульсаций может достигать величины более 90%. В то же время, при менее существенной разнице динамического изменения нагрузки, например, при переходе рабочей точки из положения А в В (рис. 16), РР практически не вступает в работу. В этом случае величина амплитуды пульсаций во многом зависит от коэффициентов ПИД регулятора в структуре ОР. Таким образом, можно сказать, что РР выполняет роль “подстраховки” при работе ИБС в самых жестких условиях.

**Заключение**

Предложенная топология построения ИБС дает значительный потенциал по дальнейшему наращиванию мощности, а также, позволяет использовать относительно простую систему управления со стабилизацией одного параметра -  $I_{к3}$ . Это, в свою очередь, позволяет увеличить скорость реакции ИБС на динамическое воздействие.

Представлена модель предложенного способа формирования ВАХ ИБС, в среде MATLAB, которая раскрывает принцип работы и позволяет определить тенденции поведения СУ при работе в различных условиях.

Физическая реализация на натурном образце подтверждает справедливость теоретических положений и адекватность математической модели.

Рассмотренная модификация СУ позволяет значительно улучшить качество формирования ВАХ ИБС при работе в самых жестких условиях динамического режима при переходе рабочей точки ВАХ из положения КЗ и ХХ.

*Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 20-38-90177 “Исследование способа формирования вольт-амперной характеристики имитатора солнечной батареи для испытания систем электроснабжения космических аппаратов”.*

### Литература

1. *Гущин В. Н.* Основы устройства космических аппаратов: учебное издание. - М.: Машиностроение, 2003. - 272 с.
2. *M. R. Patel.* Spacecraft power systems. / M. R. Patel. - CRC Press, 2005. - 691 с.
3. *M. D. Griffin.* Space vehicle design. Second edition. / M. D. Griffin, J. R. French. - AIAA Education series, 2004. - 665 с.
4. *Кремзюков Ю. А., Мишин В. Н., Пчельников В. А., Бубнов О. В., Рулевский В. М., Шиняков Ю. А., Шурыгин Ю. А.* Проектирование модульных имитаторов солнечных батарей автоматизированной контрольно-испытательной аппаратуры систем электропитания автоматических космических аппаратов: монография. - Томск: Томский университет, 2014. С. 86.
5. *О. Г. Рекутов, А. Г. Юдинцев.* Метод формирования вольт-амперной характеристики имитатора батареи солнечной для испытания систем электропитания космических аппаратов. - Электротехнические системы и комплексы, 2020, № 2(47), С. 26–32.
6. Keysight Technologies. Решение проблем имитации солнечных батарей. Помощь в выборе оптимального источника питания для наземных испытаний спутников [Электронный ресурс]. - Режим доступа: <https://docplayer.ru/68230076-Keysight-technologies-reshenie-problem-imitacii-solnechnyh-batarey.html> (дата обращения 21.03.2021).
7. *A. M. Kamel, Dr. A. S. ElWakeel, Dr. U. R. AbouZayed.* Sequential Switching Shunt Regulator for Satellite Power Control System. IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering (IOSR-JEEE). Vol. 12, no. 3. pp. 78-83.
8. *W. J. Larson.* Space mission analysis and design. Third edition. / W. J. Larson, J. R. Wertz. - Microcosm press, 2005. - 976 p.
9. *Дмитриев В. М.* Компьютерное моделирование систем: Курс лекций [Электронный ресурс] / В. М. Дмитриев, Т. В. Ганджа, Т. Е. Григорьева. - Томск: ТУСУР, 2020. - 260 с. - Режим доступа: <https://edu.tusur.ru/publications/9294> (дата обращения 21.03.2021).
10. Пат. 2742379 Российская Федерация, МПК H 01 L 31/00. Способ управления источником тока в имитаторе солнечной батареи / Пчельников В. А., Рекутов О. Г., Бубнов О. В., Иванов В. Л., Юдинцев А. Г.; заявитель и патентообладатель Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. № 2020122795; заявл. 03.07.2020; опубл. 05.02.21.

**Рекутов Олег Геннадьевич**, н. с., научно-исследовательский институт автоматики и электромеханики (НИИ АЭМ), тел.: +7 (960) 974-71-14, e-mail: [rekutov@niiuem.tomsk.ru](mailto:rekutov@niiuem.tomsk.ru);

**Рулевский Виктор Михайлович**, д. т. н., доцент, ректор Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, тел.: +7 (382) 251-05-30, e-mail: [rector@tusur.ru](mailto:rector@tusur.ru);

**Пчельников Виктор Алексеевич**, заместитель директора по научной работе, Научно-исследовательский институт автоматики и электромеханики (НИИ АЭМ), +7 (382) 256-00-59;

**Иванов Валентин Львович**, заведующий лабораторией отдела преобразования постоянного напряжения, Научно-исследовательский институт автоматики и электромеханики (НИИ АЭМ), e-mail: [biotom@mail.ru](mailto:biotom@mail.ru);

**Юдинцев Антон Геннадьевич**, к. т. н., директор Научно-исследовательского института автоматики и электромеханики (НИИ АЭМ), +7 (3822) 55-61-96, e-mail: [yag@niiuem.tomsk.ru](mailto:yag@niiuem.tomsk.ru).

Е. Ж. Джунусбеков, С. А. Оразбаев

## ВЫБОР НАКОПИТЕЛЬНОГО КОНДЕНСАТОРА В ВЫПРЯМИТЕЛЯХ НАПРЯЖЕНИЯ

E. Zh. Dzhunusbekov, S. A. Orazbayev

Storage Capacitor Selection for Voltage Rectifiers

выпрямителях электропитания. Для расчетов потерь и времени наработки до отказа электролитического конденсатора были получены аналитические формулы расчетов действующих значений токов выпрямителя. Формулы действующих значений токов хорошо подтверждаются экспериментальными данными для созданного промышленного образца светодиодного драйвера. Потери накопительного конденсатора и его время наработки вычислены с учетом его частотных характеристик. Расчет среднего времени наработки, в условиях колебаний погодной температуры при эксплуатации вне помещений, включает рассмотрение практически исчерпывающей модели погодной температуры с регулярными закономерными и статистическими данными из многолетних наблюдений.

**Ключевые слова:** надежность; накопительный конденсатор; среднее время наработки до отказа электролитического конденсатора; принцип Майнера; действующее значение тока.

The article considered criteria applied for capacitor selection employed as an intermediate storage unit in power supply rectifiers. The authors obtained analytical equations for currents rms values computing to calculate losses and failure-free time of the electrolytic capacitor. Formulas for the currents rms values are in good agreement with the experimental data for the developed industrial sample of the LED driver. The storage capacitor losses and its failure-free time were computed with the regard its frequency characteristics. The mean time between failures in conditions of weather temperature fluctuations when outdoor operation includes considering practically omnipresent model of the weather temperature with regular patterns and statistical data from long-term observations.

**Key words:** reliability; storage capacitor, average time to electrolytic capacitor failure, Miner principle; current rms value.

### Постановка задачи

Электролитические конденсаторы широко применяются в импульсных источниках электропитания выгодно отличаясь высокой энергоемкостью при невысокой стоимости, но, к сожалению, часто оказываются самым узким местом с точки зрения надежности [1–3]. К светодиодным драйверам, источникам бесперебойного питания телекоммуникационного оборудования, серверов, инверторов для возобновляемой энергетики и т. д. предъявляются особые требования по длительному сроку службы. Данная работа посвящена выбору оптимального по параметрам электролитического конденсатора применяемого для компенсации сетевых пульсаций напряжения на примере разработки светодиодного драйвера мощностью 140 Вт. Основные критерии выбора электролитического конденсатора – это, качество работы по своему прямому функциональному назначению: допустимые пульсации и время удержания при провалах сетевого напряжения (*hold-up time*), а также накладные характеристики такие как – цена, потери мощности, время жизни и габариты. Современные светодиодные драйвера состоят из корректора коэффициента мощности (*PFC*) на основе повышающего преобразователя (*boost*) и преобразователя постоянного напряжения в постоянное напряжение (*DC/DC*) с гальванической развязкой. Как показала практика подобная топология, в две стадии преобразования, оптимальна для большинства выпрямителей (*AC/DC* преобразователей) средней и большой мощности. Для расчета потерь в накопительном конденсаторе и его среднего времени наработки до отказа (*MTBF – Mean Time Before Failure*) необходимо знать действующее

значение тока. Действующие значения токов необходимо измерить в готовом лабораторном или промышленном образце, но при проектировании, когда образец еще отсутствует, будут полезны формулы для расчетов. В [4] дается расчет действующего значения тока в накопительном конденсаторе для двух вариантов корректора мощности, с гистерезисным управлением по току и широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). В настоящей статье представлены формулы расчета для действующего значения тока в накопительном конденсаторе в случае корректора в пограничном режиме. Кроме того, потери и *MTBF* рассчитаны с учетом частотных свойств накопительного конденсатора, указанных в спецификации производителя. Вычисленные теоретические значения де Для некоторого климатического региона, представительного для России, было рассчитано время наработки накопительного конденсатора в условиях эксплуатации вне помещений с учетом колебаний погодной температуры, причем для прибора не подверженного прямому солнечному излучению. Для расчетов времени наработки в условиях переменных действующих факторов использовался принцип аналогичный принципу накопления усталости Майнера, [5–7]. В традиционных методах [5, 6] переменные факторы аппроксимируются набором некоторых приближенных значений для кусочных временных интервалов. Недостаток этого метода в том, что грубо учитываются усредненные по многолетним данным сезонные погодные температуры, учет же дневных колебаний температур не производится из-за значительного усложнения модели, не говоря уже об учете флуктуаций температур, то есть оценки влияния ошибки усреднения. В настоящей работе была



построена из данных многолетних наблюдений полная модель погодной температуры, по методике [7], учитывающей многолетние средние сезонные и суточные колебания температур, а также флуктуации температур около средних значений. В итоге, модель включает регулярные закономерные данные, так и статистические данные по погодной температуре. Истощающих токов в цепях корректора мощности, резонансного преобразователя и накопительного конденсатора сравнены с экспериментальными данными для номинального режима работы разработанного образца.

Для некоторого климатического региона, представительного для России, было рассчитано время наработки накопительного конденсатора в условиях эксплуатации вне помещений с учетом колебаний погодной температуры, причем для прибора не подверженного прямому солнечному излучению. Для расчетов времени наработки в условиях переменных действующих факторов использовался принцип аналогичный принципу накопления усталости Майнера, [5–7]. В традиционных методах [5, 6] переменные факторы аппроксимируются набором некоторых приближенных значений для кусочных временных интервалов. Недостаток этого метода в том, что грубо учитываются усредненные по многолетним данным сезонные погодные температуры, учет же дневных колебаний температур не производится из-за значительного усложнения модели, не говоря уже об учете флуктуаций температур, то есть оценки влияния ошибки усреднения. В настоящей работе была построена из данных многолетних наблюдений полная модель погодной температуры, по методике [7], учитывающей многолетние средние сезонные и суточные колебания температур, а также флуктуации температур около средних значений. В итоге, модель включает регулярные закономерные данные, так и статистические данные по погодной температуре.

### Методы исследования

Разработан недорогой промышленный образец драйвера светодиодного освещения мощностью 140 Вт с приемлемой эффективностью 93%, максимальное номинальное напряжение 150 В (рис. 1).

Для первой стадии преобразования в качестве корректора мощности использован *boost* и пограничный режим работы (*CrCM* или *BCM*) для тока дросселя

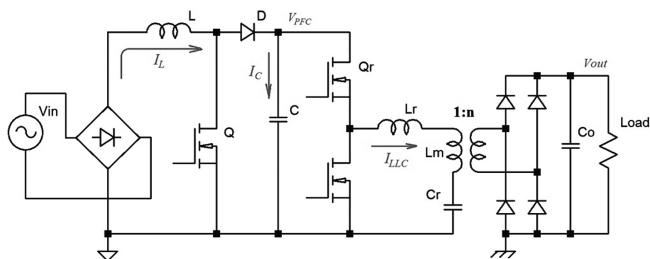


Рис. 1. Принципиальная схема драйвера светодиодного освещения мощностью 140 Вт

Л. Практика показывает, что при мощностях проектируемых источников электропитания от 100 до 800 Вт – это, наиболее оптимальное решение. При таких мощностях пульсации входного тока  $I_L$  не высоки в силу малых значений среднего  $I_L$ , потому не требуется большой входной фильтр для удовлетворения требованиям по эмиссии гармоник и ЭМ помех в общую сеть. Пограничный режим работы благоприятствует снижению потерь на переключение основного ключа Q и диода D, уменьшению ‘электромагнитных помех, в том числе, за счет размытия спектра помех. Для второй стадии выбрана топология полумостового резонансного LLC-преобразователя с гальванической развязкой. По сравнению с обратноточковым преобразователем такая топология сложна и дороже, но при этом:

- обеспечивает мягкое переключение основных ключей первичной стороны;
- позволяет подобрать режим работы с меньшими действующими токами;
- обеспечивает высокий КПД и сниженные ЭМ помехи.

Резонансный преобразователь выгодно отличается от других схем с мягким переключением малым числом компонентов. В разработанном промышленном образце в качестве резонансного дросселя используется индуктивность рассеяния трансформатора. В табл. 1 приведен ряд параметров эквивалентной схемы образца, которые необходимы для расчетов действующих значений токов, потерь и *MTBF*. В табл. 2 указаны обозначения электрических параметров и их значения.

Таблица 1. Обозначения и параметры эквивалентной схемы драйвера

| Каскад | Компонент                                    | Обозначени | Значение         |
|--------|--|------------|------------------|
| PFC    | Дроссель корректора мощности                 | $L$        | 298 мкГн         |
|        | Выходной конденсатор корректора              | $C$        | 100 мкФ, 450 В   |
| LLC    | Индуктивность подмагничивания трансформатора | $L_m$      | 2,3 мГн          |
|        | Коэффициент трансформации                    | $n$        | 0,67             |
|        | Резонансный дроссель                         | $L_r$      | 1,0 мГн          |
|        | Резонансный конденсатор                      | $C_r$      | 0,33 мкФ, 1000 В |
|        | Резонансная частота, расчетная               | $F_r$      | 55 кГц           |

Таблица 2. Электрические параметры эксплуатации

| Каскад   | Компонент                           | Обозначени    | Значение |
|----------|-------------------------------------|---------------|----------|
| PFC      | Номинальное входное напряжение      | $V_{rms}$     | ~220 В   |
|          | Выходное напряжение                 | $V_{PFC}$     | 440 В    |
|          | КПД корректора мощности, измеренный | $\eta_{PFC}$  | 0,976    |
| LLC      | Входное напряжение                  | $V_{IN(LLC)}$ | 440 В    |
|          | Номинальное выходное напряжение     | $V_{out}$     | 150 В    |
|          | КПД преобразователя, измеренный     | $\eta_{LLC}$  | 0,952    |
| $\Sigma$ | Выходная номинальная мощность       | $P_{out}$     | 140 Вт   |
|          | Общий КПД драйвера, измеренный      | $\eta$        | 0,929    |
|          | Время удержания (Hold-up time)      | $T_{HOLD}$    | 10 мс    |

**Допустимые пульсации и время удержания**

Задача корректора мощности поддержание реактивной мощности на минимальных значениях. Если входное напряжение синусоидальное, то выходная мощность корректора:

$$P_{PFC}(t) = \frac{P_{out} [1 - \cos(2\omega_0 t)]}{\eta_{LLC}} \quad (1)$$

содержит постоянную составляющую и переменную составляющую на удвоенной сетевой частоте  $\omega_0$ , где  $P_{out}$  – выходная мощность драйвера,  $\eta_{LLC}$  – КПД LLC-преобразователя. Средний выходной ток корректора мощности очевидно равен:

$$I_{PFC}(t) = I_0 - \sqrt{2} I_{2\omega_0} [1 - \cos(2\omega_0 t)], \quad (2)$$

где  $I_0 = P_{out} / (\eta_{LLC} V_{PFC})$  – постоянная составляющая, а  $I_{2\omega_0} = P_{out} / (\sqrt{2} \eta_{LLC} V_{PFC})$  – действующее значение переменной составляющей выходного тока, которую принимает на себя накопительный конденсатор С. Для расчета пульсации напряжения на накопительном конденсаторе С и времени удержания (*Hold-up time*) воспользуемся общим уравнением для мгновенной мощности конденсатора:

$$C \frac{d}{dt} \left( \frac{U^2}{2} \right) = P_C(t), \quad (3)$$

где  $P_C(t)$  – активная мощность, циркулирующая в накопительном конденсаторе, в данном случае, равная переменной составляющей мощности в (1). В результате получаем что, требуемая разница  $U_{max} - U_{min}$  между максимальным и минимальным значениями напряжения пульсаций на конденсаторе ограничивает значение емкости снизу:

$$C \geq \frac{2}{\eta_{LLC}} \cdot \frac{P_{out}}{\omega(V_{max} - V_{min})} = \frac{2}{0,95} \cdot \frac{150}{2\pi \cdot 100 \cdot (445^2 - 435^2)} = 57 \mu F. \quad (4)$$

Номинальное рабочее напряжение на конденсаторе С было выбрано равной 440 В для возможности работы на максимальном входном напряжении 300 В. Тогда пульсации напряжения не должны превышать +5 В с тем чтобы применить конденсатор с типовым номинальным напряжением 450 В.

При пропадании сети источник должен поддерживать выходную нагрузку в течении времени  $T_{HOLD}$  называемом *hold-up time* в англоязычной литературе. В течении этого времени напряжение на выходе корректора падает до значения  $V_{HOLD}$  при номинальной выходной мощности. При расчете времени удержания учтем, что  $P_C(t)$  в (3) будет равна  $P_{out} T_{HOLD} / \eta_{LLC}$ . Тогда, емкость конденсатора в худшем случае, когда входное напряжение пропадает в момент сетевого минимума, должна быть не меньше значения:

$$C \geq \frac{2}{\eta_{LLC}} \cdot \frac{P_{out} T_{HOLD}}{V_{min}^2 - V_{HOLD}^2}. \quad (5)$$

При этом, вторая ступень должна быть рассчитана и сохранять работоспособность вплоть до этой нижней границы  $V_{HOLD}$ . Регулирование выходного напряжения и тока в резонансном LLC-преобразователе осуществляется изменением частоты переключения  $F_{sw}$  благодаря характерной для преобразователя резонансной характеристике на рис. 2, где  $G$  – типовая резонансная характеристика усиления, приведенная к единице на резонансной частоте  $F_r$ , и для различных резистивных нагрузок, приведенных к номинальному  $R_{nom}$ . На номинальных нагрузке, входном  $V_{PFC}$  и выходном  $V_{out}$  напряжениях рабочая точка G1 на характеристике соответствует некоторой частоте  $F_x < F_r$ . На минимальной частоте  $F_{min}$  коэффициент усиления на 20% выше чем на частоте  $F_x$ . Таким образом, возможно обеспечить работу LLC-преобразователя и бесперебойное питание выходной нагрузки вплоть до падения входного напряжения на 20%. Для нашего случая ограничим  $V_{HOLD} = 374$  В значением на 15% меньше рабочего напряжения для гарантирования достаточного запаса.  $T_{HOLD}$ , равного одному периоду сети (20 мс). В этом случае емкость не должна быть меньше значения:

$$C \geq \frac{2}{0,96} \cdot \frac{150 \cdot 20 \cdot 10^{-3}}{435^2 - 374^2} = 118 \mu F. \quad (6)$$

В разработанном промышленном образце накопительная емкость конденсатора С была выбрана номиналом 100 мкФ, 450 В.

**Расчет действующего значения токов PFC**

Корректор мощности с пограничным режимом работы характеризуется постоянной частью времени включения  $T_{on}$  импульсного цикла и переменной частью времени выключения  $T_{off}$  импульсного цикла. Основной ключ Q включается в моменты, когда ток  $I_L$  предыдущего импульсного цикла спадает до нуля. На рис. 3а представлена типичная форма входного тока  $I_m$  и тока дросселя  $I_L$  корректора на интервале полу-периода сети  $T_o/2$ .

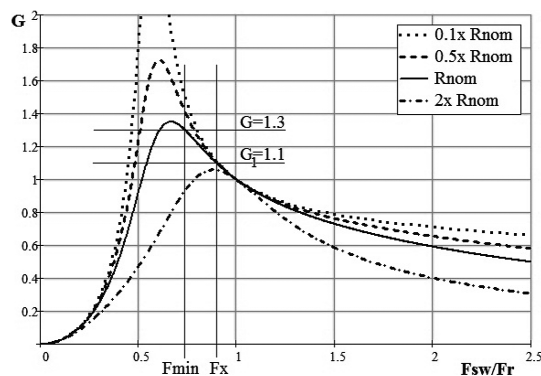
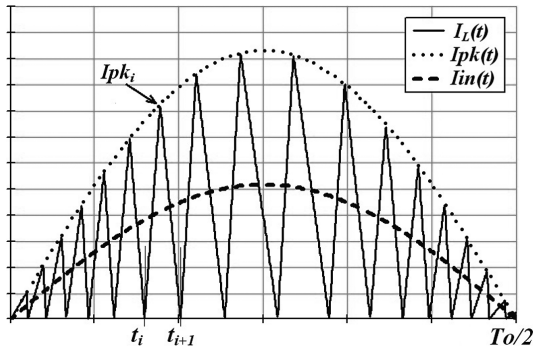
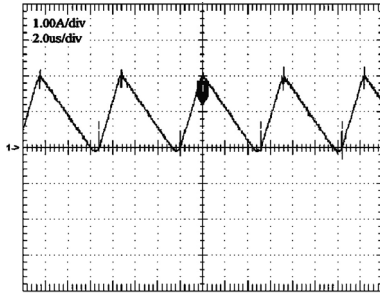


Рис. 2. Типовая резонансная характеристика LLC-преобразователя



а



б

Рис. 3 Ток  $I_L$  корректора мощности в пограничном режиме (CrCM): а – иллюстрация к математическому моделированию; б – измеренная осциллограмма в источнике 140 Вт, при максимуме мгновенного сетевого напряжения

Таким образом, если принять что входное напряжение  $V_{in}$  меняется медленно в течении импульсных циклов переключения ( $t_i, T_{sw_i}$ ), то на интервале ( $t_i, t_i + T_{on}$ ) ток дросселя L линейно возрастает до максимального значения  $I_{pk_i}$ , а на интервале ( $t_i + T_{on}, t_i + T_{sw_i}$ ) линейно спадает до нуля:

$$I_L(t) = \frac{I_{pk_i}(t - t_i)}{T_{on}}; I_{pk_i} = \frac{|V_{in_i}| T_{on}}{L}; t_i < t \leq t_i + T_{on}; \quad (7)$$

$$I_L(t) = I_{pk_i} \cdot \frac{t_{i+1} - t}{T_{sw_i} - T_{on}}; t_i + T_{on} < t \leq t_{i+1}, \quad (8)$$

где период импульса переключения  $T_{sw_i} = t_{i+1} - t_i$ . Тогда при постоянном значении  $T_{on}$  значение  $I_{pk}$  и средний ток дросселя будут повторять форму входного напряжения  $V_{in}$ . Очевидно, что входной ток  $I_{in}$ , усредненный за период переключения ключа Q корректора мощности, будет равен половине пикового значения тока дросселя. Тогда:

$$I_{in}(t) = \langle I_L(t) \rangle = \frac{V_{in}(t)}{2L} T_{on}; \quad (9)$$

$$I_{rms} = \frac{V_{rms}}{2L} T_{on}. \quad (10)$$

Время  $T_{on}$  определяется средней выходной мощностью  $P_{out}$  корректора. Входная мощность  $P_{in}$  равна вы-

ходной мощности с поправкой на полный КПД ( $\eta$ ). Тогда из (10) получим:

$$T_{on} = \frac{2P_{out}L}{\eta V_{rms}^2}. \quad (11)$$

Действующее значение тока  $I_C$  накопителя C можно найти, если из действующего значения тока  $I_D$  выходного диода корректора извлечь постоянную составляющую  $I_o$  из (2). Действующее значение тока  $I_D$  будет равно току дросселя (9) в моменты выключения основного ключа, и определяться средней суммой интервальных интегралов по периоду сетевого напряжения  $T_o$ :

$$I_{D_{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{T_0} \sum_i^N \int_{t_i+T_{on}}^{t_{i+1}} I_{pk_i}^2 \left( \frac{t_{i+1} - t_i}{T_{sw_i} - T_{on}} \right)^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T_0} \sum_i^N \frac{i_{pk_i}^2 |V_{in_i}|}{3 V_{PFC}} T_{sw_i}}. \quad (12)$$

В правой части выражения (12) можно от суммы перейти к интегралу:

$$I_{D_{RMS}} \approx \sqrt{\frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} \frac{|V_{in}|^3 T_{on}^2}{3L^2 V_{PFC}} dt}. \quad (13)$$

Если входное напряжение синусоидальное и равно  $V_{in}(t) = \sqrt{2}V_{rms} \sin(\omega t)$ , то из (13):

$$I_{D(RMS)} \approx \sqrt{\frac{8\sqrt{2}V_{rms}^3 T_{on}^2}{9\pi L^2 V_{PFC}}} = \frac{4}{3} \sqrt{\frac{2\sqrt{2}}{\pi V_{PFC} V_{rms}}} \cdot \frac{P_{out}}{\eta}. \quad (14)$$

Из найденного выражения (14) и постоянной составляющей  $I_o$  из (2) можно найти составляющее  $I_{C_{PFC(RMS)}}$  действующего значения тока накопителя, обусловленного работой корректора мощности:

$$I_{C_{PFC(RMS)}} = \sqrt{I_{D(RMS)}^2 - I_o^2} = \frac{1}{\eta_{LLC}} \cdot \frac{P_{out}}{V_{PFC}} \sqrt{\frac{32\sqrt{2}}{9\pi} \cdot \frac{V_{rms}}{V_{PFC}} \cdot \frac{1}{\eta_{PFC}^2} - 1}. \quad (15)$$

Очевидно, что действующее значение  $I_{C_{PFC(RMS)}}$  обусловлено гармонической составляющей  $I_{2\omega_0}$  выпрямленного тока (2) на удвоенной частоте сети и составляющей  $I_{C_{PFC(HF)}}$ , связанной с импульсным режимом работы на повышенной частоте:

$$I_{C_{PFC(RMS)}}^2 = I_{2\omega_0}^2 + I_{C_{PFC(HF)}}^2. \quad (16)$$

По формуле (16) вычисляем высокочастотную составляющую  $I_{C_{PFC(HF)}}$ .

Кроме действующих значений токов диода и накопителя будет полезно определить действующее значение тока дросселя корректора:

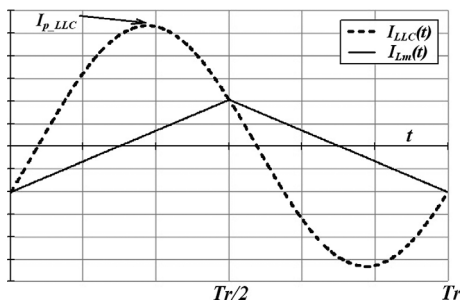
$$I_{L(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T_0} \sum_i^N \int_{t_i}^{t_i+1} I_L^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T_0} \int_0^{T_r} \frac{|V_{in}|^2 T_{on}^2}{3L^2} dt} = \frac{2}{\eta\sqrt{3}} \frac{P_{out}}{V_{rms}} \quad (17)$$

Отсюда не сложно получить формулу для расчета действующего значения тока  $I_{Q(RMS)}$  основного ключа корректора мощности, поскольку в общем случае всегда выполняется:

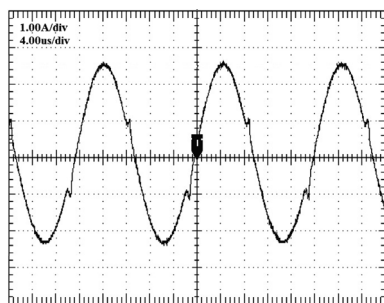
$$I_{L(RMS)}^2 = I_{D(RMS)}^2 + I_{Q(RMS)}^2 \quad (18)$$

**Расчет действующего значения токов LLC**

Аналитический вывод в общем случае действующих значений токов в цепях LLC-преобразователя довольно сложен, получаемые формулы громоздки, что представляет сложности для адаптации их к инженерным расчетам. На практике стараются спроектировать резонансный LLC так, чтобы рабочая частота импульсных переключений  $F_x$  в номинальном режиме работы была бы около его резонансной частоты  $F_r$ , с целью уменьшения действующих токов. Для таких частых случаев можно проводить вычисления по приближенным формулам, дающим вполне удовлетворительные результаты, считая, что преобразователь работает на резонансной частоте. При резонансе ток LLC-преобразователя синусоидален на периоде цикла переключения  $T_r$  (см. рис. 4а), и может быть описан выражением:



а



б

Рис. 4. Ток  $I_{LLC}$  резонансного преобразователя на резонансной частоте: а – иллюстрация к теоретическому моделированию; б – измеренная осциллограмма драйвера 140 Вт в номинальном режиме

$$I_{LLC} = I_{pLLC} \sin(\omega_r t + \varphi_0), \quad 0 \leq t \leq T_r / 2, \quad (19)$$

где  $I_{pLLC}$  – пиковое значение тока. Резонансный ток  $I_{LLC}$  в трансформаторе распределяется на ток подмагничивания и ток, питающий вторичную сторону. При этом, максимальное значение тока подмагничивания:

$$I_{L_m(peak)} = \frac{V_{out} T_r}{n L_m 4} \quad (20)$$

Тогда, для момента времени  $t = 0$  получим первое равенство:

$$I_{pLLC} \sin \varphi_0 = -I_{L_m(peak)} \quad (21)$$

С другой стороны, входная мощность  $P_{inLLC}$ , потребляемая резонансным преобразователем, должна быть равна выходной мощности поправленной на КПД преобразователя,  $\eta_{LLC}$ :

$$P_{inLLC} = V_{LLC} \int_0^{T_r/2} I_{LLC} dt = \frac{P_{out} T_r}{\eta_{LLC}} \quad (22)$$

Решая уравнения (21) и (22), получаем:

$$I_{pLLC} = \sqrt{\frac{\pi^2}{\eta_{LLC}^2} \frac{P_{out}^2}{V_{PFC}^2} + \frac{1}{16n^2} \frac{V_{out}^2 T_r^2}{L_m^2}} \quad (23)$$

Для расчета потерь в преобразователе будет полезно получить формулу действующего значения тока в обмотках первичной стороны:

$$I_{LLC(RMS)} = \frac{I_{pLLC}}{\sqrt{2}} = \sqrt{\frac{\pi^2}{2\eta_{LLC}^2} \frac{P_{out}^2}{V_{PFC}^2} + \frac{1}{32n^2} \frac{V_{out}^2 T_r^2}{L_m^2}} \quad (24)$$

Действующее значение тока  $I_{C_{LLC(HF)}}$  в электролитическом конденсаторе, обусловленная импульсной работой LLC-преобразователя, тоже же, что и действующее значения тока верхнего ключа  $Q_r$ ,  $I_{Q_r(RMS)} = I_{LLC(RMS)} / \sqrt{2}$ , за вычетом постоянной составляющей  $I_{in(LLC)} = P_{out} / (V_{PFC} \cdot \eta_{LLC})$ :

$$I_{C_{LLC(RMS)}} = \sqrt{\frac{\pi^2 - 4}{4\eta_{LLC}^2} \frac{P_{out}^2}{V_{PFC}^2} + \frac{1}{64n^2} \frac{V_{out}^2 T_r^2}{L_m^2}} \quad (25)$$

Поскольку частоты переключений корректора мощности и резонансного преобразователя никак не синхронизированы, воспользовавшись (15) и (25), получим выражение для искомого результирующего действующего тока накопителя С:

$$I_{C(RMS)} = \sqrt{I_{C_{PFC(RMS)}}^2 + I_{C_{LLC(HF)}}^2} \quad (26)$$

**Экспериментальные результаты**

В промышленном образце драйвера светодиодного освещения были измерены действующие значения токов. Измерения проводились с помощью введения, поочередного на время измерения, резистивных датчиков тока номиналом 0,5 Ом+1% последовательно

с соответствующими компонентами драйвера. Измерения действующих значений напряжений проводилось с помощью высокоточного вольтметра. В табл. 3 представлены экспериментальные результаты в сравнении с расчетными значениями для действующих токов в цепях драйвера ссылками на соответствующие расчетные формулы. На рис. 3б и 4б представлены осциллограммы тока  $I_L$  дросселя корректора и тока  $I_{LLC}$  резонансного преобразователя.

На рис. 3б приведена осциллограмма тока  $I_L$  корректора с большим временным разрешением для момента максимума входного сетевого напряжения. Видно, что ток  $I_L$  в дросселе L пересекает нулевое значение и разворачивается из-за паразитных выходной емкости ключа Q, емкости диода D корректора и накопленных неосновных носителей диода D. Поэтому реальные значения времени включения  $T_{on}$ , пикового тока  $I_{pk}$  и действующего значения тока дросселя  $I_{L(RMS)}$  немного отличаются от теоретических в большую сторону (табл. 3). Соответственно и измеренные действующие значения токов диода  $I_{D(RMS)}$  и  $I_{Q(RMS)}$  ключа корректора тоже отличаются от теоретических в большую сторону.

Из рис. 4б, ток LLC-преобразователя почти совпадает с чисто резонансным током, частота переключений  $F_x = 47,6$  кГц незначительно ниже измеренной резонансной частоты  $F_r = 52$  кГц, соответственно приближение, в котором сделаны расчеты действующих токов преобразователя, можно считать оправданными. Это же подтверждается экспериментальными данными (см табл. 3).

## Обсуждение

### Потери

Электролитические конденсаторы имеют повышенные потери в сравнении с керамическими или пленочными конденсаторами, и эти потери следует учитывать при проектировании высоко эффективных

импульсных источников электропитания. Потери в электролитических конденсаторах определяются потерями в электролите и омическими потерями проводимости в металлических обкладках конденсатора и выводящих электродах. В методиках [3, 4] авторы не удовлетворяются методами расчета потерь, предлагаемыми производителями конденсаторов, и самостоятельно строят модель конденсатора с паразитными составляющими. В работе [4] отмечается важность учета высокочастотных составляющих действующего тока, тогда как в практике часто используют только действующее значение на удвоенной частоте сети  $I_{2\omega_0}$  из (2). Для расчета потерь производителями электролитических конденсаторов предлагаются простые формулы на основе тангенса угла потерь, приведенного для удвоенной частоты сети  $2\omega_0 = 100-120$  Гц. Эквивалентное последовательное сопротивление  $ESR$  вычисляется как:

$$ESR_{2\omega_0 C} = \frac{\operatorname{tg}(\delta)}{2\omega_0 C}. \quad (27)$$

Формула справедлива, когда пиковые токи сопоставимы с номинальным действующим током конденсатора, и применима в большинстве случаев. В таком режиме эксплуатации потери определяются в основном потерями в диэлектрике. Диэлектрические потери уменьшаются при увеличении частоты действующего тока до некоторого предельного значения, которым невозможно пренебречь. Для учета этой зависимости в расчетах среднего времени наработки до отказа производители предоставляют в спецификациях понижающие коэффициенты  $K_i$  для гармонических составляющих тока, а эквивалентное действующее значение тока  $I_{E(RMS)}$  для использования в формулах времени наработки предлагается вычислять по формуле:

Таблица 3. Рассчитанные и экспериментальные значения физических величин

| Каскад   | Параметр  | Обозначение    | Значение      |              |
|----------|---|----------------|---------------|--------------|
|          |   |                | теоретическое | эксперимент. |
| $\Sigma$ | Текущая выходная мощность                                   | $P_{out}$      | 140 Вт        | 140 Вт       |
|          | Выходное напряжение   | $V_{out}$      | 150 В         | 148,5 В      |
| PFC      | Выходное напряжение корректора                              | $V_{PFC}$      | 440 В         | 438 В        |
|          | Минимальная частота переключений                            | $F_{min}$      | 147 кГц       | 135 кГц      |
|          | Время включения в импульсном цикле (11),                    | $T_{on}$       | 1,85us        | 1,98us       |
|          | Действующий ток в дросселе корректора (17),                 | $I_{L(RMS)}$   | 0,789 А       | 0,810 А      |
|          | Действующий ток выходного диода корректора (14),            | $I_{D(RMS)}$   | 0,612 А       | 0,623 А      |
|          | Действующий ток ключа корректора (18),                      | $I_{Q(RMS)}$   | 0,499 А       | 0,512 А      |
|          | Резонансная частота   | $F_r$          | 55,0 кГц      | 52,0 кГц     |
| LLC      | Текущая частота преобразователя                             | $F_x$          | —             | 47,6kHz      |
|          | Действующий ток в первичной обмотке трансформатора (24)     | $I_{LLC(RMS)}$ | 0,799 А       | 0,783 А      |
|          | Действующий ток входного ключа LLC преобразователя          | $I_{Q(RMS)}$   | 0,565 А       | 0,541 А      |
| C        | Действующий ток накопителя-конденсатора (26)                | $I_{C(RMS)}$   | 0,707 А       | 0,712 А      |
|          | Действующий ток накопителя на удвоенной сетевой частоте (2) | $I_{C(100Hz)}$ | 0,242 А       | Нет данных   |
|          | Суммарный действующий ток накопителя на высокой частоте     | $I_{C(HF)}$    | 0,664 А       | Нет данных   |

$$I_{E(RMS)}^2 = I_0^2 + \left(\frac{I_1}{K_1}\right)^2 + \left(\frac{I_2}{K_2}\right)^2 + \dots \quad (28)$$

Для учета частотной зависимости в расчетах потерь мощности  $P_{lossC}$  воспользуемся эквивалентным действующим значением тока  $I_{E(RMS)}$ , рассчитанным по (28), тогда

$$P_{lossC} = ESR_{2\omega_0} I_{E(RMS)}^2 + I_{leak} V_{PFC}, \quad (29)$$

где второе слагаемое в формуле (29) учитывает токи утечки в электролитическом конденсаторе  $C$ . Для выбранного конденсатора производитель предоставляет формулу расчета токов утечки:  $I_{leak} = 3\sqrt{CV}$ , где ток  $I_{leak}$  измеряется микроамперах,  $C$  – емкость в микрофарадах, а  $V$  – напряжение в вольтах. Формула (29) предоставляет возможности для оптимизации потерь и утечек в диэлектрике.

В табл. 4 представлены некоторые данные из спецификации производителя. Для выбранной серии конденсатора на частотах  $f$  более 10кГц понижающий коэффициент  $K_f$  слабо меняется и его можно принять  $K_f = K_2$ . В табл. 5 представлены расчетные значения эквивалентного последовательного сопротивления конденсатора, потеря мощности и составляющих его действующего тока:  $I_{2\omega_0}$  из (2),  $I_{C_{PFC(HF)}}$  из (16),  $I_{C_{LLC(HF)}}$  из (25). При этом, при расчете эквивалентного тока  $I_{E(RMS)}$  составляющая  $I_{C(RMS)_{LLC}}$  с основной гармоникой на резонансной частоте  $F_r = 52$  кГц понижалась на коэффициент  $K_3$ , а составляющая  $I_{HF_{PFC}}$  с гармониками на частотах более  $F_{min} = 135$  кГц понижалась на коэффициент  $K_4$ .

Таблица 4. Тангенс потерь и понижающие коэффициенты электролитического конденсатора

| tg(δ), 100 кГц | $K_0$ , 120 Гц | $K_1$ , 1 кГц | $K_2$ , 10 кГц | $K_3$ , 50 кГц | $K_4$ , 100 кГц |
|----------------|----------------|---------------|----------------|----------------|-----------------|
| 0,24           | 1,00           | 1,40          | 1,50           | 1,50           | 1,50            |

Таблица 5. Расчетные значения

| $ESR_{2\omega_0}$ | $I_{2\omega_0}$ | $I_{C_{LLC(HF)}}$ | $I_{C_{PFC(HF)}}$ | $I_{E(RMS)}$ | $P_{tg\delta}$ | $P_{leak}$ | $P_{loss(C)}$ |
|-------------------|-----------------|-------------------|-------------------|--------------|----------------|------------|---------------|
| 3,82 Ω            | 0,242 А         | 0,468 А           | 0,471 А           | 0,505 А      | 0,56 W         | 0,28 W     | 0,84 W        |

Из табл. 5 видно, что по расчетам потери  $P_{tg\delta}$  в два раза превосходят потери на утечки  $P_{leak}$ . Но необходимо учесть, что в реальности  $ESR$  и утечки тока зависят от температуры:  $ESR$  уменьшиться приблизительно в два раза при температуре 80–100°C, а ток утечки возрастет приблизительно в два раза. Таким образом, для рассматриваемого случая можно считать, что для конденсатора данной серии потери оптимальны.

**Расчет времени жизни**

Основной процесс деградации электролитического конденсатора – это испарение и утечка электролита. Этот процесс крайне чувствителен к температуре [8, 9]. Производители электролитических конденсаторов предоставляют инженерам простые формулы для расчетов времени наработки [10, 11]. Особенность всех формул расчета в том, что используется эмпирическая константа времени наработки (жизни)  $L_0$  для стан-

дартных условий, а предполагаемое время наработки в конкретных применениях находится уточняющими расчетами. Другая особенность состоит в том, что формулы оперируют окружающей температурой как основным определяющим фактором. В реальности, электролитические конденсаторы не эксплуатируются в открытом воздушном пространстве, а тесно располагаются рядом с другими компонентами в корпусах изделий. Например, приборы для использования вне помещений упакованы в герметичный корпус и часто залиты теплопроводящим компаундом. Для таких случаев, при частном консультировании, компания производитель предоставляет формулу (30) расчета на основе температуры корпуса конденсатора, который необходимо будет измерить в реальных условиях:

$$L_x = L_0 \cdot 2^{\frac{1}{10^\circ C} \left[ T_0 - T_x + \Delta T_0 \left( 1 - \frac{I_{E(RMS)}^2}{I_{rated}^2} \right) \right]}, \quad (30)$$

где  $L_0$  – среднее время наработки до отказа при стандартной температуре корпуса  $T_0 = 105^\circ C$ , заявленная с учетом номинального действующего значения тока  $I_{rated}$ ,  $\Delta T_0 = 5^\circ C$  – константа для выбранной серии конденсатора,  $L_x$  – среднее время наработки при реальной температуре корпуса  $T_x$  и реального действующего значения тока  $I_{E(RMS)}$ . Для выбранного электролитического конденсатора:  $L_0 = 10000$  часов,  $I_{rated} = 0,74$  А.

Для промышленного образца, в собранном и залитым компаундом состоянии, был проведен эксперимент по измерению температуры корпуса накопительного конденсатора. При комнатной температуре  $T_{amb} = 25^\circ C$  в установившемся тепловом равновесии, спустя двух часов работы, были измерены температура корпуса светодиодного драйвера  $T_{dev(case)} = 46^\circ C$  и температура корпуса конденсатора  $T_{cap(case)}$  (табл. 6). По формуле (30) проведен расчет среднего времени жизни, результаты в табл. 6, где  $L_{24h}$  – время при круглосуточной работе,  $L_{12h}$  – время наработки в годах при работе в течение двенадцати часов в сутки.

Таблица 6. Температурные испытания, расчет времени наработки ЭК

|               | $T_{amb}$ , °C | $T_{dev(case)}$ , °C | $T_{cap(case)}$ , °C | Расчет          |                 |                 |
|---------------|----------------|----------------------|----------------------|-----------------|-----------------|-----------------|
|               |                |                      |                      | $L_{24h}$ , час | $L_{24h}$ , лет | $L_{12h}$ , лет |
| Эксперимент   | 25             | 46                   | 67                   | 167000          | 19              | 38              |
| экстраполяция | –              | 60                   | 81                   | 63500           | 7,2             | 14              |
| экстраполяция | –              | 70                   | 91                   | 31700           | 3,6             | 7,2             |

Эксперимент проводился в условиях, когда нагрузка была удалена от испытываемого драйвера. В реальности же, источник питания может находиться вблизи или быть в одном конструктивном исполнении с светодиодным источником, и тогда трудно предсказать какое значение  $T_{amb}$  взять в качестве опорного. Многие производители источников питания для светодиодного освещения в спецификациях указывают ожидаемое время наработки до отказа в

зависимости от температуры корпуса. Поэтому, в табл. 6 представлены линейные экстраполяции температуры корпуса электролитического конденсатора  $T_{cap(case)}$  при температурах корпуса прибора  $T_{dev(case)} = 60^\circ\text{C}$  и  $70^\circ\text{C}$  и, соответственно, расчетные показатели времени наработки. Причем разные температуры корпуса прибора  $T_{dev(case)}$  ( $46^\circ\text{C}$ ,  $60^\circ\text{C}$  и  $70^\circ\text{C}$ ) и соответствующие времена наработки могут соответствовать одной и той же стандартной температуре в лаборатории, например,  $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ , в зависимости от конструктивных особенностей светодиодной лампы, условий охлаждения. Заметим, что время наработки  $L_{12h}$  подсчитано без предположения, что конденсатор продолжает деградировать в условиях, когда прибор не эксплуатируется, выключен. Что не совсем корректно.

**Расчет времени жизни в переменных условиях эксплуатации**

Для расчетов времени наработки в условиях переменных действующих факторов, например, переменной температуры, используется принцип аналогичный принципу накопления усталости Майнера

$$1 = \int_0^{L_x} \frac{1}{L(T_a, U, I_{rms}, \dots)} dt, \tag{31}$$

где  $L_x$  – среднее время наработки на отказ в условиях переменных физических величин  $T_a$ ,  $U$ ,  $I_{rms}$ , и т. д.,  $L(T_a, U, I_{rms}, \dots)$  – время наработки до отказа когда действующие факторы деградации постоянны –  $T_a$ ,  $U$ ,  $I_{rms}$ , и т. д.  $L(T_a, U, I_{rms}, \dots)$  – это то же время наработки  $L$  для статических условий, предлагаемое производителями конденсаторов, в том числе, вычисляемое по формуле (30). Формула расчета (31) несколько сложна для аналитических вычислений. Поэтому в вычислениях по (31) используют упрощающие динамические модели для массива данных [5, 6].

Интересным представляется метод [7] где мгновенные значения температур моделируется формулой

$$T_w(t) = T_{yo} + T_y(t) + T_d(t) + \Delta T(t), \tag{32}$$

где  $T_{yo}$  – многолетняя среднегодовая температура,  $T_y(t)$  и  $T_d(t)$  – периодические функции соответствующие многолетним усредненным сезонным и дневным колебаниям температур, а  $\Delta T(t)$  включает все возможные отклонения реальной мгновенной температуры от усредненных значений.  $\Delta T(t)$  может обуславливаться локальными изменениями погоды, такими как облака, порывы ветра, затенения внешними объектами, дождями, и обуславливаться глобальными событиями такими как передвижение погодных фронтов и т. п. По определению  $T_{yo}$ ,  $T_y(t)$ ,  $T_d(t)$ ,  $\Delta T(t)$  такие, что их статистические ожидания равны нулю.

Для увеличения надежности электронные приборы, предназначенные для эксплуатации на улице обычно герметизированы и часто залиты компаундом. Поэтому условия для компонентов внутри корпуса та-

кого прибора отличаются от условий для компонентов прибора, предназначенного для работы в помещениях, только по температуре. В первом приближении, установившееся значение температуры  $T_a$  на поверхности электролитического конденсатора, внутри корпуса прибора, находится в линейной зависимости от внешней температуры воздуха  $T_w$ . Пусть  $T_a(+25^\circ\text{C})$  установившаяся температура конденсатора, измеренная при стандартной окружающей температуре  $+25^\circ\text{C}$ . Как было отмечено,  $T_a$  конденсатора внутри драйвера зависит от конструкции лампы и условий охлаждения (табл. 5). Следовательно, имеется возможность предсказать температуру поверхности конденсатора  $T_a(T_w)$  при произвольной установившейся окружающей температуре  $T_w$  так, что:  $T_a(T_w) = T_a(25^\circ\text{C}) + (T_w - 25^\circ\text{C})$ . Тогда уравнение (30) можно переписать в виде:

$$L(t) = L[T_a(25^\circ\text{C}), I_{E(RMS)}, U, \dots] \cdot 2^{\frac{25^\circ\text{C} - T_w(t)}{10^\circ\text{C}}}. \tag{33}$$

где  $L(T_a(+25^\circ\text{C}), I_{E(RMS)}, U, \dots)$  – время наработки до отказа для статических условий эксплуатации:  $I_{E(RMS)} = \text{const}$  и постоянной лабораторной температуре  $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ .  $L(T_a(+25^\circ\text{C}), I_{E(RMS)}, U, \dots)$  понимается в значении  $L_x$  формулы (30) при стандартных лабораторных условиях,  $T_x = 25^\circ\text{C}$ . Предположим, что наш светодиодный драйвер работает круглосуточно непрерывно в течении многих лет, возможно что с регулярным дневным расписанием. В работе [7] показано что формула (31) при допущении модели (32) для уличной температуры может быть достаточно точно аппроксимирована формулой:

$$\frac{1}{L_x} = K_\Delta K_{yo} K_s \int_0^{day} \frac{2^{\frac{T_d}{10}}}{L[T_a(25^\circ\text{C}), I_{E(RMS)}, U, \dots]} day, \tag{34}$$

где  $K_\Delta$  – понижающий коэффициент, обусловленный отклонениями температуры  $\Delta T(t)$ , учитывающий тот факт, что нелинейности (31) отклонений от среднего значения сказываются на смещении искомого времени наработки  $L_x$  в меньшую сторону;  $K_{yo}$  – влияние многолетнего среднегодового значения температуры  $T_{yo}$ ;  $K_s$  – понижающий фактор связанный с тем, что отклонения сезонных температур  $T_y(t)$  от среднего значения влияют на уменьшение искомого времени из-за нелинейности формулы (31):

$$K_\Delta = \left\langle 2^{\frac{\Delta T(t)}{10^\circ\text{C}}} \right\rangle; \tag{35}$$

$$K_{yo} = 2^{\frac{T_{yo} - 25^\circ\text{C}}{10^\circ\text{C}}}; \tag{36}$$

$$K_s = \int_0^{year} 2^{\frac{T_w - 25^\circ\text{C}}{10^\circ\text{C}}} \frac{dt}{year}. \tag{37}$$



Если прибор работает при условии постоянной нагрузки в течении дня, то уравнение (34) можно упростить:

$$L_x = K_{\Delta}^{-1} K_{y_0}^{-1} K_s^{-1} K_d^{-1} \cdot L [T_a(25^{\circ}\text{C}), I_{E(RMS)}, U, \dots], \quad (38)$$

где  $K_d$  – понижающий коэффициент, связанный с тем что вследствие нелинейности (34) усредненные дневные колебания температур сдвигают значение времени  $L_x$ :

$$K_d = \int_0^{\text{day}} 2^{\frac{T_d(t)}{10^{\circ}\text{C}}} \frac{dt}{\text{day}}. \quad (39)$$

Для простого случая дневного расписания, когда светодиодная лампа работает под постоянной нагрузкой ночью (от момента  $t_0$  до момента  $t_1$ ), а в дневное время ( $t_1, t_2$ ) выключена, время наработки  $L_x$  можно оценить по формуле:

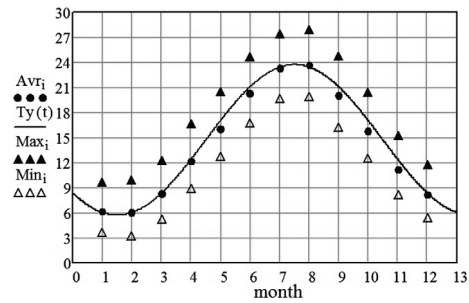
$$\frac{1}{L_x} = K_{\Delta} K_{y_0} K_s \left[ \frac{\int_{t_0}^{t_1} 2^{\frac{T_d(t)}{10}} \frac{dt}{\text{day}}}{L(T(25^{\circ}\text{C}), I_{E(RMS)}, U, \dots)} + \frac{\int_{t_1}^{t_2} 2^{\frac{T_d(t)}{10}} \frac{dt}{\text{day}}}{L_{\text{storage}(25^{\circ}\text{C})}} \right], \quad (40)$$

где очевидно, что  $(t_2 - t_0) = 24$  часа, а  $L_{\text{storage}(25^{\circ}\text{C})}$  – время наработки до отказа в выключенном состоянии, то есть практически срок хранения до деградации электролитического конденсатора при стандартных условиях, то есть, когда температура внутри корпуса прибора и температура конденсатора равна температуре хранения  $25^{\circ}\text{C}$ , а действующее значение тока  $I_{E(RMS)} = 0$  А в конденсаторе.

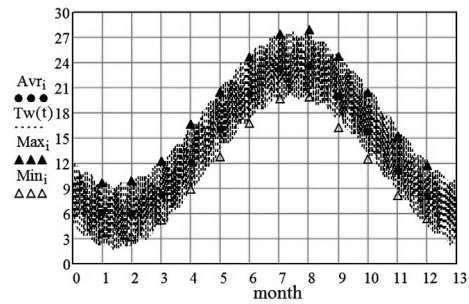
Для определенности вычислим поправочные коэффициенты и времена наработки до отказа для определенной климатической зоны России. Район города Сочи считается самым теплым регионом России. Соответственно здесь следует ожидать самого малого времени работы электролитических конденсаторов. На рис. 5а в виде графика представлены данные многолетних среднемесячных показателей температуры воздуха, а также многолетних усредненных максимальных и минимальных значений температур воздуха для выбранной области. Источником информации является служба наблюдений за погодой [12]. Средние сезонные и дневные колебания температур были смоделированы гармоническими функциями с соответственно годовыми и суточными периодами [5], где слагаемые в (32) имеют вид:

$$\begin{aligned} T_{y_0} &= 14,7^{\circ}\text{C}; \\ T_y(t) &= -9,0^{\circ}\text{C} \cdot \cos\left(2\pi \frac{t-t_m}{\text{year}}\right); \\ T_d(t) &= -4,0^{\circ}\text{C} \cdot \cos\left(2\pi \frac{t-t_x}{\text{day}}\right), \end{aligned} \quad (41)$$

где  $t_m = 1,5$  месяца. На рис. 5а можно сравнить аппроксимацию  $T_w(t)$  (32) без учета дневных колебаний



а



б

Рис. 5. Многолетняя средняя температура  $A_{vrT}$  по месяцам  $i$ , многолетние среднемесячные максимум  $Max_i$  и среднемесячный минимум  $Min_i$  (а); модель  $T_w(t)$  (32) без учета флуктуаций,  $\Delta T(t)=0$ , наложенная на многолетние среднемесячные показания (б)

и флуктуаций температур с показаниями среднемесячных значений. На рис. 5б можно сравнить аппроксимацию  $T_w(t)$  с учетом дневных осцилляций дополнительно, но без флуктуации температур. В базах данных служб наблюдений за погодой [12] можно получить данные об абсолютных максимальных и минимальных величинах температур за каждый месяц, которые несут в себе определенную информацию о флуктуации. Положительное значение  $P_{D_i}$  абсолютной флуктуации в определенный  $i$  месяц можно получить вычитанием многолетней средней за месяц максимальной температуры от абсолютного максимума за данный месяц. Отрицательное значение  $N_{D_i}$  абсолютной флуктуации в определенный  $i$  месяц можно получить вычитанием многолетней средней за месяц минимальной температуры от абсолютного минимума за данный месяц. Значение максимальных флуктуаций  $P_{D_i}$  и  $N_{D_i}$  представлены на графике рис. 6. Из рисунка видно, что не будет большой ошибкой считать, что размах температурных флуктуаций постоянный  $\Delta T = 13^{\circ}\text{C}$ . В нашей модели для температурных флуктуаций примем, что стандартная девиация постоянна, мало того, имеет равномерное распределение на отрезке  $[-\Delta T, +\Delta T]$ . Таким образом, имея численную модель (41) можно вычислить поправочные коэффициенты в (38) и (40). Следует помнить, что поскольку модель (41) построена для доступных данных о температуре воздуха, то включает влияние солнечной излучения только опосредованно через температуру воздуха, а вычисленное время наработки до отказа будет справедлива для приборов не подверженных прямому солнечному излучению.

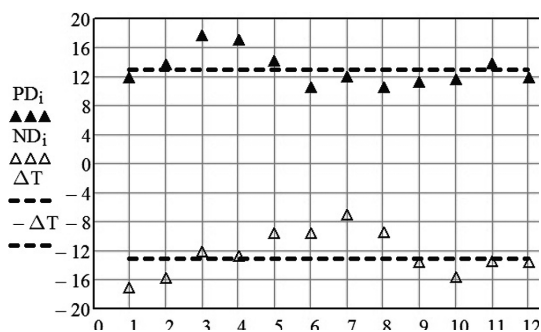


Рис. 6. Абсолютная положительная ( $P_{D_i}$ ) и абсолютная отрицательная ( $N_{D_i}$ ) флуктуации в  $i$ -й месяц

В табл. 7 представлены вычисленные понижающие коэффициенты. Эффект от среднегодовой температуры  $T_{yo} = 14,7^{\circ}\text{C}$  для выбранной климатической зоны имеет наибольшее влияние ( $K_{yo} = 0,49$ ), поскольку она существенно меньше лабораторной  $T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$ . Поэтому существенно увеличивается время наработки до отказа. Флуктуации погодной температуры ( $K_{\Delta} = 1,14$ ) от многолетних средних значений и многолетние средние сезонные колебания температур ( $K_s = 1,10$ ) тоже оказывают определенное влияние. А вот дневными колебаниями температуры из-за их малой амплитуды  $+4,0^{\circ}\text{C}$  можно было пренебречь,  $K_d = 1,02$ . В итоге, суммарный коэффициент  $K_{\Sigma} = 0,63$  отличается от  $K_{yo} = 0,49$ .

Таблица 7. Вычисленные понижающие коэффициенты

| Регион       | $K_{\Delta}$ | $K_{yo}$ | $K_s$ | $K_d$ | $K_{\Delta} K_{yo} K_s$ | $K_{\Sigma} = K_{\Delta} K_{yo} K_s K_d$ |
|--------------|--------------|----------|-------|-------|-------------------------|--|
| Сочи, Россия | 1,14         | 0,49     | 1,10  | 1,02  | 0,61                    | 0,63                                     |

Для сравнения в табл. 8 представлены значения времени наработки электролитического конденсатора  $L_{24h}$  (в помещении) для стандартных лабораторных условий (из табл. 6) и времени наработки  $L_{24h}$  (на открытом воздухе) рассчитанного по формуле (38) для уличного применения в выбранной климатической зоне.

Таблица 8. Времена наработки электролитического конденсатора

| $L_{24h}$ в помещении | $L_{24h}$ на открытом воздухе | $L_{12h}$ на открытом воздухе |
|-----------------------|-------------------------------|-------------------------------|
| 19 лет                | 30 лет                        | 69,6 лет                      |
| 7,2 лет               | 11,4 лет                      | 27,2 лет                      |
| 3,6 лет               | 5,7 лет                       | 13,9 лет                      |

Информативным будет вычисление времени наработки драйвера светодиодного освещения работающего только в ночное время суток — в этом случае следует ожидать экономии ресурсов конденсатора. Для такого режима работы будет справедлива формула (40), которая приобретет вид:

$$\frac{1}{L_{12h}} = K_{\Delta} K_{yo} K_s \left( \frac{K_{d(night)}}{L_{d24h(indoor)}} + \frac{K_{d(day)}}{L_{storage(25^{\circ}\text{C})}} \right), \quad (42)$$

где  $K_{d(day)}$  и  $K_{d(night)}$  интегралы, соответствующие расписанию работы лампы, а  $L_{storage(25^{\circ}\text{C})}$  — среднее время наработки, когда лампа выключена и драйвер не работает, соответственно это будет просто срок хранения электролитического конденсатора. Вычисление по формуле (30) дает  $L_{storage(25^{\circ}\text{C})} = 413$  лет. Для определенности предположим, что лампа работает ровно половину суток в ночное время в момент наименьших температур, тогда для коэффициентов получим  $K_{d(day)} = 0,60$  и  $K_{d(night)} = 0,42$  ( $K_{d(day)} + K_{d(night)} = K_d$ ).

В табл. 8 представлены вычисленные по формуле (42) времена наработки  $L_{12h}$  для сравнения с вычисленными ранее временами  $L_{24h}$  при круглосуточной эксплуатации в лабораторных и уличных условиях.

Формула (34) чувствительна к выбранному суточному расписанию эксплуатации прибора, поскольку внутри суточные колебания температур могут быть значительными, а также к выбранной модели суточной температуры. При необходимости можно рассмотреть более сложные модели суточных колебаний температур [13–15], использующие комбинацию периодических функций для дневного времени и экспоненциально затухающих или линейно спадающих функций для ночного времени суток.

Следует помнить, что производители электролитических конденсаторов дают гарантию на герметичные конденсаторы-пробки не более пятнадцати лет и, исходя из этого, правильно выбрать минимальный срок наработки до отказа из рассчитанного срока этих пятнадцати лет.

### Выводы

Получены формулы для действующих значений корректора в пограничном режиме, резонансного преобразователя, и накопительного конденсатора. Вычисления совпадают с экспериментальными данными. Рассчитаны потери мощности и время наработки до отказа электролитического конденсатора с учетом частотных свойств. Для некоторого климатического региона России рассчитано время наработки до отказа накопительного конденсатора в приборе, не подверженном прямому солнечному излучению. Расчетные сроки службы при эксплуатации на улице превышают в 1,6 раза расчетные сроки в стандартных лабораторных условиях ( $T_a = +25^{\circ}\text{C}$ ), поскольку для выбранного региона России среднегодовая температура воздуха у поверхности земли на  $10^{\circ}\text{C}$  ниже лабораторной. При расчете времени жизни нужно учитывать сезонные колебания температуры, а для регионов с резко континентальным климатом необходимо учесть еще и суточные колебания температур. Для рассмотренного случая требование к времени удержания при провале входного напряжения оказалось определяющим при выборе электролитического конденсатора для светодиодного драйвера с временем эксплуатации 5–10 лет. Вывод не является общим, поскольку для большого количества электротехнических приборов требование по сроку службы может быть более десяти лет.

**Финансирование:** Работа поддержана Комитетом Науки Министерства образования и науки Республики Казахстан.

### Литература

1. *S. Yang, A. Bryant, P. Mawby*, An industry-based survey of reliability in power electronic converters, 2009 IEEE Energy Convers. Congr. Expo, 2009, pp. 3151–3157.
2. *Wang H. and Blaabjerg F.* “Reliability of Capacitors for DC-Link Applications in Power Electronic Converters—An Overview.” IEEE Transactions on Industry Applications Vol. 50 No. 5 (2014): pp. 3569–3578.
3. *J. Falck, C. Felgемacher, A. Rojko, M. Liserre, P. Zacharias*, Reliability of power electronic systems: an industry perspective, IEEE Ind. Electron. Mag. 12 (June) (2018) 24–35.
4. *Ahmed Braham, Amine Lahyani, Pascal Venet, and Nejla Rejeb*, “Recent Developments in Fault Detection and Power Loss Estimation of Electrolytic Capacitors”, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, JANUARY 2010, VOL. 25, NO. 1, pp. 33-43.
5. *Albertini, A., Masi, M. G., Mazzanti, G., Peretto, L., and Tinarelli, R.* “Toward a BITE for Real-Time Life Estimation of Capacitors Subjected to Thermal Stress.” IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement Vol. 60 No. 5 (2011): pp. 1674-168.
6. *Toshihiko Furukawa, Daizou Senzai, Takahiro Yoshida*, “Electrolytic Capacitor Thermal Model and Life Study for Forklift Motor Drive Application”, Conference: 2013 World Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27), DOI: 10.1109/EVS.2013.6914976, November 2013.
7. *Erlan J. Dzhunusbekov, Sagi A. Orazbayev*, “Electrolytic capacitor life time calculation under varying operating conditions”, Journal of Vibroengineering, May 2020, Vol. 22, Issue 3, pp.721-734.
8. *Cherry Bhargava, Vijay Kumar Banga, Yaduvir Singh*, “An intelligent prognostic model for electrolytic capacitors health monitoring: A design of experiments approach”, Advances in Mechanical Engineering, 2018, Vol. 10 (10) 1-11.
9. *Anunay Gupta, Om Prakash Yadav, DeVoto, and Douglas Joshua Major*, “A Review of Degradation Behavior and Modeling of Capacitors: Preprint”, Golden, CO: National Renewable Energy Laboratory, 2018, NREL/CP-5400-71386.
10. Rubycon corporation, “Technical notes for electrolytic capacitor”, <http://www.rubycon.co.jp/en/products/alumi/pdf/life.pdf>.
11. Nippon Chemi-con corporation, Technical note: «Aluminum electrolytic capacitors», pp.392-394, «Lifetime of Aluminum Electrolytic Capacitors», <http://www.chemi-con.co.jp/e/catalog/pdf/al-e/al-all-e1001s-2018.pdf>.
12. Weather and Climate ([www.pogodaiklimat.ru](http://www.pogodaiklimat.ru)), «Weather and Climate - The Climate of Sochi», [www.pogodaiklimat.ru/climate/37099.htm](http://www.pogodaiklimat.ru/climate/37099.htm).
13. *G. Danko, C. Lu I*, “Variable Daily Air Temperature Model for Analysis and Design”, Applied Mathematics, 2018, 9, 1015-1038.
14. *K. A. D. Deshani, Liwan Liyanage Hansen*, “Incorporating Influential Factors in Diurnal Temperature Estimation with Sparse Data”, GSTF Journal of Mathematics, Statistics and Operations Research (JMSOR), Vol. 3 No. 2, July 2016
15. *Emanuele Eccel*, “What we can ask to hourly temperature recording. Part II: hourly interpolation of temperatures for climatology and modelling”, Italian Journal of Agrometeorology, pp 45-50, 2/2010

**Ерлан Жандарбекович Джунусбеков**, руководитель Лаборатории Электроники, в Казахстанско-Британский Технический Университет, Алматы, Казахстан, e-mail: [dzhunusbekov\\_kbtu@mail.ru](mailto:dzhunusbekov_kbtu@mail.ru);

**Саги Оразбаев**, ведущий инженер, инженерная Лаборатория КазНУ имени аль-Фараби, Алматы, Казахстан.

И. В. Твердов, А. В. Сinyaк

# ОДНОТАКТНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С НИЖНИМ АКТИВНЫМ ДЕМПФЕРОМ В БЛОКАХ ПИТАНИЯ РАДИОСТАНЦИЙ

I. V. Tverdov,  
A. V. SinyakSingle-Ended Converter with Lower Active Clamp  
for Radio Stations Power Units

Рассмотрены электромагнитные процессы и выбор элементов в однотактном преобразователе напряжения (ОПН) с нижним активным демпфером. Применение такого ОПН в блоках питания радиостанций позволит повысить КПД на 10–15% и уменьшить габаритные размеры в полтора–два раза.

**Ключевые слова:** преобразователь, блок питания, нижний активный демпфер, модуль, радиостанция, топология.

The article considered electromagnetic processes and components selection for the single-ended voltage converter (SEVC) with active lower active clamp. Such converter application for the radio stations power units will allow efficiency increasing by 10–15%, and size reduction by 1,5–2 times.

**Key words:** converter, power unit, lower active clamp, module, radio station, topology.

Транзисторные преобразователи напряжения или блоки питания (БП) по терминологии радистов — неотъемлемая часть системы, которой является радиостанция (РС). При всем разнообразии современных БП, отличающихся по схемам и конструкциям, существует два основных вида исполнения таких устройств: специальные БП, создаваемые как компоненты систем с максимальным учетом конкретных системных требований, а также универсальные модульные БП для различных систем, которые изготавливаются специализированными фирмами и поступают на рынок, как готовые изделия.

Универсальные БП в виде модулей являются товаром, параметры которого должны непрерывно изменяться, чтобы привлечь покупателей. Особенно ценится уменьшение объема и массы модуля, при этом рыночная удельная мощность достигает значений в несколько тысяч Вт/дм<sup>3</sup>. Однако реальную пригодность подобных БП для РС невозможно оценить без учета КПД ( $\eta$ ), площади поверхности, необходимой для отвода тепла, фильтров радиопомех, а также многих других системных факторов.

БП, создаваемые как компоненты систем, на рынок не поступают, и их параметры известны только разработчикам конкретных систем. В этом случае товаром являются системы, конкурентоспособность которых обеспечивается всеми компонентами. Поскольку срок службы сложных систем достаточно велик, изменениям они подвергаются редко. Например, радиостанция Р419, разработанная в 80-х годах на БП со скромным показателем 100 Вт/дм<sup>3</sup>, по-прежнему конкурентоспособна на рынке специальной техники и выпускается до сих пор.

Производители специализированных БП заинтересованы в минимизации затрат и количества этих изделий в системе. Такие БП не рекламируют и не продают, но именно они, а не рыночная продукция,

в значительной степени определяют тактико-технические характеристики отечественных и зарубежных изделий специальной техники, а потому 75% БП создаются на предприятиях, выпускающих РС. Такие БП получаются меньше по габаритам и дешевле, чем БП на модулях [1].

Схематехника современных преобразователей

Наибольшее распространение в БП получили однотактные преобразователи напряжения (ОПН), как перекрывающие необходимые диапазоны выходных мощностей для радиостанций: единицы ватт — единицы киловатт [2, 3, 4].

В БП используются прямоходовой и обратноходовой ОПН, а также их высокоэффективные модификации [3, 4]. Среди последних для перспективных РС с мощностью потребления сотни ватт и выше может быть рекомендован прямоходовой ОПН с активным демпфером (за рубежом известен, как *Active Clamp Converter*). По сравнению с традиционным ОПН в новый (рис. 1) введен демпфер, состоящий из конденсатора С1 и МДП-транзистора VT2. На рис. 1 показан

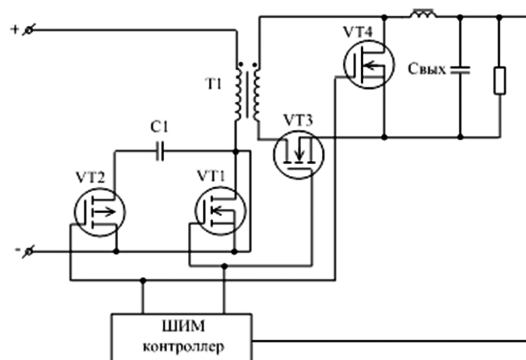


Рис. 1 Прямоходовой ОПН с активным демпфером

ОПН с нижним активным демпфером [5], который менее сложен по сравнению с верхним [3, 4].

Активный демпфер обеспечивает включение и выключение сетевого ключа VT1 при близком к нулю напряжении, что ограничивает коммутационные потери и уменьшает перенапряжение на транзисторах. Последнее позволяет использовать низковольтные ключи с меньшим падением напряжения. В ОПН с активным демпфером, как и в традиционном, колебания напряжения и тока, имеют прямоугольную форму. Низкие коммутационные потери и экономичность процесса передачи мощности при прямоугольном напряжении с ШИМ, позволяет на частотах сотни килогерц – единицы мегагерц получать КПД силового ключа ( $\eta_{\text{клт}}$ ) до 96 %. На таких частотах существенно уменьшается габариты и масса преобразователей.

Дальнейшее повышение КПД может быть достигнуто за счет трансформатора, выполненного на планарном сердечнике с обмоткой в виде плоских медных дорожек на многослойной печатной плате. Трансформатор по сравнению с проволочной обмоткой имеет меньшие потери в меди, обусловленные скинэффектом и в сердечнике, имеющем малый вес. В результате КПД планарных трансформаторов ( $\eta_{\text{тр}}$ ) достигает 98%. [6]. При производстве трансформаторов обеспечивается постоянство параметров распределенных индуктивностей и емкостей, что необходимо для переключения МДП-транзисторов при нулевом напряжении.

Выпрямитель на диодах Шоттки с падением напряжения 0,5 В, ранее применяемый в ОПН, имеет КПД 90%, при выходном напряжении 5 В. Применение синхронного выпрямителя на МДП-транзисторах с падением напряжения 0,1В повышает КПД ( $\eta_{\text{св}}$ ) до 98% [7].

Рассмотренные технические решения позволяют ожидать КПД ( $\eta_{\text{м}}$ ) новых ОПН:

$$\eta_{\text{м}} = \eta_{\text{клт}} \cdot \eta \cdot \eta_{\text{св}} = 0,96 \cdot 0,98 \cdot 0,98 = 0,92.$$

Экспериментально полученные зависимости КПД образца ОПН мощностью 40 Вт с входным напряжением 27 В и выходным 5 В от тока нагрузки и входного напряжения (рис. 2) подтвердили расчетные значения. КПД модулей при номинальном входном напряжении и типовой нагрузке  $0,8I_{\text{ном}}$  составляет 91% и незначительно меняется в диапазоне нагрузок от 0,5 до  $1,0P_{\text{ном}}$  и входного напряжения от 9 до 36 В [5].

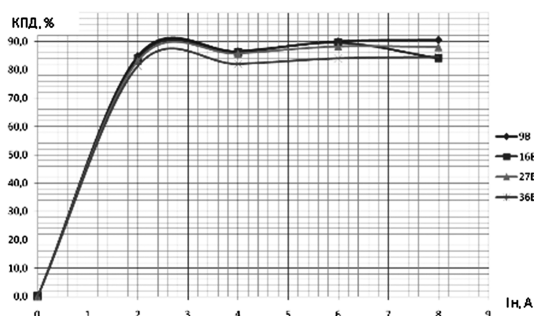


Рис. 2. График зависимости КПД от входного напряжения и тока нагрузки

КПД рассмотренного ОПН на 10 ... 15% выше [3, 4], чем у традиционного, который до сих пор применяется в БП радиостанций. За счет высокого КПД новых ОПН удалось решить еще одну из важных проблем энергетической электроники – создание БП, работающих от бортовых сетей с широким (4 : 1) диапазоном изменения входного напряжения [5].

Для БП носимых РС с мощностью потребления единицы-десятки ватт целесообразно использование обратноходового ОПН с активным демпфером, имеющего меньшее количество моточных изделий и МДП-транзисторов (рис. 3).

Макетирование и экспериментальные исследования образцов в широком диапазоне мощностей от 5 до 750 Вт показало, что при малых мощностях (примерно до 30 Вт) обратноходовой ОПН имеет лучшие массогабаритные показатели и КПД, близкий с прямоходовым [5, 13].

Но даже с учетом всех перечисленных преимуществ, рассмотренные преобразователи в БП радиостанций не применяются. Во многом это связано с тем, что отечественные и зарубежные разработчики ОПН с активным демпфером неохотно делятся теорией работы и расчетными соотношениями, так как, иначе, они отдадут свои наработки даром [1]. Авторы, которым по регламенту предприятия разрешено проводить исследования в интересах отрасли (подотрасли), предлагают статью по топологии ОПН с нижним демпфером для публикации в одном из наиболее читаемых периодических изданий – журнале “Практическая силовая электроника”.

### Топология ОПН с активным демпфером

Для анализа выбран прямоходовой ОПН с нижним демпфером (рис. 4), который известен за рубежом [6, 7, 8], но практически не рассмотрен в отечественных публикациях.

Демпфер может быть использован как в прямоходовом, так и в обратноходовом ОПН, имеет менее сложное устройство по сравнению с верхним, где демпфирующий конденсатор включен параллельно трансформатору [3, 4]. Такой недостаток нижнего демпфера, как повышенное напряжение на демпфирующем конденсаторе, не существенен на низких входных напряжениях.

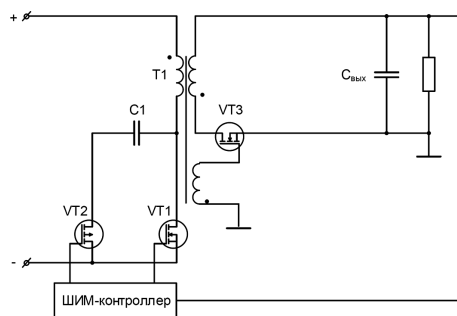


Рис.3 Обратногоходовой ОПН с активным демпфером

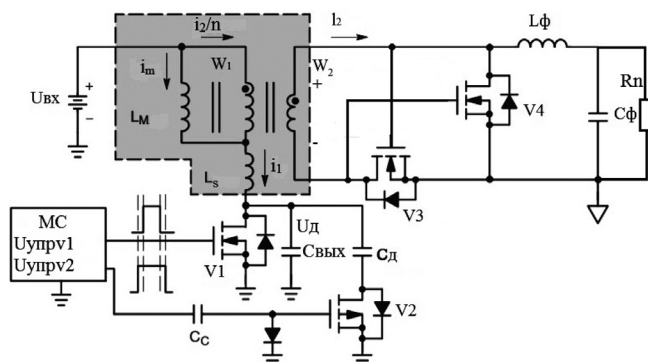


Рис. 4. Прямоходовой ОПН с нижним активным демпфером

Цепь активного демпфера включает *p*-канальный МДП-транзистор V2 и конденсатор C<sub>д</sub>. Трансформатор представлен моделью, состоящей из идеального трансформатора и индуктивностей: намагничивающей L<sub>м</sub> и рассеяния L<sub>с</sub>. Показан также выходной конденсатор C<sub>вых</sub> силового МДП-транзистора V1, играющий важное значение в процессе переключения. Распределенные емкости трансформатора и монтажа не учитываются, так как они значительно меньше C<sub>вых</sub>.

Микросхема (МС) обеспечивает сигналы управления транзисторами V1 и V2 и задержки перед включением и выключением транзисторов, необходимые для работы с малыми потерями.

Период работы ОПН разбит на несколько интервалов (рис. 5), которые определяются моментами переключениями транзисторов и началом задержек.

**Интервал t<sub>0</sub>–t<sub>1</sub>:** V1 включается в момент времени t<sub>0</sub>. V2 выключен. Ток i<sub>1</sub> на первичной стороне трансформатора нарастает и состоит из тока намагничивания i<sub>м</sub> и приведенного тока на вторичной стороне i<sub>2</sub>/n, где n – коэффициент трансформации. Ток i<sub>2</sub> течет через прямой транзистор V3 выходного выпрямителя в нагрузку.

**Интервал t<sub>1</sub>–t<sub>2</sub>:** Силовой МДП-транзистор выключается в момент t<sub>1</sub>. Одновременно отключается прямой МДП-транзистор V3 и ток i<sub>1</sub> уменьшается до величины тока намагничивания. Этот ток очень быстро заряжает выходную емкость C<sub>вых</sub> транзистора V1.

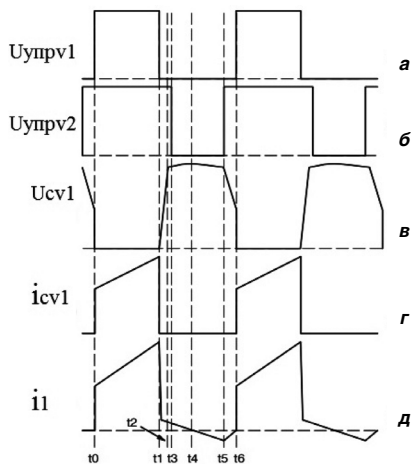


Рис. 5. Временные диаграммы работы ОПН

**Интервал t<sub>2</sub>–t<sub>3</sub>:** в момент времени t<sub>2</sub> напряжение на стоке V1 достигает напряжения демпферного конденсатора. Первичный ток i<sub>1</sub> течет через встроенный диод МДП-транзистора V2 и продолжает заряжать выходную емкость C<sub>вых</sub> и демпферную емкость C<sub>д</sub>. Емкость C<sub>д</sub> >> C<sub>вых</sub>, поэтому скорость вырастания напряжения на C<sub>д</sub> снижается. Пульсации напряжения на стоке V1 определяются резонансом в контуре L<sub>м</sub> и C<sub>д</sub>.

**Интервал t<sub>3</sub>–t<sub>4</sub>:** включается V2 при нуле напряжения. Такое включение обеспечивается в любой момент времени между t<sub>2</sub> и t<sub>4</sub>.

**Интервал t<sub>4</sub>–t<sub>5</sub>:** ток намагничивания начинает расти, меняет направление, разряжает C<sub>д</sub>. Напряжение U<sub>с</sub> на стоке V1 медленно уменьшается.

**Интервал t<sub>5</sub>–t<sub>6</sub>:** Вторая задержка t<sub>32</sub> между выключением V2 и включением V1. В момент t<sub>5</sub> выключается мосфет V2 и ток в цепи C<sub>д</sub> прекращается. Конденсатор C<sub>вых</sub> транзистора V1 разряжается током i<sub>м</sub> и напряжение стока V1 уменьшается. Если энергия, запасенная в индуктивностях L<sub>м</sub> и L<sub>с</sub>, больше емкостной в C<sub>вых</sub>, включение V1 происходит при нулевом напряжении. Если индуктивной энергии не хватает, включение V1 происходит при неполном нуле, но все равно при напряжении значительно меньшем, чем U<sub>с</sub> во время выключения V1.

Во время паузы существует резонансный контур L<sub>м</sub>, C<sub>вых</sub>, в котором напряжение на конденсаторе является источником ЭДС. Минимум напряжения на стоке V1 получается при t<sub>32</sub>, равном четверти периода в контуре, затем C<sub>вых</sub> начинает перезаряжаться. Это важное условие выполняется при использовании планарных трансформаторов, которые обеспечивают постоянное значение L<sub>м</sub> при производстве.

Последующее включение V1 происходит при напряжении на стоке не более U<sub>вх</sub> и нуле тока. В результате, по сравнению с традиционным прямоходовым ОПН уменьшаются потери и перенапряжения на силовом ключе.

**Выбор элементов активного демпфера**

Известные расчетные соотношения для выбора элементов прямоходового ОПН [2, 3] только корректируются в связи с добавлением активного демпфера. Заново выводятся соотношения для выбора демпфирующего конденсатора и транзистора V2.

Для получения этих соотношений использованы основы проектирования ОПН [8] и отечественный и зарубежный опыт разработки ОПН с нижним демпфером [5, 9, 10, 13].

Зависимость между входным и выходным напряжением в любом ОПН описывается известным уравнением [2, 3]:

$$U_{\text{вых}} = \gamma U_{\text{вх}}/n, \tag{1}$$

где n = w<sub>1</sub>/w<sub>2</sub> – отношение витков первичной и вторичных обмоток трансформатора; γ – относительная длительность проводящего состояния V1.

Уравнение (1) позволяет определить γ<sub>мах</sub>, которое для прямоходового ОПН равно 0,65 [8]. В большин-

стве расчетов значение  $n$  получается дробным, что усложняет выполнение планарного трансформатора. Чтобы определить ближайшее целое  $n$  используется дополнительный фактор: минимум напряжения на стоке выключенного V1, который также зависит от  $\gamma$ .

В установившемся режиме за период работы вольт-секундный интеграл на обмотке  $w_1$  должен быть равен нулю, чтобы избежать насыщения сердечника. Когда V1 включен вольт-секундный интеграл равен  $U_{\text{вх}}\gamma T$ . При выключенном состоянии V1 в течении времени  $(1 - \gamma)T$  на обмотке  $w_1$  напряжение  $(U_c - U_{\text{вх}})(1 - \gamma)T$ .

Если приравнять эти выражения получим уравнение:

$$U_{\text{вх}}\gamma T = (U_c - U_{\text{вх}})(1 - \gamma)T,$$

решение которого позволит определить  $U_c$  как

$$U_c = U_{\text{вх}}/(1 - \gamma). \quad (2)$$

Установлено [8], что для получения минимального значения  $U_c$  необходимо выбрать целое значение  $n_1$  меньшее, чем  $n$ , полученное из (1). В ОПН с большими выходными токами обычно выбирают  $w_2 = 1$  виток, тогда  $w_1 = n_1$ .

Дальнейший расчет выполняется при  $\gamma_1$ :

$$\gamma_1 = n_1 U_{\text{вх}} / U_{\text{вх мин}}, \quad (3)$$

$$U_c = U_{\text{вх мин}} / (1 - \gamma_1). \quad (4)$$

Другой критерий выбора конденсатора  $C_d$  – уровень пульсации, поскольку, если уровень пульсаций выше допустимого, конденсатор перегревается.

При выборе конденсатора учитывается, что в ОПН ток трансформатора изменяется по полной петле гистерезиса за счет резонансного контура, состоящего из индуктивности  $L_m$  и конденсатора  $C_d$ . Для поддержания постоянного напряжения на интервале выключения V1 частота контура должна быть на порядок ниже частоты переключения.

Пульсаций обратно пропорциональны  $C_d$ , поэтому конденсатор стараются выбирать большей емкости. С другой стороны, при переходных процессах, когда  $\gamma$  быстро изменяется, необходимо соответствующее изменение напряжения и приходится использовать конденсатор возможно малой емкости, иначе трансформатор насыщается. Таким образом, при выборе  $C_d$  необходим компромисс между уровнем пульсаций и переходными процессами. Получены обобщенные зависимости для уровня пульсаций при  $\gamma_{\text{мин}}$  (кривая 1) и индукции трансформатора при  $\gamma_{\text{макс}}$  (кривая 2), облегчает выбор  $C_d$  по схеме, показанной на рис. 6.

На частотах преобразования сотни кГц в основном применяются керамические конденсаторы, которые допускают уровень пульсации 10–15%. При уровне пульсаций 12,5% и демпфирующем конденсаторе емкостью С1 (рис. 6) во время переходных процессов максимальная индукция трансформатора увеличивается примерно в два раза. Поэтому при расчетах  $\Delta B_p$  приходится выбирать рабочий диапазон индукции в две раза меньше, чем максимально возможный  $\Delta B_p = 0,5\Delta B_{\text{макс}}$ .

Наиболее просто это решается выбором  $w_1 = 2n_1$  при  $w_2 = 2$  витка. В остальном расчет трансформатора

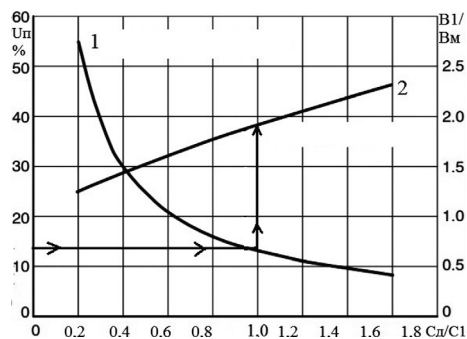


Рис. 6. Пульсации и индукция в зависимости от  $C_d$

известен [2, 3], позволяет определить величину  $L_m$ . При линейном изменении тока намагничивания за время  $\gamma T$ , его максимальное значение равно

$$I_M = U_{\text{вх}}\gamma T / L_m. \quad (5)$$

За интервал выключенного состояния V1 ток  $I_m$  заряжает и разряжает  $C_d$ , следовательно  $I_M = I_c$ . За половину интервала  $(1 - \gamma)T/2$  напряжение пульсаций изменяется от 0 до  $\Delta U_p$  (рис. 5в)

$$\Delta U_p = C_d I_c / \Delta t = 2C_d I_c / (1 - \gamma). \quad (6)$$

Из уравнения (6) определяем  $C_d$ :

$$C_d = \Delta U_p (1 - \gamma) T / 2 I_c, \quad (7)$$

где  $I_c$  рассчитывается из выражения (5).

По допустимому уровню пульсаций и  $U_c$  из уравнения (2) вычисляем действующее значение  $U_p$ :

$$U_p = 0,125 U_c = 0,125 U_{\text{вх}} / (1 - \gamma), \quad (8)$$

а затем рассчитываем

$$\Delta U_p = \frac{U_p}{\sqrt{1 - \gamma} / 2}. \quad (9)$$

При выборе демпфирующего МДП-транзистора V2 следует учитывать только ток намагничивания с амплитудой  $I_m$ , Действующее значение тока  $I_{V2}$ , определяющее потери, равно

$$I_{V2} = \frac{I_m}{\sqrt{1 - \gamma} / 2}. \quad (10)$$

Выбор синхронных МДП-транзисторов V3, V4 подробно рассмотрен в [4, 8]. Напряжение на затворы V3, V4 подается непосредственно от вторичной обмотки трансформатора, если выходное напряжение 3,3 В. При больших напряжениях требуется защита затвора стабилитроном.

Выполненный анализ позволяет лучше понять топологию ОПН с нижним активным демпфером и наиболее полно использовать преимущества этой топологии при проектировании. Разработка БП портативных радиостанций на основе таких ОПН позволит повысить КПД на 10–15%, перейти на частоты преобразования 300–500 кГц и уменьшить размеры в 1,5 ... 2 раза [13]. Эти преимущества особенно важны для носимых РС, питающихся от аккумуляторов.

“А где же применять модульные БП?” – спросит нетерпеливый читатель. Прежде всего, при решении



оперативных задач, когда модули позволяют создать БП за считанные дни, а не месяцы, как при специальном проектировании. Модули мощностью 1 ... 3 кВт широко используются при разработке эффективных централизованных выпрямителей [12]. На модулях может быть спроектирована распределенная система электропитания, позволяющая в определенных условиях исключить БП из состава РС [13]. Также применение модульных БП оправдано в условиях, когда в составе разработчиков аппаратуры предприятия отсутствуют специалисты с квалификацией, достаточной для разработки специализированных БП.

В заключение нужно сказать, что при написании этого раздела использовались не только данные отечественных и зарубежных публикаций, но и собственный опыт работы в “АЭИЭП” в течении семнадцати лет в качестве научного консультанта [13, 14].

### Литература

1. *Конев Ю. И.* Технично-экономические проблемы энергетической электроники. – Электронная промышленность, 1999, № 8–9.
2. *Захаров Ю. К.* Сравнительный анализ одноконтного и двухконтного преобразователя напряжения. Электронная техника в автоматике, 1980, № 11.
3. *Поликарпов А. Г., Сергиенко Е. Ф.* Одноконтные преобразователи напряжения. – Радио и связь, 1989, 294 с.
4. *Лукин А. В.* Прямоходовой преобразователь напряжения с синхронным выпрямителем и переключением при нуле тока и нуле напряжения. – Практическая силовая электроника. 2007, № 27.
5. *Твердов И. В., Кравченко М. Н.* Модули питания с высоким КПД и широким диапазоном входных напряжений. – Электронные компоненты, 2012, № 8.
6. *Макаров В. В.* Применение планарных трансформаторов в импульсных источниках электропитания. – Электрическое питание, 2005, № 3.
7. *Миронов А. А., Твердов И. В.* Синхронное выпрямление в модулях питания. – Электрическое питание 2011, № 2.
8. AND8273/D Design of 100 W active clamp forward DC-DC connector. Semiconductor, No 3, 2013.
9. Texas Instruments. Single Ended active clamp. Sluss.292, February 1999-January 2002.
10. *Bob Bell.* Operation and Benefits of active Clamp forward converters. Power designer, No 108.
11. *Кравченко М. Н., Твердов И. В.* Как выбрать модуль для распределенной системы. – Электронные компоненты 2012, № 8.
12. *Плоткин И. Р., Нагайцев А. Н., Твердов И. В.* Мощные модульные выпрямители с процентным резервированием. – Компоненты и технологии 2006, № 4.
13. *Плоткин И. Р., Твердов И. В.* DC-DC модули АЭИЭП второго поколения. – Электронные компоненты 2017, № 3.
14. *И. Твердов.* Александр Электрик источники электропитания – 20 лет на рынке. – Электроника, 2018, №2.

**Твердов Игорь Васильевич**, к. т. н., доктор электротехники  
АЭН РФ. e-mail: tverdov9@yandex.ru.

**Синяк Александр Васильевич**, СНО. e-mail: av-sinyak@mail.ru.

Д. В. Сухов, Д. А. Шевцов, Д. М. Шишов

## ТРАНСФОРМАТОРНЫЙ ДАТЧИК ТОКА НА ОСНОВЕ РЕЗИСТИВНО-ИНДУКТИВНОГО МУЛЬТИВИБРАТОРА

D. V. Sukhov, D. A. Shevtsov,  
D. M. Shishov

В статье предлагается подход к конструированию датчика тока с трансформаторной гальванической развязкой. Такая схема может применяться в различных силовых полупроводниковых преобразователях: инверторах, источниках питания постоянного тока, устройствах коррекции коэффициента мощности и т. д. Эта схема основана на законе Фарадея и работает в автоколебательном режиме. С помощью такого датчика можно измерять как переменный, так и постоянный ток. Широкая полоса пропускания, расширенный температурный диапазон и гальваническая развязка - главные преимущества предлагаемого устройства.

**Ключевые слова:** силовая электроника, датчик тока, трансформаторный датчик тока, датчик тока с трансформаторной развязкой.

Transformer Current Sensor Based on Resistance-Inductance  
Multivibrator

The article proposes an approach to the design of a current sensor with transformer galvanic isolation. This circuit can be implemented in various power semiconductor converters such as inverters, DC power supplies, power factor correction devices, etc. This circuit is based on Faraday's law and operates in a self-oscillating mode. Both alternating and direct current can be measured with this sensor. Wide bandwidth, extended temperature range and galvanic isolation are the main advantages of the proposed device.

**Key words:** power electronics, current sensor, current transducer, current transducer with transformer galvanic isolation.

В силовой электронике сложно найти более распространенное устройство, чем датчик тока. Эти элементы являются элементарными “кирпичиками” для построения любого статического преобразователя энергии. Они используются во всех случаях, когда необходимо измерить величину электрического тока, в частности в цепях токовой защиты и формирователях формы тока в различных блоках питания, корректорах коэффициента мощности, зарядных устройствах, приводах электродвигателей, устройствах аварийного отключения и т. д. В этих приборах необходимо иметь возможность измерять постоянный, переменный и импульсный ток. Промышленность производит различные типы датчиков тока, подходящих для этих целей. Подробный обзор всех известных технологий, используемых компаниями-производителями датчиков, приведен в [1]. Ниже приводится краткий обзор их основных преимуществ и недостатков.

Резистивный датчик тока (или шунт) — очень распространенное решение при ограниченном бюджете. Главный недостаток классического шунта — это отсутствие гальванической развязки, которая требуется в большинстве случаев. Однако, эта проблема решена в датчиках с изолированным шунтом. Такие устройства содержат изолирующую цепь, как часть встроенного электронного преобразователя сигналов датчика [2]. Тем не менее, такое решение приводит к удорожанию продукта и не решает вторую проблему — энергетическую. Резистивные датчики невыгодны с точки зрения потерь при измерении больших токов. Кроме того, если необходимо измерить быстро изменяющиеся токи, существует дополнительное требование по минимизации паразитной индуктивности шунта. Таким

образом, специализированный резистивный датчик тока может достаточно высокую стоимость.

Пожалуй, наиболее распространенным является компенсационный датчик тока с датчиком магнитного поля. Эта технология также известна как “*Closed Loop*”. Чаще всего — это устройства на основе датчика Холла. Их производят такие компании, как *LEM*, *Honeywell* и *Allegro*. Такие датчики имеют важное преимущество перед обычными резистивными шунтами, поскольку они обеспечивают гальваническую развязку. Достоинства компенсационных датчиков — хорошая линейность, отсутствие пульсаций выходного сигнала и устойчивость к внешним электромагнитным полям. Но у них есть и существенные недостатки: низкие динамические характеристики (типовая полоса пропускания составляет 200 кГц для *LEM LA 55-P*) и низкая допустимая отрицательная температура ( $-40^{\circ}\text{C}$ ). К тому же, они довольно дорогие.

Для построения компенсационных датчиков используются другие типы магнитных датчиков — магниторезистивные, а также с применением технологии “*Fluxgate*”. Однако, использование этих технологий не решает основных проблем. Датчики на их основе также имеют очень ограниченную полосу пропускания.

Решение, которое может существенно расширить полосу пропускания и в тоже время обеспечить гальваническую развязку — это использование технологии трансформаторного датчика тока в совокупности со схемой формирования переменного магнитного потока внутри сердечника. Эта технология, представляющая собой модифицированный RL-мультивибратор, состоящий из нелинейного трансформатора и компаратора [3], была впервые предложена И. М. Филановским и В. А. Пискаревым [4] с использованием

кусочно-линейной модели кривой  $B-H$ . Однако выходной сигнал датчика, построенного с использованием этой технологии, имеет большие колебания. Это недостаток присущ всем автоколебательным датчикам. Во многих статьях предлагаются улучшенные схемы, но часто предлагаемые решения сложны и ухудшают динамику устройства.

В настоящей статье предлагается простое и эффективное решение для создания трансформаторного датчика тока на основе  $RL$ -мультивибратора, имеющего незначительные пульсации выходного сигнала.

### Принцип действия и конструкция трансформаторного датчика тока с одной вторичной обмоткой

Принцип действия устройства основан на законе Фарадея. Функциональная схема предлагаемого датчика представлена на рис. 1. Устройство содержит трансформатор, состоящий из двух тороидальных сердечников. На каждом сердечнике имеется по одной вторичной обмотке, имеющей  $N$  витков. Первичная обмотка представляет собой провод с измеряемым током  $I_1$ , который последовательно пропускают в оба отверстия сердечников трансформатора. Закон Фарадея в этой схеме применяется следующим образом: если изменяющийся во времени магнитный поток ( $dB/dt \neq 0$ ) присутствует хотя бы в одном из сердечников, будет происходить электромагнитное преобразование. Устройство преобразует ток, как обычный трансформатор тока. С помощью операционного усилителя DA2 вторичный ток преобразуется в напряжение. Если схема на DA2 не используется, то датчик будет иметь токовый выход.

Отличие предлагаемого датчика от трансформатора тока состоит в том, что изменяющийся во времени магнитный поток сердечника создается принудительно. Это происходит независимо от процессов, происходящих в первичной обмотке. Ток  $I_1$  может отсутствовать, но производная индукции не должна быть равна нулю. Для этого необходимо, чтобы один из сердечников никогда не был насыщен, а на обмотку, намотанную на этот сердечник, подавалось напряжение, отличное от нуля.

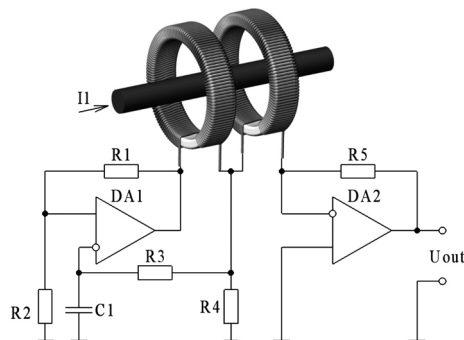


Рис. 1. Функциональная схема автоколебательного датчика тока с одной вторичной обмоткой на сердечнике

В предлагаемой схеме один из сердечников всегда входит в насыщение раньше другого. Это обеспечивается разной скоростью намагничивания сердечников. Схема на DA1 используется для определения момента, когда первый сердечник близок к насыщению, и изменения полярности напряжения на вторичных обмотках. В результате на них формируется прямоугольное двуполярное напряжение.

В схеме на рис. 1, реализованы две обратные связи — положительная и отрицательная. Сердечник, с обмотки которого берется положительная обратная связь, входит в насыщение быстрее, чем тот, с обмотки которого берется отрицательная обратная связь. Это связано с неравномерным распределением напряжения между вторичными обмотками. Элементы DA1, R1–R4 и обмотка левого сердечника составляют цепь  $RL$ -мультивибратора. Схема работает в автоколебательном режиме и выбирает для себя частоту коммутации в зависимости от напряжения питания и уровня измеряемого тока. Элементы R3 и C1 предназначены для стабильного пуска схемы независимо от начальных условий.

Модель датчика разработана в среде *OrCAD* в соответствии с описанным принципом работы. Эта модель показана на рис. 2. Резисторы R11, R22 и индуктивности L11, L22 моделируют соответствующие параметры вторичных обмоток. Каскады, состоящие из МДП-транзисторов VT1, VT2, VT3 и VT4, используются для усиления сигналов выходов операционных усилителей DA1 и DA2, которые запитываются от биполярного источника напряжения  $\pm 15$  В (на рисунках это условно не показано). Число витков вторичных обмоток — 1000. Коэффициент передачи модели датчика тока составляет 0,1 В/А.

Одним из принципиальных моментов реализации описанного устройства является использование аморфных нанокристаллических сплавов с наиболее узкой прямоугольной петлей гистерезиса. В компьютерной модели используется нелинейная модель сердечника *kbreak*. Параметры этой модели приведены в табл. 1, а петля гистерезиса показана на рис. 3.

На рис. 4 и 5 показаны результаты моделирования схемы датчика. На каждом рисунке приведены: ток в первичной обмотке (измеренное значение), напряжение на выходе датчика (выходной сигнал) и значения магнитной индукции в сердечниках.

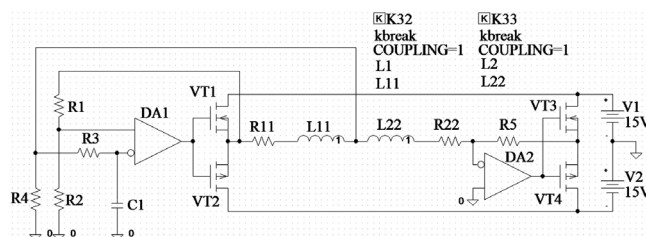


Рис. 2 - Модель трансформаторного датчика тока с одной вторичной обмоткой на каждом сердечнике в среде *OrCAD*

На рис. 6 наглядно виден недостаток автоколебательных датчиков тока на базе трансформатора – пульсации выходного сигнала. Эти пульсации возникают в результате процесса перемагничивания сердечников. Их амплитуда прямо пропорциональна ширине петли гистерезиса (коэрцитивной силы) сердечника и обратно пропорциональна количеству витков вторичной обмотки. Для сердечников с параметрами, указанными в табл. 1, размах выходного сигнала преобразователя составлял около 0,04 В. Оптимизируя параметры

датчика, можно снизить пульсации до значения, приемлемого для данного класса устройств. Кроме того, следует отметить, что преимуществом данной схемы является наличие только одной вторичной обмотки на каждом сердечнике трансформатора.

Результаты показали очень сильную чувствительность схемы к технологическому изменению параметров сердечника и числу витков вторичных обмоток. Это явно усложняет производство и увеличивает стоимость изделия.

Таблица 1. Параметры модели сердечника в OrCAD

| Параметр | Описание                                | Величина | Размерность     |
|----------|---|----------|-----------------|
| AREA     | Площадь поперечного сечения сердечника  | 0.065    | см <sup>2</sup> |
| PATH     | Длина средней магнитной линии           | 7.5      | см              |
| GAP      | Воздушный зазор                         | 0        | см              |
| PACK     | Количество сердечников в стопе          | 1        |                 |
| MS       | Индукция насыщения                      | 800000   | А/м             |
| A        | Параметр формы                          | 2        | –               |
| C        | Константа, задающая подвижность доменов | 0.1      | –               |
| K        | Константа, задающая анизотропию доменов | 2        | –               |

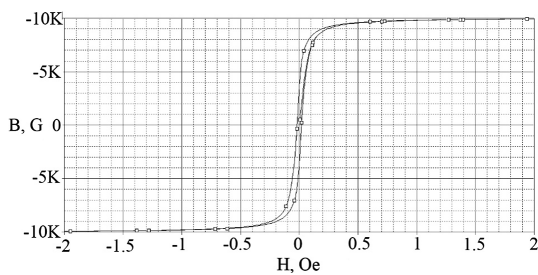


Рис. 3. Петля гистерезиса сердечника kbreak, используемого в модели датчика тока

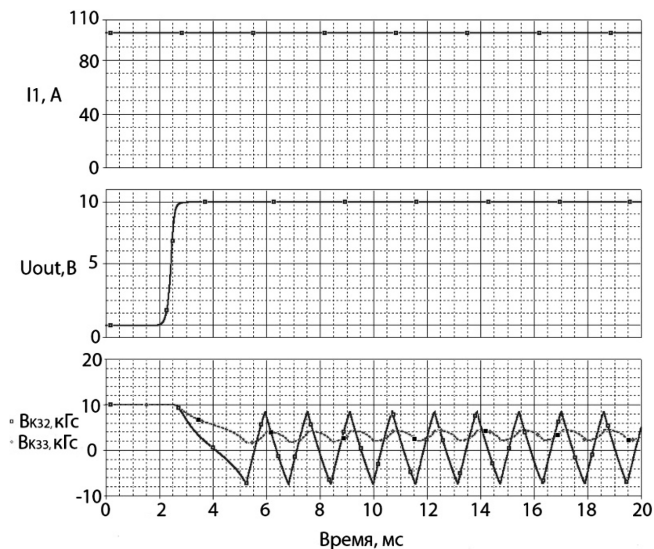


Рис. 4. Результаты моделирования процесса измерения постоянного тока в схеме с одной обмоткой на каждом сердечнике: I1 – ток в первичной обмотке (измеряемое значение); Uout – выходной сигнал датчика; Vk32 и Vk33 – значения магнитной индукции в сердечниках

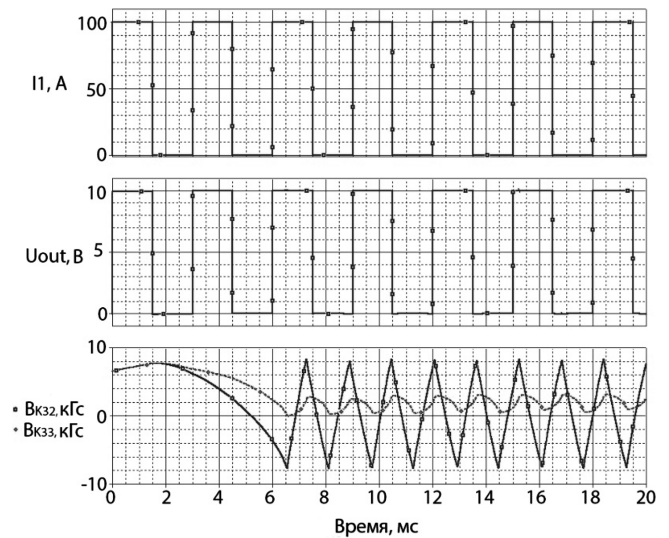


Рис. 5. Результаты моделирования процесса измерения импульсного тока в схеме с одной обмоткой на каждом сердечнике: I1 – ток в первичной обмотке (измеряемое значение); Uout – выходной сигнал датчика; Vk32 и Vk33 – значения магнитной индукции в сердечниках

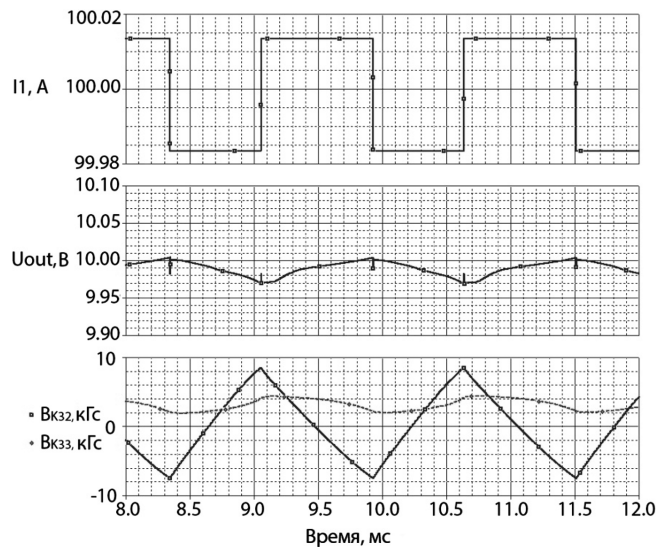


Рис. 6. Результаты моделирования процесса измерения постоянного тока: фрагмент, показывающий пульсации на выходе и влияние датчика на измеряемый ток

**Принцип действия и конструкция трансформаторного датчика тока с двумя вторичными обмотками**

Схема, показанная на рис. 7, менее чувствительна к технологическому разбросу параметров. Каждый сердечник содержит две вторичные обмотки, одна из которых “измерительная”, а другая – “управляющая”. “Управляющие” обмотки предназначены для организации обратных связей (положительных и отрицательных) для формирования автоколебательного режима. Элементы R4 и C1 предназначены для стабильного пуска схемы независимо от начальных условий. В среде OrCAD разработана модель датчика в соответствии с описанным принципом работы. Модель этой схемы рис. 7 приведена на рис. 8.

Индуктивности L111 и L222 используются для моделирования дополнительных (управляющих) обмоток сердечников. Диоды VD1 и VD2 нужны для ограничения дифференциального напряжения на входе операционного усилителя DA1. Назначение других элементов было описано в предыдущем разделе. На рисунках 9 и 10 показаны результаты моделирования схемы датчика.

Результаты моделирования обеих схем показывают, что при использовании сердечника с узкой петлей гистерезиса ( $H_c < 1$  А/м) относительная погрешность из-за наличия пульсаций на выходе не превышает 0,2% на максимальном уровне измеряемого тока. Полоса пропускания предлагаемых схем зависит от динамических свойств операционных усилителей и

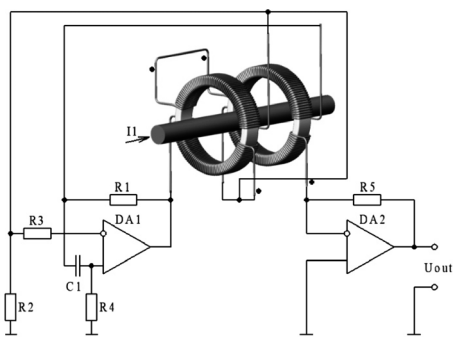


Рис. 7. Функциональная схема автоколебательного датчика тока с двумя вторичными обмотками на каждом сердечнике

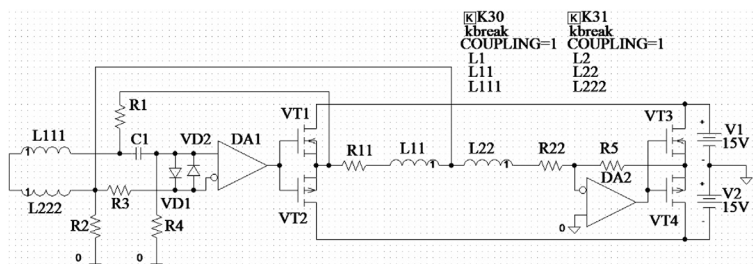


Рис. 8. Модель трансформаторного датчика тока с двумя вторичными обмотками на каждом сердечнике в среде OrCAD

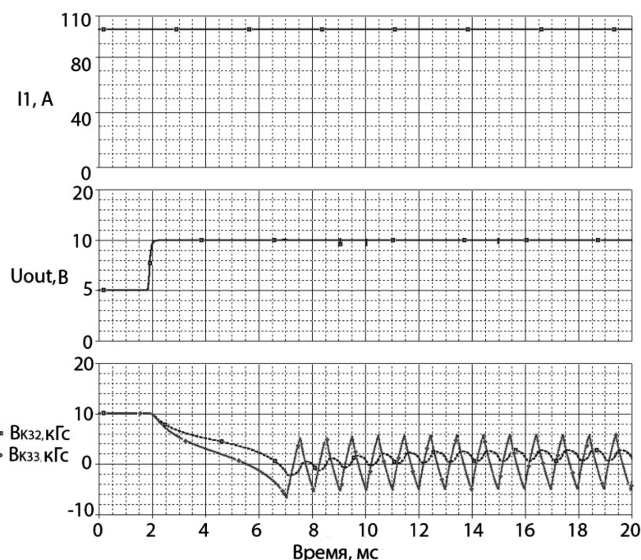


Рис. 9. Результаты моделирования процесса измерения постоянно-го тока в схеме с двумя обмотками на каждом сердечнике: I1 – ток в первичной обмотке (измеряемое значение); Uout – выходной сигнал датчика; Bk32 и Bk33 – значения магнитной индукции в сердечниках

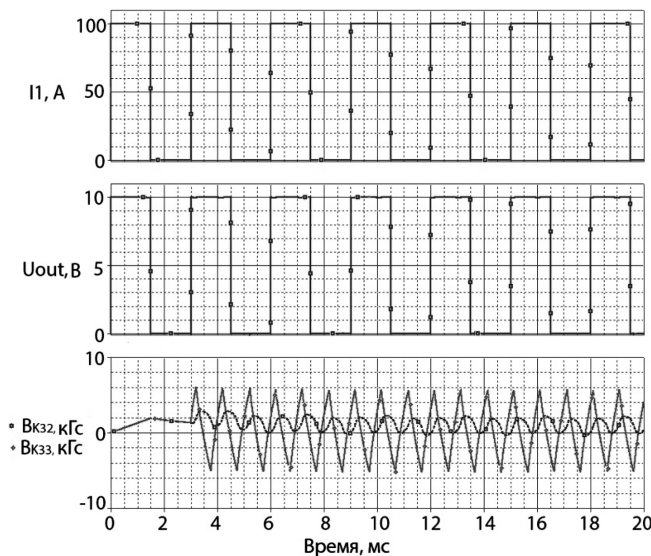


Рис. 9. Результаты моделирования процесса измерения импульсного тока в схеме с двумя обмотками на каждом сердечнике: I1 – ток в первичной обмотке (измеряемое значение); Uout – выходной сигнал датчика; Bk32 и Bk33 – значения магнитной индукции в сердечниках

транзисторов. Свойства сердечников трансформатора на это не влияют. Даже операционные усилители общего назначения имеют гораздо более широкую полосу пропускания, чем датчики Холла или альтернативные датчики магнитного потока, используемые в компенсационных схемах. Поэтому достаточно просто можно получить устройство с полосой пропускания более 2 МГц.

### Заключение

Отсутствие отечественных датчиков тока с гальванической развязкой, разрешенных к применению в спецтехнике, и способных измерять постоянный и переменный ток произвольной формы является проблемой государственного масштаба. Кроме того, стоит задача импортозамещения компонентов для устройств регулирования, преобразования и распределения электроэнергии.

В связи с этим авторами предложены два варианта трансформаторных датчиков тока, представлены функциональные схемы, компьютерные модели и результаты моделирования, подтверждающие правильность теоретических основ работы устройства.

Достоинства предложенных авторами трансформаторных датчиков тока:

- наличие гальванической развязки;
- способность измерения постоянного тока, а также переменного и импульсного тока произвольной формы;
- характеристики материала сердечника и полупроводниковых компонентов позволяют использовать датчик тока в широком диапазоне температур (–60°C ... +125°C);
- хорошая линейность во всем диапазоне температур (нелинейность не превышает 2%);
- простота и технологичность конструкции (по сравнению с датчиками тока на основе элементов Холла);
- широкая полоса пропускания (не менее 2 МГц);
- малое время выхода на режим;
- малая чувствительность к технологическому разбросу параметров (для второй схемы);

- малая чувствительность к несимметрии питающего напряжения;
- малая чувствительность к внешним магнитным полям.

Конечно, как и всякое техническое устройства эти датчики не лишены и недостатков. Их основной и, пожалуй, единственный недостаток – наличие пульсаций выходного сигнала. Однако, при оптимизации параметров датчика можно свести пульсации к значению, допустимому для данного класса приборов.

### Литература

1. *Silvio Ziegler, Robert C. Woodward, Herbert Ho-Ching Iu, and Lawrence J. Borle*, “Current sensing techniques: a review,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 9, No. 4, pp. 354–376, Apr. 2009.
2. “Shunt-Based, 200-A Peak Current Measurement Reference Design Using Reinforced Isolation Amplifier”, Texas Instruments Incorporated, TIDUBV1A–September 2016–Revised September 2016.
3. *I. M. Filanovsky and V. A. Piskarev*, “RL-multivibrator and retrieving the coil magnetization curve,” *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 38, no. 6, pp. 650–653, Jun. 1991.
4. *I. M. Filanovsky and V. A. Piskarev*, “Sensing and measurement of DC current using a transformer and RL-multivibrator,” *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 38, no. 11, pp. 1366–1370, Nov. 1991.

**Сухов Дмитрий Викторович**, старший преподаватель кафедры “Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7(916) 174-67-46, e-mail: 9894235@gmail.com;

**Шевцов Даниил Андреевич**, д. т. н., профессор, профессор кафедры “Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7(916) 477-47-63;

**Шишов Дмитрий Михайлович**, к. т. н., доцент кафедры “Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7(916) 386-21-16, e-mail: tixi-2@mail.ru.

А. А. Пritулкин

## О СВОЙСТВАХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО АВАРИЙНОГО ДУГОВОГО РАЗРЯДА В СЕТЯХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

А. А. Pritulkin

С помощью лабораторного стенда исследованы этапы зажигания и горения последовательного дугового разряда в цепях с переменным током. Получены осциллограммы тока и напряжения на дуговом участке и выявлены характерные особенности протекания тока. Выявлены наиболее вероятные участки возникновения дуговых разрядов последовательного типа в сетях переменного тока, а также факторы, способствующие их возникновению. Проведен анализ возможные способов идентификации такого рода аварийных разрядов.

**Ключевые слова:** последовательный дуговой разряд в цепях переменного тока, автомат защиты сети переменного тока с функцией гашения дуги.

On Successive Emergency Arc-Fault in AC Mains

The stages of ignition and burning of the successive arc-fault in AC mains were studied employing a test bench. Oscilloscope patterns of current and voltage at the arc-fault section were obtained and characteristic features of the current flowing were revealed. The most probable sections of the successive type arc-fault origination in the AC mains and the factors contributing to their origination were revealed. Analysis of the possible techniques for such kind of arc-faults identification was carried out.

**Key words:** a subsequent arc-fault in alternating current circuits, AFCI device for alternating current.

### Актуальность направления исследования

Наиболее вероятными местами возникновения аварийных дуговых разрядов последовательного типа являются участки излома одножильных проводов распределительных сетей внутри неповрежденной изоляции, а также неплотные болтовые зажимы на контактных колодках и внешних токоподводах в устройствах коммутационно – защитной аппаратуры (реле, контакторов, автоматов защиты).

Возникновению аварийных дуговых разрядов способствуют:

- вибрация мест электрических соединений, вибрация проводов (частота вибраций по авиационным нормам лежит в диапазоне 5 ... 2000 Гц);
- достаточно большие токи (единицы – десятки ампер) и напряжения (десятки – сотни вольт);
- относительно небольшие теплоемкости металлических участков цепей, непреднамеренно выполняющих функции электродов;
- плохие условия отвода тепла от мест возникновения дуги;
- малая “работа выхода” у материалов образовавшихся “электродов” (медь, сталь, латунь, алюминий);
- повышенная в сравнении с наземными системами частота сетей переменного тока (360 ... 800 Гц);
- индуктивный характер части нагрузок, способных поддерживать горение дуги.

Низкие напряжения традиционных авиационных систем электроснабжения переменного тока (115/200 В, 400 Гц) как правило не способны пробить аварийно возникшие воздушные промежутки в местах разрывов проводов, либо в местах нарушения электрических контактных соединений. Поэтому аварийная дуга в безиндуктивных цепях с нагрузками резистивного харак-

тера возникает не в развитие первоначального искрового разряда, созданного энергией, накопленной в индуктивности проводов или нагрузки, а в результате разогрева неплотного контактного соединения, имеющего значительное электрическое сопротивление. Далее следуют: эмиссия материала металлического катода, ионизация возникающего воздушного промежутка и возникновение аварийного разряда, переходящего в дуговой с плазменным столбом, разогретым до 6000 ... 10000°С. Дальнейшее течение процессов определяется внешними условиями и свойствами нагрузки. В цепях переменного тока дуга может погаснуть в том же полупериоде, в котором и загорелась, при естественном уменьшении тока и деионизации столба, чтобы вновь загореться в следующем полупериоде сетевого напряжения. Чем ниже частота, тем вероятнее такой сценарий, поскольку больше время деионизации. Но, при этом, больше и время разогрева, интенсивнее ионизация. Применительно к авиационным СЭС установлен диапазон частот (20 ... 3000 Гц) с прерывистым горением дуги [1].

Если под действием механических сил образовавшийся зазор между электродами увеличивается, то через некоторое время дуга погаснет, когда напряжение источника, питающего цепь, окажется недостаточным для преодоления возрастающего напряжения на дуге.

В авиационных СЭС вероятно возникновение и существование прерывистой дуги под действием вибрации места ненадежного контакта. При этом процесс прерываний дуги жестко не связан с внешней вибрацией, а имеет хаотический характер, являющийся отражением взаимодействия вибраций основания узла, инерционности его элементов, упругих свойств подводящих проводов и др.

Рассмотрим подробнее механизм зажигания и горения дуги и проиллюстрируем изложенный выше

теоретический материал осциллограммами процессов изменения тока в дуге и напряжения на ней на разных стадиях аварийных разрядов.

### Процесс горения дуги

Исследование процесса горения последовательного дугового разряда переменного тока проводилось на специальном стенде, схематическое изображение которого представлено на рис. 1. Формирование дугового разряда производится между двумя медными шаровыми электродами, которые в начальный момент времени находятся в соприкосновении. Разведение электродов производится с помощью микрометрического винта.

Процесс горения дуги можно разделить на три стадии: зажигание дуги (резистивная фаза горения дуги), устойчивое горение (фаза плазменного горения) и гашение дуги.

#### Зажигание дуги

При расхождении электродов контактное нажатие между ними постепенно снижается, что приводит к фактическому уменьшению площади их соприкосновения. В результате увеличивается плотность тока, проходящего через пятно контакта и температура электродов. По мере дальнейшего движения электродов температура пятна контакта возрастает и к моменту их фактического расхождения достигает температуры плавления металла электродов.

При расстоянии между электродами порядка нескольких микрометров образуется мостик из жидкого металла, форма которого в начале образования бочкообразная, а по мере расхождения электродов вырождается в седловину. Сечение по центру седловины является наименьшим сечением мостика, поэтому в нем наблюдается наибольшая плотность протекающего тока, что приводит к интенсивному разогреву седловины. Температура в ней достигает температуры кипения металла.

Под воздействием температуры кипения материала катода происходит разрушения жидкого моста между электродами, и начинается термоэлектронная эмиссия электронов. Под воздействием электрического поля также соударяются с нейтральными атомами среды и ионизируют их. При использовании достаточно мощного источника энергии, в межэлектродном канале

возникает большое количество свободных электронов и ионов, которые образуют ионизированный канал (плазму) и начинается процесс горения дуги.

Если подводимой энергии достаточно для работы выхода электронов с поверхности катода, но недостаточно для образования большого количества ионов из атомов и молекул среды, то между электродами возникает искровой разряд, который дополнительно разогревает электроды и увеличивает количество электронов. Образуется большое количество электронов и дополнительных искровых разрядов, которые при достижении необходимого количества ионизированных атомов газа трансформируются в дуговой разряд.

Электрическая цепь между электродами замыкается, средний ток в цепи увеличивается, дуга нагревается от 5000 до 50000°К. При этом считается, что поджиг дуги завершен.

С точки зрения энергетического баланса наблюдается значительное превышение интенсивность ионизации атомов газа, по сравнению с интенсивностью их деионизации. Таким образом в процессе зажигания дуги подводится больше энергии чем отводится.

#### Устойчивое горение дуги

После поджига устойчивое горение дуги обеспечивается за счет нескольких физических явлений:

- термоэлектронной эмиссией электронов с катода, который разогревается током и ионной бомбардировкой;
- термоионизация молекул и атомов среды за счет высокой температуры ствола дуги и как следствие большой кинетической энергии заряженных частиц.

С ростом числа свободных заряженных частиц в дуговом промежутке растет его электрическая проводимость. В результате сила тока через дуговой промежуток увеличивается, а падение напряжения в дуге уменьшается. Рост силы тока и уменьшение напряжения дуги происходят до определенного предела, который обусловлен интенсивностью деионизации атомов и молекул. Ионизация в стволе дуги поддерживается мощностью, выделяющейся в дуге. Основным видом ионизации в стволе Дуги является термическая ионизация. Ударная ионизация может оказать существенное влияние на ионизацию только в самом начале процесса восстановления напряжения. Одновременно с ионизацией в стволе дуги непрерывно происходит и его деионизация. Деионизация происходит в основном путем диффузии, то есть переноса заряженных частиц в окружающую среду, и рекомбинации электронов и положительно заряженных ионов, которые воссоединяются в нейтральные частицы с отдачей энергии, затраченной на их распад. При этом происходит свечение и теплоотвод в окружающую среду.

Распределение температуры и плотности тока по поперечному сечению ствола дуги весьма неравномерно, Температура имеет максимальное значение на оси дуги и довольно быстро уменьшается по направлению

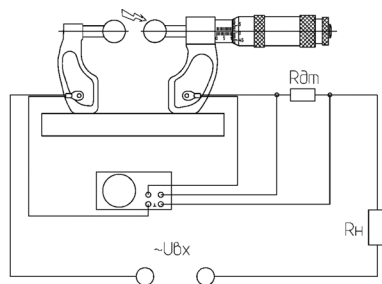


Рис. 1. Схема лабораторного стенда для исследования последовательного дугового разряда



к наружной поверхности ствола дуги, Температура определяет степень ионизации газа, от которой зависит проводимость ствола дуги. Если разделить поперечное сечение дуги на ряд концентрических слоев равной ширины, то их проводимость и плотность тока в них будут уменьшаться от центра дуги к периферии, хотя площадь слоев увеличивается по мере удаления от центра пропорционально квадрату радиуса.

Таким образом, можно считать, что весь ток дуги проходит сквозь сечение, на границе которого температура равна  $4000^{\circ}\text{K}$ . Диаметр этого сечения принимают за диаметр ствола дуги. Диаметр дуги в сильной степени зависит от эквивалентной теплопроводности газа и от условий ее охлаждения, уменьшаясь с повышением интенсивности охлаждения.

С точки зрения энергетического баланса в устойчивом горении дуги осуществляется баланс между интенсивностью ионизации и деионизации атомов среды. Если подводимая энергия равна отводимой или превышает ее, то баланс энергии в стволе дуги положителен и, следовательно, обеспечиваются условия стабильного горения дуги. В тех же случаях, когда отводимая энергия больше подводимой, баланс энергии в стволе дуги оказывается отрицательным и тем самым создаются условия для гашения дуги.

#### Гашение дуги

Процесс гашения дуги происходит следующим образом: по мере расхождения электродов и удлинения ее ствола, интенсивность деионизации атомов среды становится выше, чем ионизации. Количество заряженных частиц в канале ствола дуги уменьшается, снижается проводимость канала, ток в цепи и температура дуги падают. Происходит снижение интенсивности эмиссии электронов с катода, что приводит к еще большей деионизации атомов среды, прекращается термоионизация, выделяемая энергия в стволе уменьшается.

По условиям гашения дуговые разряды различают на несколько типов:

- короткие, гашение которых обуславливается в основном процессами, происходящими на электродах;
- длинные (плазменные), гашение которых обуславливается в основном процессами, происходящими в стволе дуги.

#### Осциллограммы тока и напряжения дуги на переменном токе

Для зажигания дуги применяется источник переменного напряжения 40 В с частотой 400 Гц. Напряжение измеряется на сомкнутых медных шаровых электродах, а осциллограмма тока снимается с безиндуктивного резистивного датчика тока, подключенного последовательно. Сопротивление датчика тока составляет 0,16 Ом. Осциллограммы синусоидального тока и напряжения в исправной цепи получены на цифровом запоминающем осциллографе с запуском по сигналу с канала тока и показаны на рис. 2.

На осциллограммах видно, что амплитуда тока в исправной цепи составляет 6 А, а амплитуда падения напряжения на сомкнутых медных электродах не превышает 2 В.

На рис. 3 приведены осциллограммы процесса разогрева межэлектродного промежутка при неплотно сомкнутых медных шаровых электродах.

Амплитуда падения напряжения на медных электродах составляет около 6 В, при этом напряжение находится в фазе с током, что дает основание называть данное состояние схемы “резистивной фазой”. В межэлектродном промежутке, содержащем два слоя окиси меди  $\text{CuO}$  (по одному для каждого электрода), которые обладают свойством полупроводника, выделяются тепловые потери около 20 Вт. Данные потери разогревают тонкие слои окиси меди, что вызывает начало термоэлектронной эмиссии.

На рис. 4 проиллюстрирован момент перехода резистивной фазы горения дугового разряда в плазменную за счет увеличения расстояния между медными шаровыми электродами. Напряжение зажигания плазменного столба, согласно осциллограмме, составляет примерно 56 В. Напряжение на межэлектродном промежутке – 12 В. Гашение плазмы произошло после двух полупериодов переменного напряжения 40 В с частотой 50 Гц.

На рис. 5 представлена картина хаотичной смены фаз горения дуги, возникающей при перемещениях подвижного медного электрода относительно неподвижного.

На осциллограммах наблюдается следующая смена фаз: плазменная фаза (1-й период), разрыв цепи (2-й период), плазменная фаза (3-й период), разрыв цепи (4-й период), плазменная фаза (5-й период), резистивная фаза (6-й и 7-й периоды) плазменная фаза (8-й

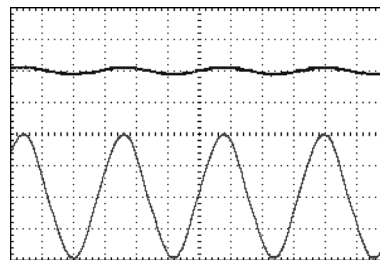


Рис. 2. Осциллограммы синусоидального тока и напряжения на медных электродах в исправной цепи

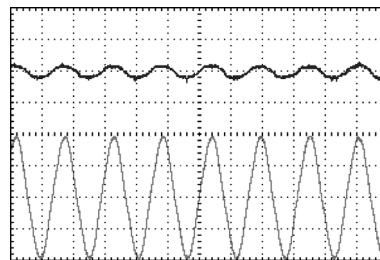


Рис. 3. Осциллограммы синусоидального тока и напряжения на медных электродах при неплотном их соприкосновении

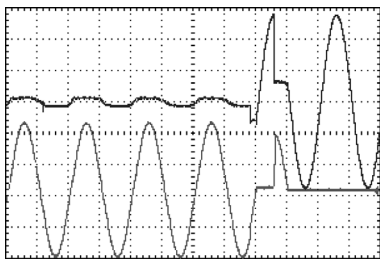


Рис. 4. Осциллограммы синусоидального тока и напряжения на медных электродах в момент перехода резистивной фазы горения дуги в плазменную

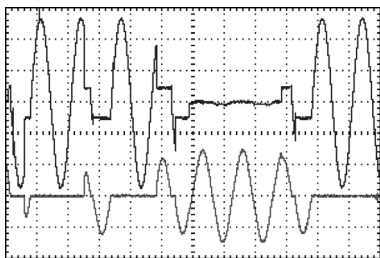


Рис. 5. Осциллограммы синусоидального тока и напряжения хаотичного изменения фаз горения дуги, вызванного перемещением подвижного медного электрода относительно неподвижного

период), разрыв цепи (9-й и последующие периоды). В качестве источника использовался источник переменного напряжения 40 В с частотой 400 Гц. Длительность процессов, изображенных на осциллограммах, составляет 24 мс.

На рис. 6 приведены осциллограммы плазменной фазы горения дуги в безиндуктивной сети с резистивной нагрузкой и при использовании источника переменного напряжения 40 В с частотой 400 Гц.

Устойчивая плазменная фаза горения дуги сопровождается ее гашением в каждом полупериоде, незадолго до перехода через ноль осциллограммы тока. Отметим, что при уменьшении силы тока, протекающего через дугу, напряжение на дуге медленно возрастает и незадолго до прохождения тока через ноль повышается до значения, которое называют потенциалом гашения дуги. Гашение столба дуги возникает вследствие сочетания двух факторов увеличения потенциала горения дуги, и уменьшения значения переменного напряжения внешнего источника питания. В момент, когда потенциал гашения дуги превышает



Рис. 6. Осциллограммы синусоидального тока и напряжения плазменной фазы горения дуги при резистивной нагрузке

величину напряжения источника питания происходит погасание дуги.

После прохождения тока дуги через 0 наблюдается отсутствие тока в цепи, которое вызвано погасанием плазменного столба дуги, и возрастание напряжения на межэлектродном промежутке до значения потенциала зажигания. Очередное зажигание дуги происходит в момент, когда потенциал между электродами превышает необходимую для зажигания разность потенциалов. Повторное зажигание дуги приводит к возникновению дугового тока с противоположным направлением.

Следует отметить, что на осциллограмме переменного тока плазменной фазы горения дуги при резистивной нагрузке наблюдается изменение амплитуды напряжения зажигания и гашения дуги с течением времени. Данные изменения вызваны рядом факторов: постепенным разогреванием электродов, изменением условий их охлаждения, появлением дополнительных окисных пленок на электродах, а также незначительным изменением расстояния между электродами.

Анализируя процесс плазменной фазы горения дуги, следует выделить следующие особенности процесса:

- наличие нулевых участков в осциллограмме тока (“плечи” тока), иллюстрирующие периодическое исчезновение плазменного столба дуги на время его деионизации;
- наличие практически горизонтальных участков в осциллограмме напряжения, отражающие действие тепловой обратной связи в столбе дуги и малую тепловую инерционность процессов;
- наличие пиков напряжения зажигания и гашения дуги;
- заметная разница в напряжениях зажигания и гашения дуги, связанные с гистерезисом ее вольт-амперной характеристики;
- изменение значений напряжения зажигания и гашения дуги в процессе ее горения.

В процессе проведения экспериментов выявлены следующие факторы, облегчающие повторное зажигание дугового разряда:

- наличие загрязнений и окисей металла на поверхности электродов (работа выхода электронов в данных примесях меньше, чем работа выхода у чистого материала электрода, следовательно энергии для начала термоэлектронной эмиссии требуется меньше);
- высокая температура катода (облегчает повторное зажигание дуги вследствие повышенной эмиссии электронов и повышения степени термической ионизации окружающего газа);
- высокая температура газа (газ при высокой температуре обладает меньшей плотностью, что увеличивает среднюю длину пробега заряженных частиц, следовательно, увеличивается энергетика каждой заряженной частицы, что приводит к увеличению вероятности ионизации газа);
- наличие остаточной ионизации газа (большая часть разрядного промежутка представляет собой

хорошо проводящую плазму, в которой электроны начинают отталкиваться от вновь образованного катода и относиться в сторону; между вновь образованным катодом и оставшимися ионами среды образуется разность потенциалов, облегчающая пробой среды).

На рис. 7 представлены осциллограммы тока и напряжения на межэлектродном участке на начальном этапе плазменной фазы горения дуги, для которой характерно появление выпрямительного эффекта. Осциллограммы выполнены для безиндуктивной сети с резистивной нагрузкой и источником переменного напряжения 40 В с частотой 400 Гц.

На изображенном участке осциллограммы отчетливо наблюдается выпрямительный эффект при горении дуги: при положительных полуволнах напряжения ток в цепи присутствует, при отрицательных — ток равен нулю. При таком несимметричном протекании тока на разных разрядных промежутках проявляется постоянная составляющая тока, которая достигает наибольшего значения при полном отсутствии обратного тока. Выпрямительный эффект носит временный характер и наблюдается только на начальном этапе горения дуги и постепенно ослабевает по мере прогрева плазменного столба.

Нарушение симметричного вида кривой тока также отчетливо заметно в тех случаях, когда электроды выполнены из различных материалов. Например, при дуговом разряде в воздухе между графитовым и медным электродами наблюдается полное отсутствие тока в момент, когда медный электрод становится катодом. Данное явление объясняется различием электродов в температуре и эмиссионных свойствах. Температура графитового электрода в процессе горения дуги существенно выше, чем медного, благодаря чему улучшаются условия термоэлектронной эмиссии и обеспечивается высокая плотность тока. Медный катод охлаждается быстрее графитового, поэтому интенсивность термоэлектронной эмиссии на нем меньше, следовательно ток дуги в этом полупериоде будет меньше или полностью отсутствовать.

#### О способах идентификации последовательной дуги переменного тока

Электрические дуговые разряды — это хорошо изученное явление, поэтому большинство практи-

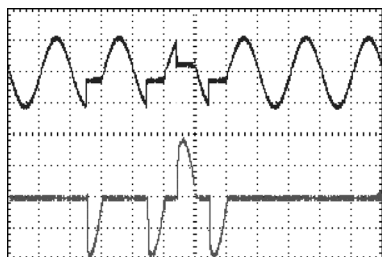


Рис. 7. Осциллограммы синусоидального тока и напряжения на медных электродах, иллюстрирующие выпрямительный эффект на начальном этапе плазменной фазы горения дуги

ческих методов их обнаружения основано на характерных ее проявлениях (первая группа методов) [2]. В их числе: наличие широкополосного “розового” шума, рекурсивность процессов протекания тока, хаотичность изменения параметров шума, наличие “фликкер-эффекта”, наличие искажений в форме кривой тока. Методы, основанные на использовании перечисленных признаков дуги, универсальны по отношению к роду тока и к виду дуги. Недостатком этих методов является возможность ложных срабатываний защиты при наличии неаварийных процессов, схожих с дугой. Характерным примером являются пульсации токов в цепях с коллекторными электродвигателями при возникновении неаварийных дуговых процессов в щеточно-коллекторных узлах.

Вторая группа методов основана на сравнении нормальных (эталонных) процессов в неаварийных фидерах с процессами в аварийных состояниях. Для реализации этих методов необходимо знание электрических моделей цепей питания нагрузок. Отсутствие таких моделей в нормативных описаниях нагрузок составляет основную трудность применения данного метода. Получить необходимые сведения о нагрузках представляется возможным только в результате факторных экспериментов на испытательных стендах, укомплектованных реальными агрегатами систем электрооборудования. Достоинством метода является отсутствие необходимости в анализах параметров дуги, зависящих от многих факторов: характера нагрузок, материала и массы электродов и др. К недостаткам метода в свою очередь можно отнести следующее: отсутствие универсальности к нагрузкам, необходимость индивидуальных настроек (программирования средств защиты), необходимость учета возможных изменений параметров нагрузок.

Проанализируем возможные варианты применения методов индикации дуги, относящиеся к первой из упомянутых выше групп (по свойствам шума дуги).

1. Напомним вначале, что само понятие “шум дуги” относится к хаотическим процессам внутри плазменного столба и может оказаться неприменимым к току в резистивной фазе. Описанные выше эксперименты обнаруживают временные интервалы, не содержащие плазменных процессов (рис. 3).

Для ответа на возникающий вопрос о наличии шума в резистивной фазе сравним спектры токов в межэлектродных промежутках, образованных медными электродами в цепи с резистивной нагрузкой. На рис. 9 приведен непрерывный спектр плазменного столба в воздушном промежутке между электродами. На рис. 8 — спектр тока через неплотно сомкнутые электроды в той же схеме, свидетельствующий о практически полном отсутствии плазменного шума, что исключает, либо существенно затрудняет индикацию дуги в устойчивой резистивной фазе.

2. Удачным решением проблемы индикации дуги было бы выявление некоторого качественного ее признака, свободного от количественных характеристик.

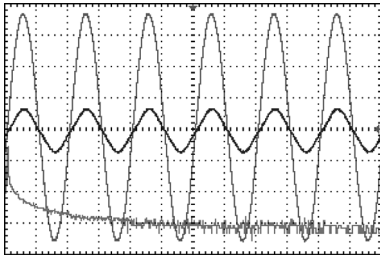


Рис. 8 Осциллограммы тока, напряжения на медных электродах, а также спектр тока при резистивной фазе горения дуги

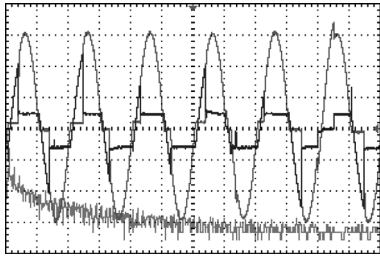


Рис. 9 Осциллограммы тока, напряжения на медных электродах, а также спектр тока при плазменной фазе горения дуги

Таким признаком является, например, форма осциллограммы напряжения на дуге в плазменной фазе, содержащая характерные горизонтальные участки, обнаружить которые могло бы специальное электронное устройство “распознавания образа”. Однако, напряжение на дуге, появляющееся в произвольном месте схемы рис. 1, не будет иметь общей точки с выводами КЗА и поэтому не может быть использовано.

3. Плазменные участки в токе можно обнаружить, решив электронными средствами систему уравнений, описывающих аварийный разряд, т.е. имея полную модель процесса с обоими его фазами, что представляется отдельной задачей.

4. Обязательным условием построения средств индикации аварийных разрядов является на наш взгляд присутствие внешних вибраций, исключающих статические состояния резистивной фазы и возбуждающих хаотические колебания неплотных электрических контактных соединений.

5. Хаотические колебания электрических соединений могут быть обнаружены электронными индикаторами хаоса.

### Литература

1. *Конев Ю. И., Ермошин В. М.* Системы электрооборудования ЛА. Учебное пособие. – М.: Изд-во МАИ, 1997. – 96 с.
2. *Е. В. Машуков, Д. А. Шевцов, Г. М. Ульященко.* Устройства защиты авиационных электросетей от аварийных дуговых разрядов – М.: Изд-во МАИ, 2016. – 160 с.
3. *Грузков С. А., Останин С. Ю., Сугробов А. М., Токарев А. Б., Тыричев П. А.* Электрооборудование летательных аппаратов, учебник для ВУЗов. Том 1. Системы электроснабжения летательных аппаратов – М.: Изд-во МЭИ, – 2005. – 56 8с.

**Притулкин Алексей Андреевич**, аспирант кафедры “Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), инженер конструктор 2 категории ОКБ “Сухого”, e-mail: shaulung@yandex.ru.

А. А. Малышев, И. В. Твердов,

## ТРЕХФАЗНЫЕ МОДУЛЬНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ С СИНУСОИДАЛЬНОЙ ФОРМОЙ ВХОДНОГО ТОКА

I. V. Tverdov,  
A. A. MalyshevThree-Phase Module Rectifiers with Sinusoidal Shape  
of the Input Current

Модульное построение с  $n + 1$  избыточностью позволяет создавать надежные мощные выпрямительные устройства (ВУ). Для таких ВУ отечественные предприятия выпускают малогабаритные модули с высоким КПД в широком диапазоне мощностей. Рассмотрены проблемы, связанные с разработкой и применением модульных ВУ.

**Ключевые слова:** выпрямительное устройство, резервирование, надежность, мостовой преобразователь, электромагнитная совместимость, импульсный ток, отвод тепла.

Module structure with  $n + 1$  redundancy allows creating reliable high-power rectifying units (RU) with high efficiency. Domestic enterprises produce small-size modules in a wide range of powers for the rectifying units of this kind. The article considered the problems associated with the module rectifying units development and application.

**Key words:** rectifying unit, redundancy, reliability, full-bridge converter, electromagnetic compatibility, pulse current, heat removal.

Мощные ВУ широко применяются в системах электропитания стационарных и подвижных объектов с электронной аппаратурой (ЭА). Так в распределенных системах электропитания стационарных аппаратных напряжение сети преобразуется в промежуточное постоянное напряжение 27 (48) В, которое подводится к модулям в печатных платах. В системах электропитания переменного тока аппаратных на колесной базе ВУ обеспечивает постоянным напряжением часть аппаратуры, рассчитанной на постоянный ток, и установки гарантированного питания. В аппаратных на гусеничной базе ВУ питает аппаратуру на стоянке.

В конце прошлого столетия высокочастотные импульсные ВУ с бестрансформаторным входом (БТВ) заменили трансформаторные, что позволило уменьшить массу и объем в три–пять раз, а КПД увеличить с 65–70% до 85–90%.

В то же время, обострилась проблема обеспечения надежности мощных ВУ с БТВ. Из-за сложности схемотехнических решений и большого количества мощных дискретных элементов, не поддающихся интеграции, надежность оказалась недостаточной для современной ЭА.

Анализ преобразователей класса AC/DC, имеющих одинаковую структуру и выполненных на элементной базе примерно одной степени интеграции показывает, что время наработки на отказ ТО уменьшается при увеличении мощности (рис. 1).

Значения  $T_o$  приведены для температуры корпуса преобразователей 70°C. Как видно из графика, уже при мощности 1 кВт значение  $T_o$  не превышает 50 тыс. часов. В современной ЭА на микросхемах значение  $T_o$  составляет десятки тысяч часов. Чтобы сохранить установившееся процентное соотношение (20%) для отказов блоков питания, ВУ должны иметь значение  $T_o$ , как минимум, 100–200 тысяч часов.

Одним из перспективных путей создания мощного ВУ, удовлетворяющего требованиям по надежности ЭА, является модульное построение. Для получения необходимой надежности ВУ, рассчитанное на мощность  $P_n$ , строится из  $n$  параллельно включенных основных модулей мощностью  $P_n/n$  и в него вводятся  $k$  резервных. Деление модулей на основные и резервные в таком ВУ является достаточно условным, так как все модули находятся в одинаково нагруженном режиме. В случае отказа одного из модулей выходная мощность не изменяется, так как оставшиеся работоспособными модули пропорционально увеличивают выходную мощность. При процентном резервировании обязательно включение диодов или предохранителей на выходе каждого модуля, которые защищают нагрузку от короткого замыкания по выходу отказавшего модуля, а также непрерывный и достоверный контроль работоспособности модулей. Неработоспособный модуль может быть заменен из ЗИП-а сразу после возникновения отказа без выключения ВУ, что позволяет реализовать устройство с высокой надежностью.

При рассмотренных условиях значение  $T_{ОВУ}$  определяется выражением [1]:

$$T_{ОВУ} = T_o^{k+1} \left[ t_3^k \prod_j^k (n+j) \right]^{-1}, \quad (1)$$

где  $T_o$  – наработка на отказ одного модуля;

$t_3$  – время замены модуля, ч;

$n = P_{нВУ}/P_m$  – минимальное число модулей;

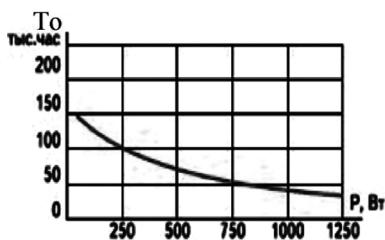


Рис. 1. Нарботка на отказ

$k$  – число резервных модулей;

$P_{нВУ}$  и  $P_m$  – номинальные выходные мощности ВУ и модуля соответственно.

Из формулы (1) следует, что каждый дополнительный модуль увеличивает значение  $T_{оВУ}$  примерно в  $T_o/[t_3(n+1)]$  раз. По экономическим причинам (стоимость ВУ возрастает при увеличении количества модулей) “ $n$ ” обычно выбирается от 3 до 5. Если принять  $n = 5$ ,  $t_3 = 30$  мин,  $T_o = 50 \cdot 10^3$  часов, то уже при одном дополнительном модуле значение  $T_{оВУ}$  возрастает до значений, превышающих необходимые 200 тыс. часов. Поэтому все известные модульные ВУ построены по принципу  $n + 1$ .

Формула (1) применима для ВУ, в котором контроль работоспособности каждого модуля является полным и достоверным. При отсутствии контроля увеличение  $T_{оВУ}$ , построенного по принципу  $n + 1$ , не превышает двух раз. Реально, своевременная замена отказавшего модуля достигается, если имеется местная индикация о наличии напряжения на выходе модуля и дистанционная сигнализация оператору об отказе.

Для создания мощных (3 ... 10 кВт и выше) модульных ВУ на предприятиях ММП-Ирбис, АЭ Дон, АЭИ-ЭП разработаны модули мощностью от 600 до 3000 кВт.

Традиционная структурная схема модуля включает: входной фильтр радиопомех (ФРП), корректор коэффициента мощности (ККМ), DC/DC преобразователь, выходной ФРП (рис. 2).

Современные модули, в основном, базируются на мостовом преобразователе, работающем на частоте сотни кГц с фазовой модуляцией [1, 3, 4, 5]. В преобразователе коммутация ключей происходит при нулевом напряжении. На затвор МОП-транзисторов подается сигнал на отпирание, только когда напряжение “сток–исток” равно нулю. В таком преобразователе потери на переключение минимизированы, что позволило получить высокий КПД 92 ... 94%.

Оптимальной конструкцией модуля мощностью 1 ... 2,5 кВт является тетрис высотой 1U [1]. В упаковке для 19” стойки размещается от трех до пяти модулей такой мощности.

ВУ, построенные на рассмотренных решениях, отличаются высокой удельной мощностью (Вт/дм<sup>3</sup>). Так, например, ВУ мощностью 8 кВт фирмы TDK-Lambda (рис. 3), построенное на 5 модулях HFE1600, имеет удельную мощность 965 Вт/дм<sup>3</sup> [6].

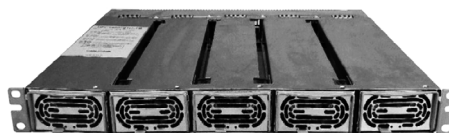


Рис.3 Выпрямитель фирмы TDK-Lambda

Далее рассматриваются современные решения проблем, связанных с разработкой и применением ВУ с процентным резервированием.

### Электромагнитная совместимость (ЭМС)

Импульсные высокочастотные модули питания (МП) являются мощным источником радиопомех, который заметно ухудшает электромагнитную обстановку. Чтобы уменьшить помехи, в МП на входе и выходе встраивают фильтры, которые подавляют радиопомехи до уровней допустимых для многих применений. Для различной аппаратуры эти уровни отличаются более чем в 2,5 раза и было бы экономически нецелесообразно для предприятия, выпускающего универсальные МП, встраивать фильтры, подавляющие помехи до самого низкого.

Для большинства аппаратуры связи (АС) недостаточно подавления радиопомех за счет встроенных фильтров и дополнительно используются внешние. Особенное внимание необходимо уделять сетевому ФРП, так как помехи по входу модуля значительно превышают допустимые, определяемые Нормами.

Для модулей может быть рекомендован внешний сетевой ФРП [7] типа MPP в модульном исполнении. В ФРП использованы новые материалы и элементная база, что позволило получить высокий коэффициент подавления радиопомех и уменьшить габариты. Разработка выполнена совместно с сотрудниками одной из первых в России испытательных лабораторий технических средств по параметрам электромагнитной совместимости (ЭМС), созданной в 1946 году С. А. Лютовым.

ФРП состоит из двух Г-образных LC звеньев, в котором одно звено подавляет помехи по симметричному пути, другое – по несимметричному. Фильтр по такой схеме длительное время (более 20 лет) использовались в технике специальной связи для подавления помех в сетях переменного тока, и при заданном коэффициенте подавления радиопомех обеспечивали минимальные токи утечки на корпусе.

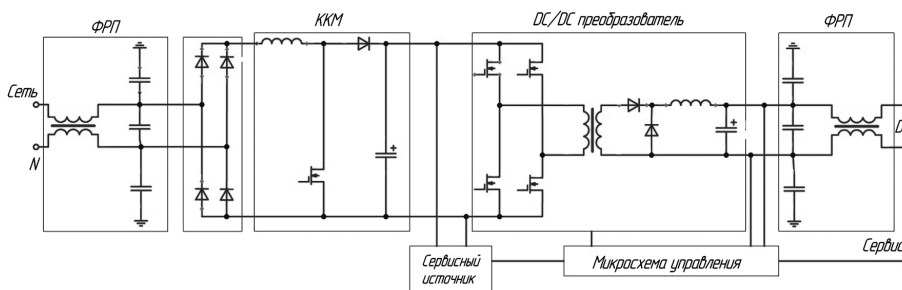


Рис. 2 Структурная схема модуля

Модули питания мощностью 1 кВт, выполненные по схеме с фазовой модуляцией, были проверены в испытательной лаборатории технических средств по параметрам ЭМС. Измеренный уровень помех на входе модуля питания с ФРП показан на рис. 4, кривая 2. Помехи на входе модуля питания не превышают значений, определяемых графиком 2 “Норм” (рис. 4, кривая 1).

В случае, когда нужно подавить помехи на входе ВУ до значений, определяемых графиком 1 (Норм), используется дополнительный фильтр [8], который устанавливается непосредственно на входе упаковки и содержит серийный дроссель фильтрации [7] и конденсаторы для подавления симметричной и несимметричной помехи.

Входные и выходные ФРП занимают 10 ... 15% объема модуля.

### Проблема импульсного потребления тока

Еще одна проблема модульных ВУ связана с импульсным потреблением тока. В МП с БТВ входной выпрямитель с емкостным фильтром потребляет от сети импульсный ток длительностью всего 0,25–0,3 полупериода при соответствующем увеличении его амплитуды. Несинусоидальный характер потребляемого тока вызывает искажения формы кривой напряжения питающей сети, причем наиболее остро это проявляется в сетях ограниченной мощности, к которым относятся системы электроснабжения (СЭС) автономных объектов. Известно, что такие СЭС строятся на основе встроенных электроагрегатов, прицепных электростанций, электроустановок с отбором мощности. Эти источники выбираются мощностью соизмеримой с потребляемой РЭА.

С искажениями формы кривой напряжения первичных источников ограниченной мощности разработчики ЭА сталкивались и раньше, при применении трансформаторных выпрямительных устройств. Обычным требованием было использование выпрямительных нагрузок, которые составляли не более 20% от мощности первичных источников. Внедрение БТВ резко обострило эту проблему.

Искажения формы кривой напряжения питающей сети не только нарушают функционирование других потребителей, подключаемых параллельно с МП с БТВ к ЭА, но и нарушают работу самого источника. Форма напряжения на выходе ЭА при работе на МП с БТВ соизмеримой мощности становится трапециевидальной. Регулятор ЭА старается поддержать среднее значение этого напряжения на уровне среднего значения напряжения синусоидальной формы. В результате значительно возрастают токи намагничивания сетевых трансформаторов в сервисных источниках МП с БТВ, которые перегреваются и выходят из строя.

При импульсном потреблении тока также резко возрастает мощность искажений. Коэффициент мощности МП с БТВ не превышает значения 0,7. На стационарных объектах, где применяются десятки ПК

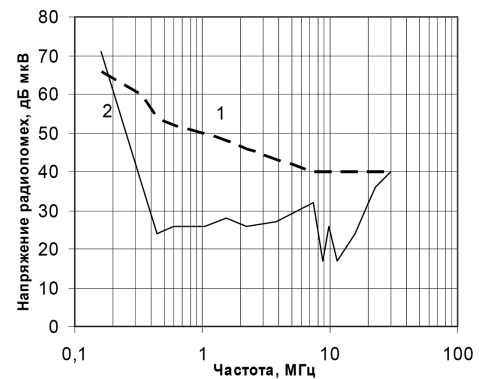


Рис. 4. График напряжения радиопомех

с такими МП, из-за дополнительной мощности искажений приходится увеличивать мощность силового ввода. Например, для питания десяти автоматизированных рабочих мест с персональными компьютерами требуется мощность порядка 3 кВт. При этом от сети будет одновременно потребляться активная мощность 3 кВт и мощность искажения 1,5 кВА, которая по последствиям равна реактивной мощности. При этом должен быть установлен силовой ввод, рассчитанный на мощность 3,35 кВА. В США именно эта мощность учитывается при оплате электроэнергии автономного объекта.

Имеется еще одна причина, из-за которой потребляемый ток в стационарных объектах должен быть синусоидальным. В большинстве зданий проложен нейтральный провод меньшего сечения, чем фазный. При нагрузках с низким коэффициентом мощности нейтральный провод, в котором высшие гармоники суммируются, перегружается и сгорает.

По перечисленным причинам Международная электротехническая комиссия (МЭК) с 1992 года ввела стандарт 552-2, требующий обязательной коррекции коэффициента мощности ( $\cos \phi$ ) для потребителей мощностью более 200 Вт.

Чтобы обеспечить синусоидальную форму потребляемого тока, на входе МП с БТВ устанавливают активные или пассивные корректоры коэффициента  $\cos \phi$ . Активные корректоры, построенные на основе транзисторных высокочастотных преобразователей, позволяют получить высокий коэффициент мощности (до 0,99 [9]) и имеют КПД от 92 ... 94%.

При таком коэффициенте  $\cos \phi$  модуль с БТВ потребляет синусоидальный ток и не нарушает работу первичного источника соизмеримой мощности.

### Отвод тепла и пуск ВУ

При создании мощных выпрямителей с процентным регулированием необходимо решить еще две проблемы — это, прежде всего, отвод тепла, а так же пуск ВУ при параллельной работе мощных модулей.

Для увеличения срока службы используется переменная скорость вращения вентилятора, зависящая от температуры этих элементов.

Для обеспечения параллельной работы может быть использовано схемотехническое решение, обеспечивающее принудительное равномерное распределение тока нагрузки между модулями [10], которое хорошо себя зарекомендовало при выравнивании токов модулей мощностью десятки–сотни ватт. Для выравнивания тока между модулями использовано однопроводная система распределения токов.

При параллельном соединении модулей мощностью киловатт и более, когда сопротивление нагрузки составляет сотые доли Ома, это решение было доработано [11]. Претерпело изменение устройство защиты от перегрузки. Принцип работы защиты от перегрузки основывается на ограничении выходного тока в зависимости от нагрузки. Когда выход модуля оказывается нагружен на малое сопротивление, выходное напряжение уменьшается, а ток остается на значении установленном при регулировке  $1,2 I_{ном}$ .

После доработки пуск модульного ВУ осуществляется надежно. В модуле, который первым запустился, защита от перегрузки оценивает нагрузку как КЗ, но не выключает его, а только ограничивает выходной ток. Модуль, при этом, продолжает работать. Следующий включившийся модуль перетягивает часть тока нагрузки на себя, и выходное напряжение увеличивается. Так происходит до тех пор пока все модули не выйдут на режим.

Для большинства аппаратных связи необходимы ВУ, работающие от трехфазного напряжения 380 В. При таком напряжении элементы трехфазного корректора работают при высоком напряжении. При максимальном напряжении на входе  $U_{вх} = 380 \cdot k_1 \cdot k_2$ , где  $k_1 = +1,15$  – установившееся отклонение,  $k_2 = +1,2$  – переходное отклонение,  $U_{с\max} = 380 \text{ В} \cdot 1,15 \cdot 1,2 = 524 \text{ В}$  напряжение на выходе трехфазного моста  $U = U/0,43 = 1300$  на накопительном конденсаторе нельзя устанавливать ниже 742 В [1]. Такое же напряжение прикладывается к МДП-транзистору одноключевого ККМ. С учетом минимального запаса по напряжению  $k_3 = 1,2$  для обеспечения надежности, необходимо выбирать МДП-транзистор на напряжение  $U_c = k_3 \cdot U = 1,2 \cdot 742 = 890 \text{ В}$ .

В настоящее время МДП-транзисторов с таким напряжением нет. В будущем возможно будут разработаны МДП-транзисторы с напряжением стока более 900 В, но заведомо с более низкими динамическими характеристиками и сопротивлением канала, большим чем у низковольтных.

В трехфазных ККМ по схеме Витта выпрямитель позволяет использовать МДП-транзистор с два раза меньшим напряжением, однако такой ККМ содержит большее число полупроводниковых ключей и реактивных элементов, в связи с чем имеет большие габариты и вес. Применяется в промышленности при мощностях в десятки киловатт и непригоден для малогабаритного модульного исполнения с резервированием  $n + 1$ .

В этих условиях оптимальным является построение трехфазного ВУ на основе трех однофазных, входы

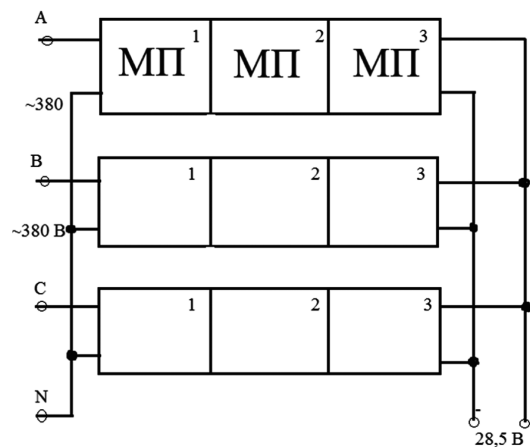


Рис. 5 Трехфазный ВУ на однофазных модулях

которых включены между каждой фазой и нейтралью, а выходы параллельно (рис. 5).

Каждый однофазный ВУ выполнен с процентным резервированием, что позволяет не только создавать надежное ВУ, но и исключить ток в нейтральном проводе и асимметрию в нагрузке при выходе из строя модуля в любой упаковке.

На рассмотренных принципах работает ВУ мощностью 3 кВт (рис. 6), предназначенное для базовой унифицированной системы электроснабжения подвижных объектов связи (ПОС) [12].

В ВУ использован модуль МПС600, которые имеют высокий коэффициент  $\varphi = 0,98$ , удельную мощность 340 Вт/дм<sup>3</sup>, КПД = 0,85, защиту от перегрузок, перегрева и перенапряжения на выходе [13].

При проектировании предприятия пришлось самостоятельно решать проблемы механической прочности, обдува, подавления помех и пр. В результате удельная мощность ВУ снизилась до 40 Вт/дм<sup>3</sup>.

Современные отечественные разработки модулей позволяют улучшить массогабаритные характеристики составных ВУ.

Так в модуле ИП-1300 мощностью 1300 Вт (рис. 7) решены проблемы механической прочности,

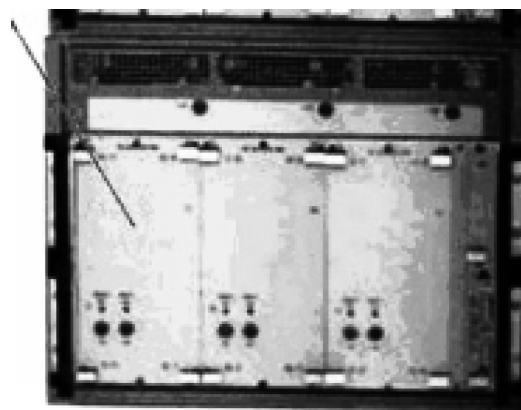


Рис. 6 ВУ мощностью 3 кВт



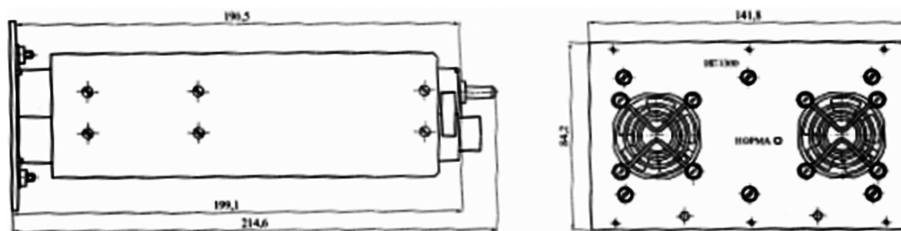


Рис.7 Модуль ИП1300

охлаждения, местной и дистанционной сигнализации, параллельной работы [14].

Сетевой модуль имеет выходные электрические параметры, удовлетворяющие высоким требованиям специальной АС, коэффициент мощности 0,98, КПД – 0,92 на уровне мировых стандартов, все виды защит, рассчитан на параллельную работу без дополнительного провода за счет введения дополнительной нестабильности выходного напряжения от тока нагрузки.

Для удобства диагностирования на передней панели модуля предусмотрена световая индикация, а также предусмотрен разъем дистанционной сигнализации оператору на экран ПК об отказе.

В упаковке стандарта 1U размещаются три модуля ИП-1300 (рис. 8).

Выпрямитель, составленный из трех упаковок на модулях ИП-1300 с процентным резервированием, позволяет получить резервируемую мощность 6 кВт.

С учетом размещения внешних ФРП на входе и выходе каждого модуля ожидаемый показатель удельной мощности трехфазного ВУ составляет 100 ... 120 Вт/дм<sup>3</sup>.

В заключении отметим, что для средств связи в настоящее время перспективны трехфазные мощные выпрямители, составленные из трех однофазных, каждый из которых построен с резервированием  $N + 1$ . Такие выпрямители надежны, имеют высокий коэффициент мощности (0,98) и КПД (0,92), малые габариты и вес.

### Литература

1. Коротков С. М. Лукин А. В., Мощные AC-DC преобразователи для систем бесперебойного питания. – Электропитание, 2015, № 2, С. 22–25.
2. Плоткин И., Нагайцев А., Твердов И. Мощные модульные выпрямители с процентным резервированием С. А. Чугунов, И. В. Твердов. Двухкиловаттный AC/DC модуль на основе преобразователя с фазовой модуляцией. – Компоненты и технологии, 2014, № 10, С. 106–108. ием. – Компоненты и технологии, 2006, №4, С. 122–125.
3. С. А. Чугунов, И. В. Твердов. Двухкиловаттный AC/DC модуль на основе преобразователя с фазовой модуляцией. – Компоненты и технологии, 2014, № 10, С. 106–108.
4. Frank Goodenough. Phase modulation entails large switcher losses, EDN8, pp. 39, 41, 44.
5. Sieg Kern. A New Telecom Rectifier 48 V / 660 W with Power Factor Correction and more than 90 % Efficiency, TELESCON '94 - The First International Telecommunications Energy Special Conference.
6. HFE 1600 W1U – datasheet.
7. И. Твердов. Подавление электромагнитных помех в цепях электропитания. В книге “Подавление помех в цепях электропитания”. – М. АЭИЭП, 2015, стр.48–74. Книга доступна для скачивания на сайте [www.aeip.ru](http://www.aeip.ru).
8. М. Кравченко, И. Твердов. Многоканальный модульный блок питания с уровнем помех ниже графика 1 “Норм”. – Компоненты и технологии, 2015, №6, С. 20–22.
9. Б. Н. Карзов, М. Ю. Кастров. Схемы коррекции коэффициента мощности с учетом фильтрации помех сетевого напряжения – Практическая силовая электроника, 2009, №2, С. 2–7.
10. И. Твердов, А. Нагайцев, Н. Сагайдаков. Параллельное включение модулей питания, выпускаемых предприятием “Александр Электрик источники электропитания”. – Электронные компоненты, 2005, № 9, С. 129–131.
11. И. Плоткин, И. Твердов. Преобразователи напряжения. Патент №2374745.
12. АО НПФ Сигма. Калуга. Официальный сайт.
13. Сайт [www.mmp-irbis.ru](http://www.mmp-irbis.ru).
14. Выпрямители ИП-1300. ММП-Ирбис ТУ 6390-161-40039437-19.

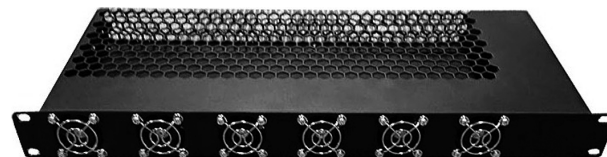


Рис.8 Упаковка с модулями ИП-1300 (эскиз)

С. Р. Климова

# УСТРОЙСТВО ПРОГРАММИРУЕМОГО УПРАВЛЕНИЯ ШАГОВЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

S. Klimova

Programmable Control Unit for Stepper Motor Drive

В статье рассматривается устройство программируемого управления шаговым двигателем на основе ступенчатого способа разгона, позволяющий работать на повышенной частоте с использованием электропривода меньшей мощности.

**Ключевые слова:** управляемая частота, шаговый электропривод, шаг, мощность.

The article considers a programmable control unit for the stepper motor based on the steplike speed-up technique which allows operation on the higher frequency employing electric drive of less power.

**Key words:** controlled frequency, step electric drive, step, power.

Шаговые двигатели получили широкое применение и устанавливаются во многих электромеханических преобразователях [1]. Основная задача шагового двигателя (ШД) – обрабатывать электрические импульсы, преобразуя их в угловые перемещения ротора (шаги).

Шаговый двигатель, являясь разновидностью синхронного двигателя, характеризуется предельной частотой формируемых импульсов, которые двигатель обрабатывает без пропуска шага – приемистостью.

## Динамические характеристики шагового двигателя

Пусковые свойства ШД характеризуются частотой приемистости. Это максимальная частота импульсов, при которой возможен пуск без потери шагов, т.е. предельная частота команд, обеспечивающую втягивание привода в синхронизм. Частота приемистости зависит от энергии пуска и имеет обратную зависимость от нагрузки, достигая предельных значений в условиях холостого хода двигателя. В зависимости от типа ШД и нагрузки частота приемистости при пуске может быть в пределах 10–1000 Гц.

Предельная динамическая характеристика связывает частоту приемистости, момент сопротивления и момент инерции присоединенного к двигателю механизма. Шаговый электропривод нагружен на редуктор, подключенный к исполнительному механизму, составляющий основной момент сопротивления нагрузки. Последний складывается из двух составляющих: статического момента ( $M_{ст}$ ), вызванного силами трения, и динамического момента ( $M_{дин}$ ), расходуемого на разгон движущихся масс привода.

Таким образом,  $M_{нагр} = M_{ст} + M_{дин}$ .

Условием пуска ШД является преодоление момента нагрузки при каждом шаге, т.е. выполнение условия:

$$W_{пуск} > M_{нагр} \cdot \theta,$$

где  $W_{пуск}$  – энергия пуска,  $\theta$  – угол отработки одного шага ШД.

На роторе ШД возникает электромагнитный вращающий момент  $M_{эл}$ , который зависит от мгновенных

значений токов, индуктивности разных обмоток и обмотки возбуждения ШД.

Движение ротора ШД описывается уравнением:

$$M_{эл} - M_{ст} = I \cdot \ddot{\theta},$$

где  $I$  – момент инерции системы ШД–нагрузка,  $\ddot{\theta}$  – угол отработки одного шага ШД.

При нулевых начальных условиях имеем:

$$M_{эл} = 2I\theta f^2,$$

где  $f = 1/T$  отражает тот факт, что поворот на угол шага двигателя при работе на частоте приемистости происходит за время, равное периоду коммутации ( $T$ ) обмоток ШД.

Динамический момент ( $M_{дин}$ ) системы пропорционален квадрату частоты коммутации двигателя и снижается до нуля при выходе ШД в синхронное вращение.

Предельные динамические и механические характеристики ШД в функции шаговой частоты вращения  $f$  показаны на рис. 1. По предельной динамической характеристике определяется наибольшая частота следования управляющих импульсов.

Электромагнитный синхронизирующий момент ШД характеризуется изменением энергией электромагнитного поля привода:

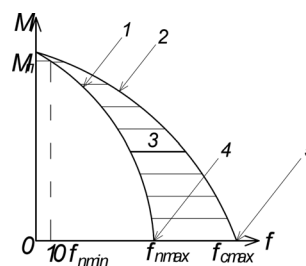


Рис. 1. предельные динамические характеристики ШД:  
1 – кривая пускового момента; 2 – кривая выходного момента;  
3 – область разгона  
( $M_n$  – максимальный пусковой момент,  $f_{nmax}$  – максимальная пусковая частота,  $f_{снвх}$  – максимальная частота вращения)

$$\Delta W_{эм} = \int_0^{\theta} M_{син} d\theta.$$

Предельная механическая характеристика представляет собой зависимость максимального синхронизирующего момента от частоты управляющих импульсов. При малых углах рассогласования можно записать [2]:

$$M_{син} = \mu_0 \cdot \theta,$$

где  $\mu_0$  – удельный синхронизирующий момент.

Следовательно имеем:

$$\Delta W_{эм} = \frac{\mu_0 \cdot \theta}{2}.$$

Кинетическая энергия маховых масс привода при скорости  $\omega_0$  равна:

$$W_k = \frac{J\omega_0^2}{2}.$$

Суммарный запас энергии привода будет равен:

$$\frac{\mu_0 \theta_m^2 + J\omega_0^2}{2} = const,$$

где  $\theta_m$  – угол рассогласования двигателя.

Приемистость ШД растет с увеличением синхронизирующего момента, уменьшением шага, уменьшением момента инерции вращающихся частей ШД и статического момента сопротивления.

При постоянном ускорении при разгоне двигателя ( $\ddot{\theta} = const$ ) текущая скорость  $V$  при начальной скорости  $V_0$  определяется выражением:

$$V = V_0 + \ddot{\theta} \cdot t.$$

Приемистость ШД характеризует его быстродействие.

### Программируемый ступенчатый разгон шагового электропривода

Ступенчатый способ разгона шагового электропривода (ШЭ) позволяет использовать ШД с мощностью в 1,5–2 раза меньше по сравнению с требуемой мощностью ШД, работающих на частоте приемистости. Программируемый способ разгона ШД представляет собой выведение привода на частоту вращения большую частоты приемистости.

Такое устройство может быть построено с использованием программируемого таймера на контролере или на основе дискретного устройства ступенчатого разгона ШД [3].

На рис. 2 приведена графическая иллюстрация такого способа разгона ШД с использованием блока из трех генераторов частот. На графике зависимость предельной механической характеристики двигателя  $M_n$  от возрастания частоты коммутации  $f$ , т. е. скорости вращения двигателя ( $\dot{\theta}$ ) обозначена 1. Прямая 2, параллельная оси  $f$ , отражает постоянство статического момента  $M_{ст}$ , а кривая 3 – изменение динамического момента  $M_{дин}$ . Первая рабочая частота  $f_1$  находится

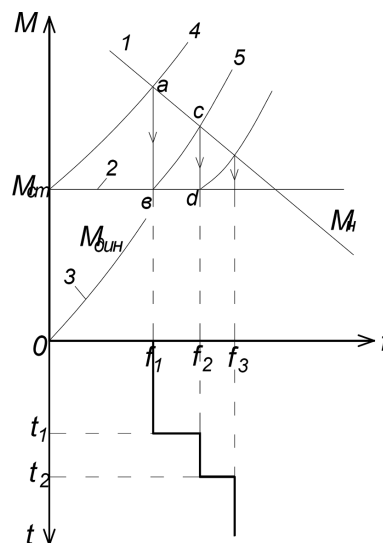


Рис. 2. Графическая иллюстрация ступенчатого разгона ШД

на точке пересечения суммарного момента нагрузки  $M_n = M_{ст} + M_{дин}$  (кривая 4) с графиком предельной механической характеристики  $M_n$ , т. е. точка (a). После нескольких шагов на частоте  $f$ , двигатель входит в синхронизм, при этом  $M_{дин} \rightarrow 0$  и основной нагрузкой двигателя становится  $M_{ст}$  и рабочая точка перемещается в новую точку (b). Из рис. 2 видно, что у ШД, работающего на частоте  $f_1$ , есть определенный запас по моменту, чтобы обеспечить более высокую частоту коммутации.

В момент времени  $t_1$  двигатель переключается на более высокую частоту  $f_2$ , которая соответствует рабочей точке c на прямой 1. Эта точка является пересечением графика 1 с кривой 5, полученной перемещением кривой 4 в новую точку отсчета (b). После вхождения в синхронизм на частоте  $f_2$  переходим в новую рабочую точку (d), а затем в момент  $t_2$  можно перейти на частоту  $f_3$  (кривая 6). Таким образом, двигатель оказывается выведен на предельное быстродействие для данной статической нагрузки.

Один из возможных вариантов функциональной электрической схемы трехступенчатого разгона шагового двигателя приведен на рис. 3. Устройство содержит управляющий блок (1), блок генераторов частот (2), коммутатор импульсов управления (3), дешифратор (4), драйвер (5), двигатель (6) и датчик (7).

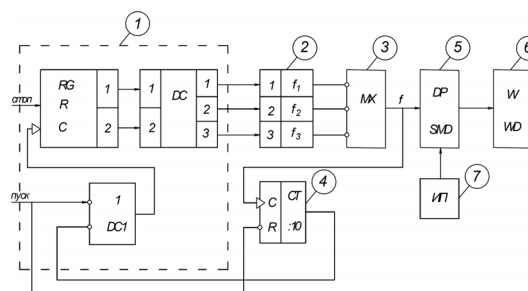


Рис. 3. Функциональная схема реализации трехступенчатого разгона ШД

титактный счетчик импульсов (4), драйвер управления ШД (5), который распределяет импульсы управления по разным обмоткам ШД (6), и источник постоянного тока ИП (7). Управляющий блок состоит из коммутатора запуска генераторов частот (ДС), двухбитового регистра хранения (RG) и дешифратора (DCI). На управляющий блок поступают внешние сигналы управления ШД: “пуск”, “стоп”. По сигналу “пуск” коммутатор формирует сигнал запуска генератора с частотой  $f_1$ . При поступлении сигнала с DCI включается второй генератор частот  $f_2$ , а затем генератор  $f_3$ , который работает до момента появления внешнего сигнала “стоп”, определяющий обнуление регистра хранения управляющего блока.

Следует отметить, что при изменении моментов нагрузки может быть недостаточно трех генераторов частот запуска ШД для выхода на предельную скорость привода. В этом случае потребуются увеличение числа генераторов блока двухступенчатого разгона ШД.

#### Литература

1. Дискретный электропривод с шаговыми двигателями. Под ред. Чимкина М.Г., М., Энергия, 1981.
2. М. Г. Чимкин и др. Основы автоматизированного электропривода. – М., Энергия, 1974.
3. Ходнев Н. Н., Климов В. Т. Программированный ступенчатый способ разгона шагового электропривода. В сб.: Устройства генерирования и преобразования электроэнергии на летательных аппаратах. – М., МАИ, 1983.
4. Фролкин В. Т., Попов Л. Н., Импульсные устройства. – М., Сов. радио, 1980.
5. Алексенко А. Г., Современная микросхемотехника. – М. Энергия, 1979.
6. В. П. Климов. Современные направления развития силовых преобразователей переменного тока. – Практическая силовая электроника, 2007, № 25.

**Климова Светлана Ростиславовна**, старший преподаватель; кафедры “Теоретическая электротехника” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел. +7(916) 686-49-07.

*Р. Х. Тукшаитов, О. Д. Семенова, В. Ю. Корнилов*

## ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ НА СИНУСОИДАЛЬНОСТЬ НАПРЯЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОСЕТИ ЖИЛОГО СЕКТОРА ЖКХ И ОРГАНИЗАЦИИ

*R. Kh. Tukshaitov, O. D. Semenova,  
V. Yu. Kornilov*

**Power Electronics Impact Estimation on Voltage Sinusoidality of Residential Sector of Municipal Housing Economy and Organizations**

*Разработана одна из методик определения и контроля уровня искажения синусоидальности напряжения электросети на основе использования широкодоступного измерителя качества электроэнергии TS-836 совместно с нелинейной нагрузкой, имеющей коэффициент мощности менее 0,50 и  $\cos \varphi$ , равный 1,0. Она позволила изучить уровень искажения формы напряжения электросети в жилом секторе ЖКХ и организации в течение нескольких суток.*

*Показано, что наибольшее значение уровня нелинейных искажений начинает проявляться в условиях жилого сектора ЖКХ с 9–10 часов и сохраняется до 23–24 часов, а наименьшее – с 3 до 7 часов утра. В условиях учебных корпусов вуза отклонение уровня нелинейного искажения и напряжения электросети от паспортного и номинального значений незначительны.*

*Ключевые слова: силовая электроника, электросеть, высшие гармоники, коэффициент мощности, уровень искажения, нелинейная нагрузка.*

*The article presents one of the techniques developed by the authors for determining and managing the level of the mains sinusoidal voltage distortion based on employing of widely accessible TS-836 electric power quality measurer in combination with nonlinear load with power factor less than 0,5 and  $\cos \varphi$  equal to 1,0. This technique allowed studying the level of mains voltage shape distortion in residential sector of the municipal housing economy and organization within the space of several days.*

*The results of the study demonstrate that the greatest value of nonlinear distortions starts manifesting itself under conditions of residential sector from 9 to 10 a. m. and is being kept until 11–12 p. m., while the least value was obtained from 3 to 7 a. m. Under conditions of academic buildings the nonlinear distortions deviation and mains voltage from the certified and rated values is insignificant.*

*Key words: power electronics, power grid, high order harmonics, power factor, distortion level, nonlinear load.*

Широкое внедрение силовой электроники в промышленности сопровождается снижением качества электроэнергии, в том числе, наличием в спектре сетевого напряжения высших гармоник. Поэтому эта проблема оказывается предметом постоянного изучения в литературе [1–3]. Ранее, при аперiodическом наблюдении были приведены первые результаты по изучению уровня искажения синусоидальности напряжения электросети в жилом секторе [4, 5]. Наличие повышенного уровня высших гармоник в электросети жилого сектора позволяет провести более детальное изучение этого вопроса, а также рассмотреть характер проявления кондуктивной электромагнитной помехи и уровень ослабления высших гармоник напряжения электросети по мере удаления от основного его источника в течение суток.

Выпускаемые промышленностью измерители качества электроэнергии (Fluke 438, ПКЭ-А, LPW-305 и т. п.) предназначены для контроля качества электроэнергии в точках присоединения к электросетям энергосистемы при значительном уровне силы тока. Минимальные значения силы тока, регистрируемые этими приборами, начинаются от десятков до сотен и тысяч ампер. Кроме того, предел измерения коэффициента гармонических составляющих ограничен у них 20–50%, тогда как у целого ряда нагрузок он имеет значения более 100–150%. Да и цена таких приборов

малодоступна и находится в пределах 900–1000 тысяч рублей. По этим причинам они не только непригодны для контроля качества напряжения электросети непосредственно на рабочем месте, но и недоступны в широкой практике для изучения степени искажения синусоидальности тока во входных цепях маломощных нагрузок при его силе менее 1 А. Вместе с тем, имеется необходимость определения коэффициента мощности целого ряда приборов, качества напряжения сети и технических характеристик нагрузок непосредственно на рабочем месте, при их мощности 10–100 Вт (телевизоры, светодиодные лампы и т. п.). Это побудило к поиску дополнительных приемов оценки качества искажения напряжения в низковольтных электросетях, приемлемых для лабораторной практики [6, 7].

В работе поставлена задача продолжить разработку широкодоступной методики определения уровня искажения напряжения в электросетях жилого сектора и организаций и изучить характер его динамики в течение нескольких суток.

### Методика исследований

В ходе выполнения работы в течение нескольких суток определялся уровень искажения формы напряжения электросети в жилом секторе г. Казани и помещениях Казанского государственного энергетического университета (КГЭУ). Для проведения ис-

следований использовался портативный и доступный измеритель качества электричества TS-836. Ранее было установлено, что при измерении коэффициента мощности нелинейных нагрузок с паспортным значением менее 0,50 и при повышенных уровнях искажения синусоидальности напряжения непосредственно электросети с коэффициентом нелинейных искажений более (10–15%) вносится существенная погрешность [5]. Причем, чем больше уровень гармоник в напряжении питания, тем больше погрешность показаний прибора. В жилом секторе погрешность определения коэффициента мощности, например, светодиодных ламп и отдельных персональных компьютеров, достигает 50–55%. Механизм этого явления заключается в том, что высшие гармоники электросети направлены в противофазе к высшим гармоникам входного тока генерируемой нагрузкой, приводя к соответствующему завышению результатов измерения. Этим явлением решили воспользоваться для косвенного определения уровня искажения напряжения электросети по показаниям прибора TS-836. При этом, результат измерения получали по шкале “коэффициент мощности”, но по вышеописанной причине, его называли “уровнем искажения” (УИ) и выражали в условных единицах (ус. ед.).

Измерение УИ проводилось в течение первых двух суток с периодом наблюдения в 1 ч, а в последующие семь суток – аperiodично, лишь для уточнения выявленных закономерностей. Одновременно, в те же часы и тем же прибором, измерялось напряжение в электросети. По значению напряжения электросети оценивался уровень ее загрузки в разные периоды суток. В качестве нелинейной контрольной нагрузки применялась, предварительно поверенная в аттестованной лаборатории “АРХИЛАЙТ” (г. Москва), светодиодная лампа Camelion-10 Вт с коэффициентом мощности 0,45 при  $\cos\varphi$ , равном 1,0.

Показания УИ и напряжения электросети параллельно контролировались также на разнесенных этажах в четырех учебных корпусах вуза (А, Б, В, Д) и расположенном рядом высотном студенческом общежитии с целью выяснения участка перегрузки по напряжению в локальной электросети и места формирования в ней высших гармоник.

### Результаты исследований

На рис. 1 представлена динамика величины УИ синусоидальности напряжения электросети в течение двух суток в жилом секторе и в одном из помещений вуза. Наибольшие искажения формы напряжения электросети, регистрируемые по УИ, наблюдаются в условиях жилого сектора.

С начала первых суток УИ в жилом секторе начинает уменьшаться со значения, равного 0,65. Приблизительно к трем часам ночи он достигает минимального значения 0,47, которое в последующем, начиная с семи часов утра, возрастает, что свидетельствует о начале снижения качества электроэнергии в сети. Сравни-

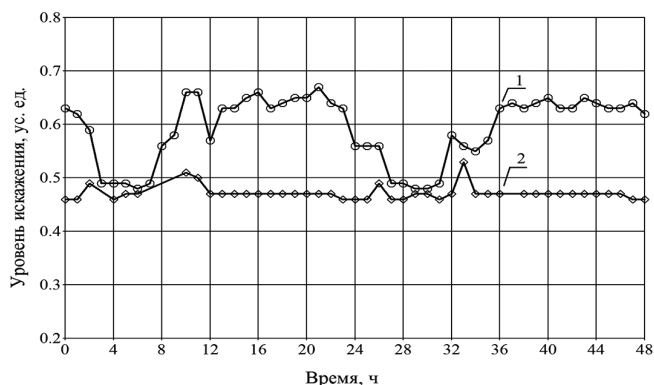


Рис. 1. Характер изменения уровня искажения формы напряжения электросети в течение двух суток в условиях жилого сектора (1) и вуза (2)

тельный анализ полученных результатов показывает, что в зимний период повышенный уровень качества напряжения сохраняется в утренние часы на два часа дольше, по сравнению с летним периодом [5].

Значение УИ в течение дня находится в пределах 0,65–0,67. К двадцати трем часам он начинает снижаться и снова достигает минимального значения к трем часам утра ночи. В течение вторых суток характер изменения УИ повторялся аналогично первым суткам.

В рабочие дни также проводились измерения УИ, в том числе в ряде корпусов вуза, но аperiodично, для подтверждения его динамики и выявления некоторых отличий. Особенность изучаемой динамики в жилом секторе заключается в том, что в субботу УИ возрастает до максимального уровня к десяти часам дня, в воскресенье – только к одиннадцати часам, а в рабочие дни он принимает максимальное значение уже к девяти часам. По этому признаку можно косвенно судить не только о качестве электроэнергии, но и о начале роста энергопотребления в рабочие и выходные дни.

Параллельно с регистрацией УИ в жилом секторе определялась и его динамика в условиях вуза. В районе второго этажа первых суток наблюдается некоторое кратковременное повышение УИ. К четырем часам он понижается до минимально достижимого уровня, а снова он повышается до 0,51 к десяти часам. Уже по истечении двух часов УИ вновь принимает минимальный уровень, который сохраняется до 22 часов. С 23 часов до двух часов ночи следующих суток УИ незначительно снижается (на 2%). Во вторые сутки выявленная закономерность УИ в целом повторяется. Из рис. 1 следует, что УИ в вузе практически в 1,5 раза меньше, чем в жилом секторе, что свидетельствует о сравнительно более высоком качестве электроэнергии в вузе. При одновременном измерении УИ в двух разнесенных по этажам здания точках питания наблюдаются одинаковые его значения. В одних аудиториях каждого корпуса УИ в вечерние часы равен 0,47 ус. ед., а в других может периодически возрастать до 0,51 ус. ед.

Что касается УИ напряжения электросети одного из помещений вуза то видно, что он в течение суток изменяется, но в сравнительно небольших пределах

(0,46–0,51). В районе двух часов ночи УИ повышается с 0,46 до 0,53, что указывает на определенное снижение качества электроэнергии. Это может быть вызвано изменением соотношения между силой тока нелинейных и линейных нагрузок, что было рассмотрено ранее в [8]. Вероятно, это обусловлено прекращением работы электроплит на кухнях соседнего высотного студенческого общежития при сохранении работы дуговых натриевых ламп уличного освещения. Начиная с 14 часов, УИ уменьшается до практически своего предельного уровня, о чем косвенно свидетельствует его значение, равное 0,46–0,47. Наименьшее значение УИ отмечается в час ночи.

Параллельно с регистрацией УИ определялась динамика напряжения электросети в жилом секторе и в корпусе вуза. Наибольшие относительные колебания напряжения наблюдаются в жилом секторе (рис. 2). В субботу напряжение возрастает с двух до восьми часов утра, что свидетельствует о снижении энергопотребления. В рабочие дни и в субботу в районе 8–10 часов утра наблюдается небольшой провал напряжения. Последнее очевидно вызвано тем, что еще немало людей трудятся и в субботу.

Наибольшее повышение напряжения относительно среднего его значения достигает 5%. Практически аналогичная динамика имела место в воскресный день. Отличие заключается лишь в том, что напряжении практически оставалось повышенным до десяти часов утра.

Только в вечернее время с 18 до 22 часов наблюдается небольшой провал напряжения, причем в субботний вечер в большей степени на 4%. Следует отметить, что динамика изменения напряжения в жилом секторе частично коррелирует с динамикой УИ. Вместе с тем, более информативным показателем уровня энергопотребления служит УИ.

Значения напряжения в помещениях вуза в течение суток остаются несколько повышенными (на 2–3%) в силу недозагрузки локальной электросети. При этом

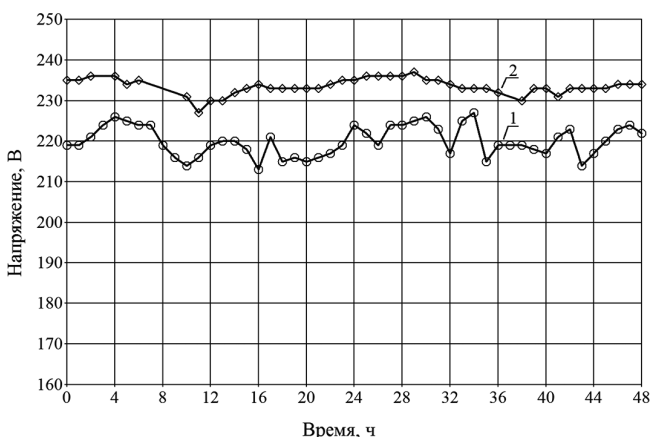


Рис. 2. Характер изменения напряжения питания в течение двух суток в условиях жилого сектора (1) и вуза (2)

закономерные изменения напряжения в ночное и дневное время не выявляются. В ночные часы коэффициент мощности лишь на одну сотую долю меньше, чем в дневное время, то есть всего на 2% меньше паспортного значения. В опытах отмечалось кратковременное незначительное повышение нагрузки на электросеть в период с 8 до 12 часов и далее с 18 до 23 часов как в рабочие дни, так и в выходные.

С повышением нагрузки уровень высших гармоник достигает максимума, что свидетельствует о достижении предельного значения уровня искажения синусоидальности. Имеется небольшая корреляция между УИ и напряжением сети, однако визуально она четко не просматривается.

Установлено, что уровень искажения регистрируется в меньшей степени в точке ввода напряжения в квартиру, чем в удаленной ее комнате. Вероятно, некоторое ослабление высших гармоник происходит в подводящих проводах.

### Заключение

Предложенные методика оценки качества и установка, состоящая из доступного прибора TS-836 и нелинейной нагрузки с коэффициентом мощности менее 0,50, позволяют проводить изучения уровня искажения синусоидальности напряжения электросети и уровня кондуктометрических помех в условиях жилого сектора, а также предприятий и организаций. Она может быть успешно использована в учебных целях для изучения и демонстрации уровня искажений электросети в разных точках подключения нагрузок и уровня электромагнитной совместимости различных приборов.

Предложенная методика позволила выявить характер изменения качества электроэнергии в помещениях жилого сектора ЖКХ и вуза в течение ряда суток. Она позволяет выявлять наличие разного качества электроэнергии даже в пределах одной комнаты или аудитории и оперативно отслеживать уровень загрузки электросети.

### Литература

1. Жежеленко И. В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промпредприятий. 5-е изд., перераб. и доп. — М.: Энергоатомиздат, 2004. 358 с.
2. И. И. Карташев, В. Н. Тульский, Р. Г. Шамонов и др. Управление качеством электроэнергии. Под ред. Ю. В. Шарова. — М.: Издательский дом МЭИ, 2006. 320 с.
3. Шаров Ю. В., Тульский В. Н., Иноятов Б. Д. Разработка методики оценки состояния системы электроснабжения по изменению показателей качества электроэнергии. Управление качеством электричества. Сб. докл. — М.: МЭИ, 2018. с.
4. Тукшаитов Р. Х., Нигматуллин Р. М., Айхайти Исыхакэфу, Салимуллин М. Ф. Оценка качества электрической энергии по уровню коэффициента искажения напряжения электросети. — Успехи современной науки. 2016. Т. 2. № 10. С. 105–108.

5. Тукшаитов Р. Х., Корнилов В. Ю., Салимуллин М. Ф. О величине погрешности измерения коэффициента мощности светодиодных ламп в течение суток в зависимости от коэффициента искажения напряжения электросети. В сборнике: *Фундаментальные и прикладные проблемы физики. – Материалы X Международной научно-технической конференции*, 2017. С. 18–22.
6. *Тукшаитов Р. Х.* Определение уровня нелинейных искажений входного тока разных типов нагрузок на основе измерения коэффициента мощности и его сомножителя  $\cos \varphi$ . – *Практическая силовая электроника*. 2018. № 4. С. 30–35.
7. *Тукшаитов Р. Х.* О коэффициенте мощности и  $\cos \varphi$  выпрямительного устройства при разных активно-емкостных нагрузках и уровне эмиссии в электросеть высших гармоник. – *Практическая силовая электроника*. 2019. № 3. С. 53–55.
8. *Тукшаитов Р. Х., Семенова О. Д.* Об одном способе подключения “нелинейных” нагрузок для снижения уровня их влияния на

качество напряжения электросети. В сборнике: *Проблемы и перспективы развития электроэнергетики и электротехники: матер. III Всерос. науч.-практ. конф. – Казань: Казанский гос. энерг. ун-т*, 2021. С. 247–251.

**Тукшаитов Рафаил Хасьянович**, д. б. н., профессор, профессор кафедры “Электрооборудование и электрохозяйства предприятий, организаций и учреждений”, академик РАЕ. тел.: +7 (987) 184-03-15; e-mail: trh\_08@mail.ru;

**Семенова Ольга Дмитриевна**, инженер кафедры “Электрооборудование и электрохозяйства предприятий, организаций и учреждений”, тел.: +7(917)8978457 ; e-mail: ollivka5001@mail.ru;

**Корнилов Владимир Юрьевич**, д. т. н., профессор, профессор кафедры “Приборостроение и механотроника”, академик ПАНИ, тел.: +7(917)269-91-99; e-mail: vkstbrus@gmail.com.