

Поздравляем юбиляра!

18 мая 2007 года исполнилось 75 лет Заслуженному деятелю науки Российской Федерации, Главному ученому секретарю Академии электротехнических наук РФ, академику-секретарю, профессору кафедры “Электрическая тяга” Московского государственного университета путей сообщения (МИИТ), доктору технических наук **Юрию Моисеевичу Инькову**.



Ю. М. Иньков

Юрий Моисеевич Иньков родился 18 мая 1937 года в городе Тугулым Свердловской области. В 1954 году после окончания средней школы поступил в Московский институт инженеров железнодорожного транспорта, который окончил в 1959 года, получив специальность “инженер-электромеханик”.

После окончания института Ю. М. Иньков работал мастером испытательной станции на Московском электромеханическом заводе имени Владимира Ильича (бывший завод Михельсона), а в апреле 1967 года перешел на работу в отдел полупроводниковой преобразовательной техники Всесоюзного электротехнического института им. В. И. Ленина, где занимался разработкой и созданием полупроводниковых преобразователей электроэнергии для тяговых подстанций городского электрического транспорта, первых отечественных электропоездов переменного тока с полупроводниковым выпрямителями, а также для военно-морского флота.

С 1967 года по настоящее время Ю. М. Иньков работает в Московском государственном университете путей сообщения (МИИТ): старшим преподавателем, доцентом, а с 1978 года после защиты докторской диссертации – профессором кафедры “Электрическая тяга”.

Заслуженный деятель науки РФ Ю. М. Иньков имеет государственных награды: Почетный железнодорожник, Почетный работник транспорта России, награжден золотой медалью ВДНХ СССР.

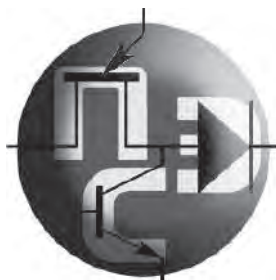
Профессор Ю. М. Иньков – автор монографий, учебников и учебных пособий для студентов вузов и техникумов, имеет более 100 авторских свидетельств на изобретения и патенты. Под научным руководством Ю. М. Инькова успешно защищено 4 докторских и 15 кандидатских диссертации. Ю. М. Иньков – Главный ученый секретарь академии электротехнических наук РФ, академик-секретарь научно-отраслевого отделения “Электротехнические системы транспорта и авиакосмической техники” этой академии, член Российской инженерной академии,

Ю. М. Иньков – член диссертационных советов при МИИТе, МЭИ, ВНИИЖТе, а также член редколлегии журналов “Известия АЭН РФ”, “Электротехника”, “Электроника и электрооборудование транспорта”, “Практическая силовая электроника”.

Научная и общественная деятельность Ю. М. Инькова получила международное признание – он является членом Института инженеров электротехники и электроники (*IEEE* – США), Сербской инженерной академии, а так же Международной академии электротехнических наук.

Уважаемый Юрий Моисеевич!

Ваши многочисленные ученики, коллеги и друзья сердечно поздравляют Вас с юбилеем и желают Вам крепкого здоровья, счастья и новых больших творческих успехов.



Главный редактор

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

Заместитель Главного редактора

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

Редакционный совет

В. Ф. Дмитриков, Заслуженный деятель науки РФ, д. т. н., профессор, директор факультета фундаментальной подготовки СПб ГУТ

В. Г. Еременко, д. т. н., профессор кафедры Электротехнические комплексы автономных объектов МЭИ

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

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

И. Н. Соловьев, к. т. н., доцент, заведующий кафедрой Микроэлектронных электросистем МАИ

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

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

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

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

Подписано в печать 03.06.2012. Тираж 500 экз.

Адрес редакции:

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

Подписной индекс в каталоге Роспечати: **33154** (тематический указатель “Научно-популярные издания”, раздел “Журналы России”)

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

Содержание

<i>С. М. Коротков, А. В. Лукин</i> Источники питания для светодиодного освещения... 3
<i>Ю. Н. Либенко</i> Эволюция интеллектуализации средств вторичного электропитания..... 10
<i>В. И. Колосов</i> Снижение мощности потерь в ключевом элементе <i>Flyback-Forward</i> преобразователя 14
<i>М. М. Дудкин</i> Однофазные обратимые преобразователи напряжения для улучшения качества электрической энергии в сетях ограниченной мощности..... 19
<i>Т. В. Анисимова, А. В. Бокунов, В. В. Крючков</i> Сравнительный анализ многоимпульсных выходных напряжений инверторов 28
<i>Ю. Г. Следков, И. Н. Соловьев</i> МДП-транзисторы с измерением тока 37
<i>А. В. Хныков</i> Структурное построение высоковольтных импульсных источников вторичного электропитания 40
<i>В. В. Бочаров, С. Ф. Коняхин, С. Б. Резников, И. Н. Соловьев, Ю. В. Ермилов</i> Энергоэкономичная структура комбинированной автономной системы электроснабжения без стабилизации частоты вращения генераторов 44
<i>В. В. Козлов</i> Микроэлектродвигатели приборов контроля и учета автокомпонентов 48
<i>Г. Н. Фурсей, И. А. Дмитриев, Я. Б. Скуратник, А. А. Бегилов, Кумахов А. А.</i> Возможность фокусировки мощных наносекундных импульсов рентгеновского излучения 50

С. М. Коротков, А. В. Лукин

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ ДЛЯ СВЕТОДИОДНОГО ОСВЕЩЕНИЯ

S. M. Korotkov, A. V. Lukin

Power Sources For LED Lighting

Рассмотрены основные требования к источникам питания для светодиодных светильников, как самых оптимальных с точки зрения эффективности, надежности, экологии. Рассмотрены требования к входному току и возможные пути удовлетворения требований ГОСТ. Рассмотрены требования к выходным параметрам с учетом специфики нагрузки. Предложена топология преобразователя, удовлетворяющая всем рассмотренным требованиям с минимальными материальными затратами.

Ключевые слова: светодиодный светильник, коэффициент мощности, преобразователь электроэнергии, корректор коэффициента мощности.

The paper considers the main requirements to power sources for LED lighting instruments, as the most effective from effectiveness, reliability and ecological standpoint. Input current requirements and possible ways of meeting Federal Standard specifications demands are also considered. We suggest converter topology that meets all abovementioned requirements with minimum material expenses.

Key words: LED lighting instrument, power factor, power converter, power factor corrector.

Замечено, что повышение благосостояния любой цивилизации приводит к увеличению количества потребляемой энергии в разных ее формах. Так было всегда, с самых первобытных племен и по настоящее время, и нет никаких оснований сомневаться в том, что так будет продолжаться и дальше, по крайней мере, в ближайшем будущем. Общий рост потребления энергии распространяется и на электрическую энергию, как на самый удобный вид энергии с точки зрения производства, использования и доставки потребителю, не говоря уже об экологии в местах ее использования. При увеличении потребления сразу же возникают проблемы, связанные с доставкой электроэнергии потребителю. Ограниченная пропускная способность существующих электрических сетей вынуждает искать пути для повышения эффективности передачи и использования электрической энергии.

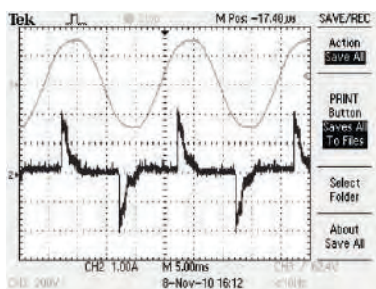
Известно, что в жилых и производственных зданиях, составляющих львиную долю потребителей, значительная часть от всей потребляемой электроэнергии (около 50%) расходуется на освещение. Поэтому повышение эффективности светильников существенно влияет на общие потери в проводах и на пропускную способность сети. Сравнение характеристик разных типов современных светильников (табл. 1) показывает, что так называемая “лампочка Ильича” — это светильник XX века, уже ушедшего в историю. Новый, XXI век требует применения новых, эффективных решений.

Как видно из табл. 1, замена традиционных ламп накаливания на люминесцентные лампы и современные светодиоды может сократить затраты энергии на освещение в 4...5 раз. Но уменьшится ли при этом нагрузка на электрическую сеть?

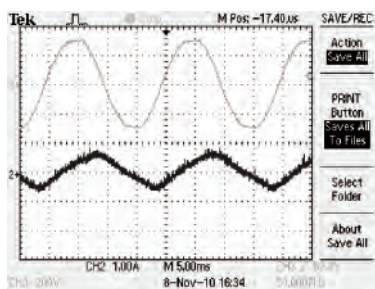
На рис. 1 представлены осциллограммы тока потребления различных люминесцентных ламп (а — лампа с пускорегулирующим устройством в цоколе без дросселя, б, в — лампы с дросселем). Из рисунка видно, что все люминесцентные лампы имеют низкий коэффициент мощности: без дросселя — за счет больших гармонических искажений тока, с дросселем — за счет огромного сдвига по фазе. В результате при равной яркости свечения люминесцентные лампы потребляют значительно меньшую активную мощность, но создают нагрузку на сеть даже большую, чем лампы накаливания равной яркости. Конечно, это позволяет экономить топливо, сжигаемое в печах электростанций, но совершенно не решает проблему доставки электроэнергии потребителю. В результате, в конечном счете, все окажутся в убытке: владельцы электрических сетей (при максимальной нагрузке, которую могут выдержать сети, последние будут в состоянии передавать в 2...4 раза меньше активной мощности и, соответственно, приносить меньший доход), производители электроэнергии (генераторы электростанций при том же самом максимально допустимом токе обмоток генераторов будут вырабатывать меньшую полезную мощность) и, в конечном счете, потребители электроэнергии (совершив дополнительные затраты на установку экономичных светильников, потребители не смогут долго радоваться снижению затрат на освещение — электрические компании быстро отреагируют на снижение своих доходов и дружно откликнутся повышением тарифов). Чтобы повысить эффективность доставки электроэнергии, необходимо исключить бесполезный холостой пробег тока и

Таблица 1

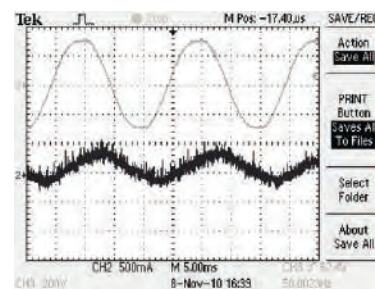
	Световой поток, Лм	Удельный световой поток, Лм/Вт
Лампа накаливания 60 Вт	740–830	12–14
Лампа накаливания 100 Вт	1550–1630	15,5–16
Люминесцентная лампа 40 Вт	2480	62
Сверхяркий светодиод CLN6A 1Вт	65–80	65–80



а



б



в

Рис 1 Входные характеристики люминесцентных ламп:
 а – лампа с цоколем 105 Вт (72 Вт; 222 В; 0,64 А; $\cos \varphi = 0,51$);
 б – лампа с дросселем 22 Вт (29 Вт; 222 В; 0,515 А; $\cos \varphi = 0,24$);
 в – лампа с дросселем 11 Вт (14 Вт; 222 В; 0,356 А; $\cos \varphi = 0,17$)

передавать по проводам только активную мощность. Для решения этой задачи при импульсном потреблении тока, а также при ярко выраженном нелинейном или реактивном характере нагрузки необходимо применение одного из множества разновидностей корректоров коэффициента мощности (ККМ). Поскольку ККМ практически невозможно уместить в цоколе от лампы накаливания, простая замена лампы накаливания на более дорогую энергосберегающую люминесцентную лампу с таким же цоколем сократит на некоторое время расходы на освещение (при этом по причинам, изложенным выше, вряд ли дополнительные затраты успеют окупиться), но несколько не убавит токовую нагрузку на сеть. Кроме того, поскольку сама люминесцентная лампа – вещь довольно громоздкая, да к тому же хрупкая и наполнена ядовитыми парами ртути, становится очевидным преимущество светодиодных светильников, лишенных указанных выше недостатков.

Особенности физических свойств светодиодов определяют специфические требования к источникам питания для светодиодной техники. Кроме того, чтобы действительно уменьшить нагрузку на электрическую сеть, то есть обеспечить высокий коэффициент мощности, источники должны соответствовать определенным требованиям по величине гармоник входного тока.

Проблема низкого коэффициента мощности существует столько же, сколько существуют электрические сети переменного тока. Повышающие и понижающие трансформаторы, электродвигатели переменного тока, включенные в большом количестве в электрическую сеть, создают значительную реактивную составляющую тока, в результате чего при довольно большом токе в проводах полезная мощность составляет малую часть от того, что можно было бы получить при чисто активной нагрузке. Действительно, при синусоидальном напряжении в сети в случае активной нагрузки ток в сети пропорционален напряжению:

$$u_{in}(t) = U_{rms} \cdot \sqrt{2} \sin\left(\frac{2\pi}{T} \cdot t\right);$$

$$i_{in}(t) = I_{rms} \cdot \sqrt{2} \sin\left(\frac{2\pi}{T} \cdot t\right).$$

Полезная мощность при этом составляет

$$P_{in} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u(t) \cdot i(t) dt = \frac{2U_{rms} \cdot I_{rms}}{T} \times \int_0^T \sin^2\left(\frac{2\pi}{T} \cdot t\right) dt = U_{rms} \cdot I_{rms}.$$

Коэффициент мощности, определяемый как отношение полезной мощности к произведению среднеквадратичных значений тока и напряжения, в данном случае равен

$$PF = \frac{P_{in}}{U_{rms} \cdot I_{rms}} = \frac{U_{rms} \cdot I_{rms}}{U_{rms} \cdot I_{rms}} = 1.$$

При наличии реактивной составляющей, вызванной индуктивным характером нагрузки, ток отстает по фазе от напряжения:

$$i_{in}(t) = I_{rms} \cdot \sqrt{2} \sin\left(\frac{2\pi}{T} \cdot t - \varphi\right).$$

Полезная мощность и коэффициент мощности при этом равны соответственно

$$P_{in} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u(t) \cdot i(t) dt = \frac{2U_{rms} \cdot I_{rms}}{T} \times \int_0^T \sin\left(\frac{2\pi}{T} \cdot t\right) \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{T} \cdot t - \varphi\right) dt = U_{rms} \cdot I_{rms} \cdot \cos(\varphi);$$

$$PF = \frac{P_{in}}{U_{rms} \cdot I_{rms}} = \frac{U_{rms} \cdot I_{rms} \cos(\varphi)}{U_{rms} \cdot I_{rms}} = \cos(\varphi).$$

Итак, при синусоидальном токе коэффициент мощности равен пресловутому “косинусу фи”, с которым должен быть хорошо знаком каждый, кто хорошо учился в средней школе. Однако отождествлять эти два понятия нельзя, поскольку коэффициент мощности может отличаться от 100% не только из-за сдвига по фазе между током и напряжением, но и из-за больших гармонических искажений тока. Если посмотреть с помощью осциллографа форму напряжения в любой электрической розетке, то сейчас никого уже не удивляет видимая невооруженным глазом особенность – верхушка синуса как бы срезана. Это объясняется большим распространением источников питания для персональных компьютеров, телевизоров и прочей бытовой техники, содержащих выпрямитель с накопительным конденсатором на своем входе и не содержащих при этом ККМ. Такие источники потребляют ток короткими импульсами в момент достижения сетевым напряжением своего амплитудного значения. В остальную часть периода сети потребления тока нет. Естественно, пиковое и среднеквадратичное значения тока в сети оказываются при этом значительно выше, чем в случае потребления в течение всего периода.

Для наглядности рассмотрим аппроксимацию тока потребления таких устройств в виде короткого прямоугольного импульса (рис. 2), точно совпадающего по фазе с напряжением сети, и будем предполагать, что коэффициент заполнения γ , то есть отношение длительности импульса к периоду его следования (в нашем случае – к половине периода сетевого напряжения) намного меньше единицы:

$$i_{in}(t) = \begin{cases} 0, & \left| \frac{2 \cdot \pi}{T} \cdot t - \frac{\pi}{2} \right| > \frac{\pi}{2} \cdot \gamma; \\ I_{peak}, & \left| \frac{2 \cdot \pi}{T} \cdot t - \frac{\pi}{2} \right| < \frac{\pi}{2} \cdot \gamma. \end{cases}$$

Поскольку импульс короткий и совпадает по времени с верхушкой синусоиды, мгновенное значение напряжения сети в течение всего импульса можно считать неизменным и равным амплитудному значению. При данном предположении потребляемая мощность и среднеквадратичное значение тока равны соответственно

$$P_{in} = \gamma \cdot U_{rms} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{peak};$$

$$I_{rms} = \sqrt{\gamma} \cdot I_{peak} = \frac{P_{in}}{U_{rms} \cdot \sqrt{2} \cdot \gamma}.$$

Коэффициент мощности при этом равен

$$PF = \frac{P_{in}}{U_{rms} \cdot I_{rms}} = \frac{P_{in}}{U_{rms} \cdot \frac{P_{in}}{U_{rms} \cdot \sqrt{2} \cdot \gamma}} = \sqrt{2} \cdot \gamma.$$

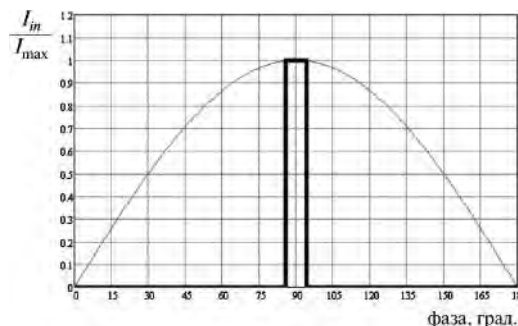


Рис. 2. Аппроксимация формы тока при импульсном потреблении

Нетрудно убедиться, что, например, при коэффициенте заполнения 1/8 коэффициент мощности уже равен 0,5 и будет тем меньше, чем меньше относительная длительность импульса. Если со сдвигом по фазе метод борьбы давно известен и везде применяется – включение в сеть конденсатора соответствующей емкости создает равную по величине и противоположную по знаку реактивную составляющую, которая компенсирует действие индуктивной нагрузки и уменьшает сдвиг по фазе до нуля, то с импульсным потреблением тока должен бороться сам потребитель, скомпенсировать его параллельным включением каких-либо дополнительных устройств нельзя. По своему действию на сеть импульсная нагрузка значительно хуже индуктивной, так как лишает сети переменного тока очевидного преимущества – отсутствия потерь в нулевом проводе. Если при сбалансированной нагрузке в трехфазной сети токи отстают по фазе от напряжения на один и тот же угол, они все равно взаимно компенсируются, и ток в нулевом проводе, равен нулю, потери выделяются только в фазных проводах, то при импульсном потреблении картина совсем иная. Импульсы тока потребления в каждой фазе не пересекаются по времени с импульсами в других фазах, и никакой взаимной компенсации токов в нулевом проводе не происходит. Напротив, в нулевом проводе складываются потери от тока каждой фазы, и его уже нельзя делать тонким. Напротив, при такой нагрузке его следует делать более мощным, чем фазные провода, потери в трехфазных сетях при этом удваиваются, а о передаче электроэнергии на большие расстояния с помощью трехпроводных линий электропередач без нулевого провода вообще не может быть и речи.

В нашей стране только в последнее время становится заметным влияние импульсного потребления и вызванные им неудобства. Значительно заметно это будет в ближайшем будущем, в связи с централизованно организованным переходом от ламп накаливания к энергосберегающим лампам. Немногие захотят добровольно приобрести лампу, в 10...20 раз более дорогую, про которую известно, что она потребляет в 4...5 раз меньше электроэнергии (что

похоже на правду и привлекает покупателя) и про которую говорят, что она прослужит во столько же раз дольше по сравнению с лампой накаливания, во сколько раз она дороже (в чем воспитанный нашей рекламой покупатель имеет полное право сомневаться). Гораздо охотнее будут раскупаться дешевые китайские лампы без ККМ, наводнившие наш рынок, и по мере дальнейшего введения запретов на производство ламп накаливания есть все основания ожидать, что мы в полной мере увидим все прелести импульсного потребления.

В более развитых странах с этой проблемой столкнулись несколько раньше, особенно остро она возникла в США, где стандартная сеть имеет напряжение 110 В. В Европе давно уже действуют нормы IEC 555-2 и множество произведенных от него стандартов, регламентирующих величину гармоник входного тока для устройств, питающихся от сети переменного тока. В России соответствующий стандарт ГОСТ Р 51317.3.2, содержащий аутентичный текст международного стандарта МЭК 61000 3 2 (1995 03), введен в действие 24 декабря 1999 г. В соответствии с этим стандартом все потребители до 16 А на фазу разделены на 4 класса со своими нормами на величину гармоник входного тока (по 40-ю гармонику включительно). К классу В относится портативное оборудование, к классу С относятся осветительное оборудование. Остальное оборудование разделено между классами А и D, одним из критериев деления является форма входного тока. Если форма тока укладывается в определенный стандартом шаблон в течение более 95% времени, то оборудование относится к классу D с более жесткими нормами, в котором допустимая величина гармоник входного тока зависит от входной мощности. Класс А устанавливает нормы на абсолютную величину гармоник входного тока независимо от входной мощности.

Для осветительного оборудования (класс С) установлены нормы на относительную величину гармоник входного тока. В соответствии со стандартом вторая гармоника входного тока должна быть не более 2% от величины первой гармоники, третья – не более $(30 \cdot PF)\%$, где PF – коэффициент мощности изделия, пятая – 10%, седьмая – 7%, девятая – 5%. Нормы на величину нечетных гармоник с 11 по 39 включительно установлены на уровне 3% от величины первой гармоники. Чтобы соответствовать требованиям стандарта, в состав оборудования включают дополнительный функциональный узел, называемый корректором коэффициента мощности (ККМ). Поскольку основная масса единиц осветительного оборудования на основе светодиодов не будет потреблять более 100 Вт, источник питания для светодиодов должен быть достаточно дешевый, что накладывает довольно жесткие ограничения на стоимость ККМ. Фактически, форма входного тока у источника питания для светодиодов может очень

сильно отличаться от синусоидальной, главное, чтобы гармоники входного тока соответствовали требованиям ГОСТ, а стоимость самого ККМ была минимальной.

Наиболее популярным видом ККМ в мало-мощных источниках питания являются пассивные ККМ, основным преимуществом которых является их простота и низкая стоимость. В качестве примера пассивного ККМ на рис. 3 представлена наиболее популярная диодно-конденсаторная схема. Главный принцип действия пассивных корректоров – “растянуть” форму тока за пределы установленного в стандарте шаблона, таким образом, переводя преобразователь из класса D в класс А с менее жесткими нормами на величину гармоник входного тока (рис. 4).

Как видно из рис. 4, пассивный ККМ обеспечивает форму тока, не укладывающуюся в шаблон для класса D, следовательно, оборудование может быть отнесено к классу А. Поскольку нормы в классе А установлены в абсолютных величинах независимо от величины входной мощности (нормы класса А соответствуют нормам класса D для мощности 600 Вт), такой тип корректоров вполне приемлем для маломощных преобразователей. Осветительное оборудование, однако, относится к классу С, в котором норма на гармоники входного тока установлена в относительных единицах по отношению к величине основной гармоники. Представленная на рис. 3 форма тока значительно превышает нормы, установленные для класса С. По этой причине дешевые пассивные корректоры коэффициента мощности не могут быть использованы в осветительной аппаратуре. Для удовлетворения требований стандарта по гармоникам входного тока в нашем случае необходимо применение активного ККМ.

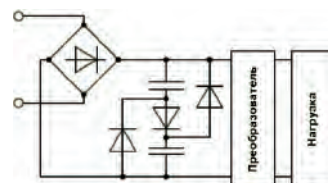


Рис. 3. Пассивный ККМ

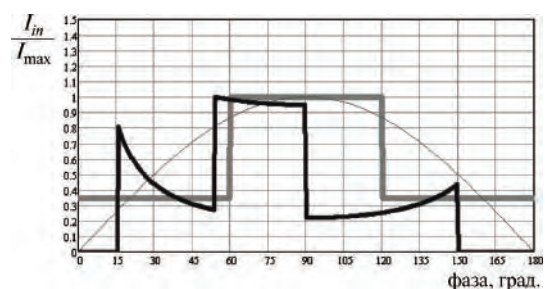


Рис. 4. Расчетная форма тока пассивного ККМ

Классический ККМ в виде отдельного узла или отдельного модуля выполняется по схеме повышающего преобразователя (рис. 5). Данный ККМ позволяет удовлетворить самые жесткие требования стандарта, но его применение существенно повышает стоимость изделия, что особенно заметно, если мощность источника не превышает 100 ... 200 Вт, т. е. практически не подходят для подавляющего большинства светильников.

В поисках путей удешевления ККМ в 90-х годах прошлого века появились публикации, в которых предлагалось объединить функции силовых ключей ККМ и последующего преобразователя в одном силовом ключе (рис. 6), дополнив схему диодами и переведя ККМ и преобразователь в режим разрывных токов (так называемое “новое семейство”). Экономия одного ключа и его схемы управления достигается за счет повышенных токов и напряжения на основных силовых элементах схемы. Особенно неприемлемой оказалась зависимость напряжения на высоковольтном накопительном конденсаторе от изменения мощности нагрузки. Из-за этих недостатков “новое семейство” не получило практического применения.

В последнее время появились также публикации о резонансных преобразователях с ККМ с двумя накопительными конденсаторами и несколькими магнитосвязанными обмотками трансформатора, в которых ток перетекает резонансным образом из одной накопительной емкости в другую и затем, через выходную обмотку трансформатора, в нагрузку. В этих преобразователях используется один ключ, а входной дроссель ККМ и изолирующий трансформатор объединены на общем сердечнике в одинмоточный компонент. Данная топология из-за множества магнитных связей практически не поддается аналитическому описанию, попытки публикаций грешат множеством неточностей. Из публикаций видно, что преобразователь работа-

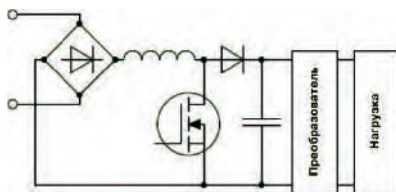


Рис. 5. Активный ККМ на основе повышающего преобразователя

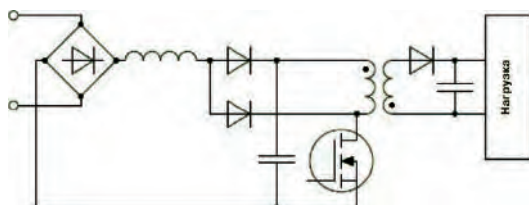


Рис. 6. Объединение функций ККМ и преобразователя в одном силовом ключе

ет, и видно, что начальные предположения при анализе приводят к противоречию работы преобразователя и результатам анализа, вытекающих из сделанных предположений. Применение режима разрывных токов и резонансного принципа работы подразумевает повышенные требования по току к накопительным конденсаторам, однако, если производитель правильно подберет компоненты и сумеет обеспечить высокую повторяемость при серийном производстве, данная топология вполне имеет право на практическое применение.

Альтернативой ККМ являются преобразователи, устроенные таким образом, что их входной ток приблизительно пропорционален входному напряжению. Из таких преобразователей наиболее подходящим для питания светодиодов, с точки зрения авторов, является вариант преобразователя без накопительного конденсатора на первичной стороне. На рис. 7 представлена версия на основе обратного преобразователя.

Преобразователь работает в граничном режиме. Функцию накопительного конденсатора выполняют емкости на выходе преобразователя. Повышенные требования по току конденсаторов здесь окупаются простотой и низкой ценой, а наличие небольшой пульсации выходного напряжения на удвоенной частоте сети вполне допустимо при питании осветительного оборудования. Расчетная форма тока представлена на рис. 8. Теоретически коэффициент мощности такого преобразователя равен 0,99, при этом расчетный состав гармоник входного тока с большим запасом удовлетворяет требованиям класса С.

Специфика нагрузки при питании светодиодов определяет специфические требования к вы-

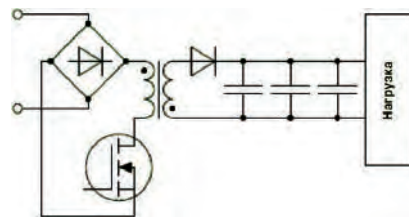


Рис. 7. Преобразователь без накопительного конденсатора на первичной стороне

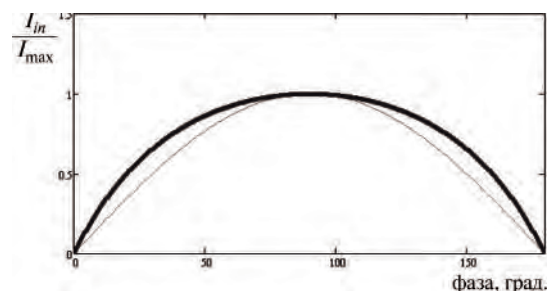


Рис. 8. Расчетная форма тока преобразователя без накопительного конденсатора на первичной стороне

ходной части преобразователей. В основном, по своим выходным параметрам источники питания для светодиодного освещения не должны сильно отличаться от стандартных коммерческих преобразователей.

Отличительными чертами являются:

1. Не всегда требуется гальваническая развязка между входными и выходными цепями.
2. Появилась новая опция – *dimming*.
3. Поскольку светодиоды питаются током, а не напряжением, на рынке требуются преобразователи – источники тока. Источники напряжения также востребованы для питания устройств, содержащих несколько “гирлянд” со своими регуляторами.
4. Более мягкие требования к пульсациям выходного напряжения, особенно на высокой частоте.

Требования по пульсациям на удвоенной частоте сети определяются санитарными нормами СанПиН 2.2.1/2.1.1.1278 03, устанавливающими для обширного класса помещений жилых и общественных зданий нормы на коэффициент пульсации освещенности в пределах 10...20%. При освещении помещений, для которых коэффициент пульсации освещенности не нормируется, следует помнить, что при питании светодиодов импульсным током их эффективность заметно снижается. В этом можно убедиться на простом примере. Для типового светодиода зависимость светового потока от тока имеет ярко выраженный логарифмический характер. В качестве примера рассмотрим типовую характеристику диода CLN6A (рис. 9).

При питании светодиода током 600 мА световой поток больше потока при токе 300 мА приблизительно в 1,5 раза. Следовательно, при питании светодиода импульсным током со скважностью 0,5 и средним значением 300 мА световой поток будет составлять только 0,75 от величины потока при питании постоянным током с тем же средним значением. Это говорит о том, что пульсации напряжения на выходе должны быть в разумных пределах, и не следует пытаться обойтись без конденсаторов при построении преобразователя напряжения, причем, принимая во внимание специфику нагрузки, а именно весьма высокую крутизну вольтамперной характеристики светодиодов в рабочей точке, емкость конденсаторов должна быть достаточно большой, чтобы удержать пульсацию выходного напряжения в разумных пределах. Если пульсации тока на частоте коммутации можно значительно уменьшить с помощью дросселя, включенного последовательно с нагрузкой, то на частоте сети требуемая величина дросселя может оказаться сравнимой с размерами преобразователя вместе с нагрузкой. Исходя из вышеизложенного, любому человеку, которого можно назвать разумным, ясно, что светодиоды следует соединять последовательно:

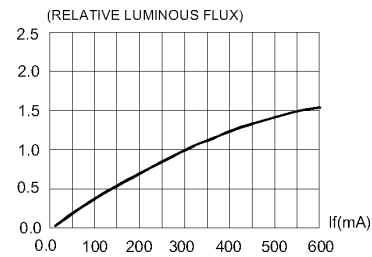


Рис. 9. Типовая зависимость светового потока от тока светодиода

во-первых, при последовательном соединении их дифференциальные сопротивления складываются, что облегчает требования к пульсациям выходного напряжения, во-вторых, при равной мощности нагрузки выходные конденсаторы намного эффективнее работают на высоких напряжениях – можно обойтись одним или двумя конденсаторами, в то время, как на низких напряжениях требуется целая батарея таких же по объему конденсаторов. Преимущества высокого выходного напряжения особенно заметны в преобразователях, в которых выходные конденсаторы несут большую токовую нагрузку.

На основе топологии без накопительного конденсатора на первичной стороне в ЗАО “ММП-Ирбис” был разработан ряд источников питания для светодиодов с выходной мощностью до 100 Вт. На рис. 10 представлена осциллограмма входного тока источника с максимальной выходной мощностью 40 Вт (номинальный ток нагрузки 0,12 А), полученная при следующих условиях:

- входное напряжение: 220,6 В (действующее);
- выходное напряжение: 300 В;
- ток нагрузки: 114 мА;
- входной ток: 0,191 А (действующее)
- потребляемая мощность: 40 Вт.

Хотя форма входного тока заметно отличается от синусоидальной, относительная величина гармоник входного тока с большим запасом удовлетворяет нормам, установленным для осветительного оборудования (рис. 11). Значение коэффициента

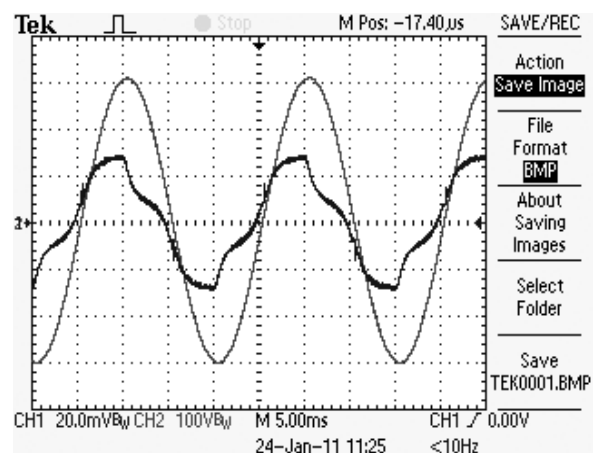


Рис. 10. Входной ток преобразователя

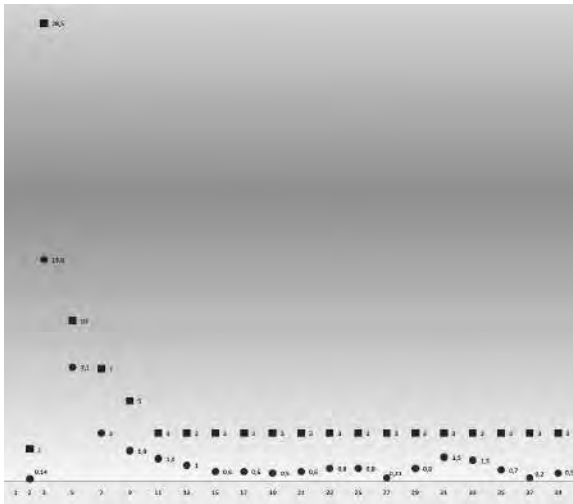


Рис. 11. Гармонический состав входного тока преобразователя

мощности, полученное по результатам измерений, составляет 0,95; коэффициент полезного действия равен 85,5%.

Выводы

По совокупности требований по экономичности, долговечности, экологическим свойствам наиболее предпочтительными выглядят светильники на основе светодиодов. С учетом специфики применения, источники питания для светодиодного освещения должны удовлетворять определенным требованиям, как по качеству входного тока, так и по выходным характеристикам. Кроме того, источники питания должны содержать минимальное количество электронных компонентов, чтобы сохранить стоимость светильника в разумных пределах. Топология обратноходового AC/DC преобразователя без накопительного конденсатора на первичной стороне удовлетворяет всем требованиям и выглядит оптимальной для построения светодиодных светильников с потребляемой мощностью до 100 Вт.

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

Ю. Н. Либенко

ЭВОЛЮЦИЯ ИНТЕЛЛЕКТУАЛИЗАЦИИ СРЕДСТВ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

U. N. Libenko

Evolution Of Secondary Power Sources Facilities
Intellectualization

В статье приведен некоторый обзор развития автоматизации средств вторичного электропитания, в том числе, систем вторичного электропитания (СВЭП) и сделано предположение о достаточности достигнутого уровня автоматизации в СВЭП с магистрально-модульной архитектурой (ММА) для их соответствия классу “интеллектуальных” технических средств на основе приведенного автором критерия и с учетом общих особенностей средств вторичного электропитания. На конкретном примере рассмотрены пути реализации интеллектуальной СВЭП с ММА и ряд ее возможностей.

Ключевые слова: автоматизация, средства вторичного электропитания, интеллектуальная система вторичного электропитания, магистрально-модульная архитектура, алгоритм, адаптация, преобразователь электроэнергии, информационная магистраль, силовые каналы, резервирование.

The paper presents a certain overview of secondary power sources facilities automation development, including secondary power sources systems (SPSS). On the basis of author's brought forward criterion and taking into account common peculiarities of secondary power sources facilities it is supposed that achieved level of SPSS with highway-module architecture (HMA) automation is quite enough to correspond with the class of modern “intellectual” facilities. Procurement routs of intellectual HMA SPSS and a series of its performance capabilities are considered with specific reference.

Key words: automation, secondary power sources facilities, intelligent electric power supply system, highway-module architecture, algorithm, customization, power converter, data highway, power channels, backup.

Никого давно уже не удивляет применение терминов “интеллектуальное и интеллектуальная” к радиоэлектронным устройствам и системам различного назначения во многих областях техники. К ним, по мнению автора, относят такие технические средства (ТС), которые без участия человека — оператора не только выполняют определенный набор функций и обеспечивают требуемые параметры в соответствии с заданным алгоритмом, но и обладают при этом способностью в определенных пределах адаптироваться к изменениям внешних и внутренних факторов, например, значений внешних электрических и климатических параметров, внутреннего теплового режима (перегрева) и других.

В зависимости от изменений различных условий функционирования ТС могут самостоятельно менять в установленных пределах функции, параметры, режимы и алгоритмы работы, адаптируясь к новым условиям.

Необходимой базой для создания интеллектуальных ТС является наличие высокой степени автоматизации протекающих в них процессов, основанной на широком применении цифровых способов обработки информации, средств и элементов вычислительной техники, магистралей передачи данных, специального программного обеспечения (СПО), аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей, преобразователей электрических и неэлектрических величин. В свою очередь, СПО должно создаваться на основе соответствующих алгоритмов работы ТС, предусматривающих возможность их адаптации

к изменениям вышеперечисленных внешних и внутренних факторов.

Интеллектуальные ТС адаптируются к различным изменяющимся условиям за счет априорно заложенной в них избыточности структуры, функций или значений параметров. Во многих случаях это реализуется за счет избыточных возможностей СПО, реже — за счет избыточных возможностей аппаратных узлов. Так, например, интеллектуальная система радиосвязи адаптируется к ухудшению условий приема сигнала (уменьшению отношения “сигнал — помеха”) вначале — за счет изменения значения частоты передачи, вида модуляции, смены вида помехоустойчивого кода, скорости передачи и других функций и параметров, формируемых за счет избыточных возможностей СПО, и лишь затем — за счет увеличения значения мощности передатчика, обеспечиваемой за счет избыточности аппаратных узлов.

Учитывая, что основной функцией силового преобразователя является обеспечение потребителей электроэнергией с регламентированными количественными и качественными характеристиками, интеллектуализация преобразователя должна быть подчинена выполнению именно этой функции путем его адаптации к изменяющимся условиям работы. При этом не изменяются другие функции и значения параметров, а используются только программная (режимы и алгоритмы работы) и аппаратная (реструктуризация) избыточности. Другими словами, возможности интеллектуализации преобразователей электроэнергии по сравнению с

функциональной частью радиоэлектронной аппаратуры, как правило, более ограничены, что видно из вышеприведенного примера.

Степень автоматизации средств вторичного электропитания, реализованных традиционными способами, по сравнению со степенью автоматизации питающихся от них функциональных частей радиоэлектронных ТС, крайне низка по причине отсутствия в первых необходимых аппаратно-программных ресурсов, что, в свою очередь, не позволяет обеспечить их интеллектуализацию.

Эволюция степени автоматизации традиционных средств вторичного электропитания затрагивала лишь их отдельные вспомогательные части, например, узлы защиты от:

- ▶ перегрузки выхода по току и короткого замыкания;
- ▶ перенапряжения в нагрузке;
- ▶ внутреннего и внешнего перегрева;
- ▶ сверхнормативного повышения и понижения входного напряжения;
- ▶ высоковольтных импульсов напряжения во входной цепи.

Достаточно характерным примером является эволюция способов реализации узла защиты от перегрузки по току или короткого замыкания выхода преобразователя, проделавшая путь от применения в выходной цепи плавкой вставки с отсутствием или наличием сигнализации о ее перегорании до способа автоматического периодического опроса состояния этой цепи (значения тока нагрузки). Анализ преобразователем результата опроса завершается выбором дальнейшего режима работы преобразователя: переходом в штатный режим функционирования при восстановлении регламентированного значения тока нагрузки, либо в аварийный режим с отключением выходного напряжения после N -кратного опроса, подтвердившего наличие перегрузки или короткого замыкания.

Аналогичный алгоритм применяется и при реализации узла защиты от внутреннего и внешнего перегрева. Отличием, ввиду большей инерционности изменения температуры, является однократное определение ее значения через определенный промежуток времени после выявления перегрева.

Защита от сверхнормативного повышения и понижения входного напряжения также использует периодический опрос его текущего значения. Кроме того, в узел защиты вводится временная селекция всплесков и провалов этого напряжения для повышения устойчивости его работы.

Меньшим многообразием вариантов реализации отличается узел защиты нагрузки от перенапряжения на выходе преобразователя. Учитывая, что практически всегда причиной данного явления служит неисправность преобразователя, здесь основной задачей является обеспечение максимально быстрого и надежного отключения выходного на-

пряжения от нагрузки с выдачей соответствующего сигнала.

То же можно сказать о защите выхода преобразователя от перенапряжения в нагрузке, возникающего при определенных режимах ее работы.

Более сложные процессы заложены в современных узлах защиты от высоковольтных импульсов напряжения во входной цепи.

Основные виды ограничителей импульсов в этих узлах – варисторы и полупроводниковые ограничители напряжения (ПОН) в силу своих физических свойств имеют ограничения в применении: варисторы – в количестве высоковольтных импульсов со значением энергии, превышающим допустимое, ПОН – в допустимом значении этой энергии. Поэтому в современных узлах защиты, разрабатываемых ОАО “НИИВК им. М. А. Карцева”, производится вычисление значения энергии высоковольтных импульсов и ведется учет их количества.

Кроме того, при сверхнормативном значении энергии импульса, которое может привести к выходу из строя узла защиты, обеспечивается отключение как его самого, так и защищаемого им преобразователя от источника электроэнергии.

Как видно из вышеизложенного, ни один из перечисленных узлов защиты не адаптирует преобразователь электроэнергии к внешнему воздействию фактору, а лишь обеспечивает безопасность нагрузки и (или) самого преобразователя. В подавляющем большинстве случаев срабатывание защит приводит к прекращению работы преобразователя, что зачастую неприемлемо для питаемой им нагрузки.

Известно техническое решение, которое может рассматриваться как некий начальный уровень интеллектуализации преобразователя. Оно позволяет автоматически выбирать один из двух возможных режимов функционирования его входного узла в зависимости от значения входного напряжения, т. е. здесь имеет место “релейная” адаптация преобразователя к номинальному значению (диапазону значений) входного напряжения, выполняемая без участия пользователя.

Следующим, более “интеллектуальным” шагом является обеспечение возможности альтернативного питания преобразователя от нескольких априорно подключенных к нему источников электроэнергии, в том числе и разных по значению напряжения и роду тока.

Преобразователь в соответствии с заданным алгоритмом потребляет электроэнергию только от одного из этих источников. Если в процессе функционирования значение его напряжения выходит за установленные нормы преобразователь автоматически переходит на потребление электроэнергии от другого источника с нормированным значением напряжения.

В качестве конкретного и более совершенного примера можно привести преобразователь напряжения, созданный в ОАО “НИИВК им. М. А. Карцева” и используемый в составе системы резервного освещения автономного объекта.

В отличие от предыдущего случая здесь автоматически реализованы:

- ☞ контроль значения напряжения четырех источников электроэнергии: двух – переменного тока и двух – постоянного тока;
- ☞ определенный алгоритм подключения к источникам постоянного тока в зависимости от значения напряжения источников переменного тока;
- ☞ изменение режима работы преобразователя (коммутация входного напряжения непосредственно на выход или стабилизация значения выходного напряжения) в зависимости от значения напряжения выбранного источника постоянного тока.

В преобразователе применена многоканальная модульная архитектура с обеспечением способа резервирования “ $N + 1$ ”. Вышеупомянутые функции управления и контроля реализованы на базе микроконтроллера и соответствующего СПО. Таким образом, данный преобразователь, обладая определенным уровнем интеллекта, без участия оператора способен адаптироваться к изменению внешних условий и электрических параметров.

Еще одним проявлением интеллекта преобразователя электроэнергии, как такового, можно считать обеспечение возможности адаптации к значению выходной мощности, потребляемой от него нагрузкой. Полезный эффект здесь может быть достигнут за счет оптимизации расхода аппаратного ресурса преобразователя. Однако это справедливо только для преобразователя, реализованного на основе вполне определенной архитектуры. Так, в преобразователях с «моноблочной» или даже с многоканальной «модульной» архитектурой [1] реализация данного технического решения невозможна. Кроме того, при снижении значения коэффициента нагрузки по мощности такого преобразователя менее (0,6–0,7) его КПД заметно снижается.

При реализации преобразователя в виде СВЭП на основе «магистрально-модульной» архитектуры (ММА) и наличии в ней некоторой избыточности в количестве силовых каналов [1] такой эффект достигается автоматическим уменьшением количества включенных силовых каналов, адекватного снижению тока нагрузки на относительно продолжительное время, что позволяет более рационально расходовать аппаратный ресурс СВЭП. Включенные силовые каналы, независимо от их количества, всегда работают с оптимальным значением коэффициента нагрузки по мощности, что позволяет постоянно поддерживать значение КПД СВЭП на заданном уровне.

В целом переход в СВЭП от «моноблочной» или «модульной» архитектуры к ММА является необходимой и существенной предпосылкой для дальнейшего повышения их интеллектуальности. Именно такие СВЭП обладают всеми необходимыми условиями для достижения высокой степени автоматизации путем обеспечения цифровых способов контроля и управления на основе применения в них вышеперечисленных аспектов.

Как отмечено ранее относительно интеллектуальных ТС вообще создание адаптационных возможностей СВЭП с ММА априорно обеспечивается путем внесения необходимой и достаточной избыточности, как в их аппаратную часть, так и в СПО.

Так, для СВЭП с ММА, создаваемой в ОАО “НИИВК им. М. А. Карцева”, характерным является наличие в них:

- ☞ силовой части с необходимым количеством резервных силовых компонентов (нагруженных и ненагруженных) для обеспечения способа резервирования “ $N + 1 + K$ ” [1];
- ☞ информационно-управляющей части, содержащей узел контроля и управления с установленной в него версией системного СПО, вспомогательные узлы преобразования информации, соединенные с компонентами силовой части СВЭП с помощью общей информационной магистрали, энергонезависимого “электронного журнала” состояния СВЭП в целом и ее компонентов;
- ☞ обязательной фиксации всех необходимых данных (исходных, текущих, итоговых), а также различных внешних событий;
- ☞ “привязки” различных данных и событий, зафиксированных в “электронном журнале”, в том числе, наработка СВЭП в целом и ее компонентов к шкале “бортового” времени СВЭП.

Вследствие этого, СВЭП с ММА обладает возможностями:

1. При включенном входном напряжении и до включения выходного напряжения:

– идентификации и фиксации в “электронном журнале” сменных компонентов - определения их типа и электронного серийного номера (с предварительной проверкой его структуры и отсутствия совпадения серийных номеров однотипных сменных компонентов);

– определения комплектности и правильности установки сменных компонентов в каркасе СВЭП;

– определения минимальной достаточности аппаратного ресурса СВЭП для обеспечения ею заданных функций и основных электрических параметров;

– блокировки возможности последующего включения выходного напряжения при отрицательных результатах выполнения вышеперечисленных проверок, а также при нерегламентированных

значениях входного напряжения и температуры окружающей среды.

2. При включении выходного напряжения:

– выбора для включения только работоспособных силовых каналов на основе данных “электронного журнала” о предыдущем цикле включения выходного напряжения;

– включения всех выбранных силовых каналов на общие шины нагрузки и контроля их работоспособности;

– выбора необходимого количества ($N + 1$) силовых каналов согласно установленным критериям и последующего отключения остальных силовых каналов (K).

3. В процессе выдачи выходного напряжения в нагрузку:

– поддержания способа резервирования “ $N + 1$ ” в части силовых каналов в течение заданного периода времени путем автоматической замены отказавших каналов на работоспособные из числа “ K ” согласно установленным критериям, т. е. реализации способа резервирования “ $N + 1 + K$ ” (адаптации к изменению технического состояния компонентов силовой части СВЭП);

– поддержания допустимого внутреннего температурного режима работы компонентов силовых каналов в течение цикла включения выходного напряжения путем автоматической реструктуризации силовой части СВЭП (адаптации к изменению технического состояния компонентов встроенной системы воздушного охлаждения);

– оптимизации расхода ресурса компонентов силовой части СВЭП при уменьшении значения мощности нагрузки путем автоматической реструктуризации этой части (адаптации к уменьшению значения тока нагрузки заданной длительности);

– обеспечения равномерной наработки основных и резервных компонентов силовой части СВЭП путем их автоматической ротации согласно установленным критериям в каждом цикле включения выходного напряжения;

– оперативного выполнения необходимых расчетов, результаты которых определяют алгоритм функционирования СВЭП;

– обеспечения необходимого информационного обмена СВЭП с внешними устройствами контроля и управления;

– формирования и передачи на внешние устройства контроля и управления априорных сообщений о недостаточности резервных ресурсов или о возможности наступления нештатных ситуаций;

– обеспечения комплекса защит от воздействия ряда внешних нештатных ситуаций различного характера.

Приведенный пример отражает лишь некоторые возможности СВЭП с ММА, дальнейшие направления интеллектуализации которых будут определяться возлагаемыми на них задачами и адекватным повышением уровня автоматизации выполняемых процессов.

Литература

1. *Либенко Ю. Н., Четин А. Н.* Пути повышения безотказности систем вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры // *Электропитание*, № 4, 2010 г.

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

В. И. Колосов

СНИЖЕНИЕ МОЩНОСТИ ПОТЕРЬ В КЛЮЧЕВОМ ЭЛЕМЕНТЕ FLYBACK–FORWARD ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

V. I. Kolosov

Исследована возможность снижения мощности статических потерь в ключевом элементе – MOSFET транзисторе однотактного изолированного DC/DC преобразователя. Показаны особенности минимизации мощности потерь путем определения оптимальных значений обобщенного параметра трансформации при фиксированном и изменяющемся напряжении питания. Приведены примеры определения оптимальных значений обобщенного параметра и количественная оценка снижения мощности потерь.

Ключевые слова: преобразователи постоянного напряжения в постоянное, прямоходовой и обратногоходовой преобразователи, мощность потерь.

Power Losses Reduction In A Flyback–Forward Converter Switching Element

Possibility of static power losses reduction is investigational in a switching element – MOSFET transistor of the single-ended isolated DC/DC converter. The features of minimization of power of losses are shown by determination of optimum values of the generalized parameter of transformation at the fixed and changing voltage of feed. Examples of determination of optimal values of the generalized parameter and quantitative estimation of decline of losses are made.

Key words: DC-DC converters, Forward and Flyback converters, power.

Однотактные изолированные DC/DC преобразователи находят широкое применение в качестве вторичных источников питания различных радиоэлектронных устройств. Наиболее распространенными являются преобразователи типа *Flyback* и *Forward*. Для высоковольтных приложений при небольшой мощности предпочтение отдается *Flyback* преобразователю, обладающему такими преимуществами, как простота схемы и небольшое количество элементов. Вместе с тем, необходимость исполнения трансформатора с большими значениями коэффициента трансформации при соблюдении требований к электрической прочности изоляции сопровождается негативными факторами: большой индуктивностью рассеяния и увеличением массогабаритных показателей трансформатора [1].

Более удачным решением, позволяющим уменьшить значения коэффициента трансформации и улучшить сопутствующие параметры, следует признать *Flyback-Forward* преобразователь [1], представленный на рис. 1.

В основу принципа его работы положена как прямая (*Forward*) передача энергии через трансфор-

матор в нагрузку на стадии проводящего состояния ключа S, так и обратногоходовая (*Flyback*) передача запасенной в индуктивности трансформатора энергии при закрытом состоянии ключа. При этом выходное напряжение и мощность преобразователя представляют сумму составляющих от каждого способа передачи энергии.

Прямая передача энергии (через VD1 на C1), несмотря на изменяемый коэффициент заполнения импульсов тока ключа, обеспечивает только нерегулируемое преобразование питающего напряжения [2]. Регулируемая часть выходного напряжения формируется обратногоходовой составляющей (через VD2 на C2). При последовательном соединении нерегулируемого U_{C1} и регулируемого U_{C2} напряжений сохраняется возможность управления и стабилизации выходного напряжения преобразователя U_L в целом.

Понятно, что при изменении питающего напряжения в заданных пределах E_{min}, \dots, E_{max} соотношение прямоходовой и обратногоходовой составляющих выходного напряжения и их мощности будут изменяться.

Возникает вопрос о некотором рациональном соотношении составляющих выходного напряжения преобразователя на рассмотренных стадиях передачи энергии, которое бы способствовало минимизации мощности потерь преобразования.

В работе [1] предлагается принцип равного распределения мощности путем запаса в индуктивности трансформатора энергии, обеспечивающей половину необходимой выходной мощности преобразователя. Выбор такого принципа на первый взгляд логичен, хоть и не имеет энергетического обоснования.

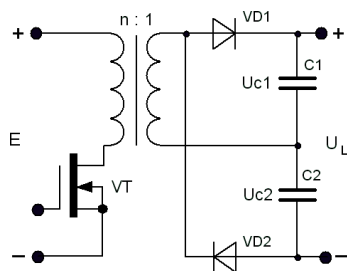


Рис. 1. Схема *Flyback-Forward* преобразователя

Определение значения коэффициента трансформации и соответствующего ему диапазона значений коэффициента заполнения импульсов также не имеют конкретной обоснованной аргументации, тогда как правильный выбор этих параметров играет существенную роль в снижении мощности статических потерь в ключе.

Анализ мощности потерь в ключевом элементе

В работе [3] рассматривается подход для оценки относительной мощности статических потерь в ключевом элементе однотактных *Flyback* и *Forward* преобразователей, позволяющий определить оптимальные значения коэффициента трансформации по критерию минимизации этих потерь. Этот подход можно также применить к ключевому элементу *Flyback-Forward* преобразователя.

Известно, что мощность статических потерь в *MOSFET* транзисторе, который используется в качестве ключа (рис. 1), определяется выражением [4]:

$$P_s = I_{rms}^2 \cdot R_{ds}, \quad (1)$$

где R_{ds} – сопротивление канала в проводящем состоянии;

I_{rms} – действующее значение протекающего тока.

Для приведения формулы (1) к относительному виду предложено ввести обобщенный параметр трансформации [3]:

$$m = nU_L / E_{max}, \quad (2)$$

где n – коэффициент трансформации;

U_L – выходное напряжение преобразователя;

E_{max} – максимальное значение из заданных пределов изменения питающего напряжения.

В *Flyback-Forward* преобразователе обобщенный параметр m имеет физический смысл отношения размаха импульсного напряжения на первичной обмотке трансформатора nU_L к максимальному значению питающего напряжения E_{max} .

Поскольку максимальное напряжение на ключе $U_{s,max}$ равно импульсному напряжению на первичной обмотке трансформатора $U_{s,max} = nU_L$ (без учета паразитных выбросов напряжения), то обобщенный параметр m равен отношению:

$$m = U_{s,max} / E_{max}. \quad (3)$$

При фиксированном напряжении U_L максимальное напряжение на ключе $U_{s,max}$ не зависит от изменений питающего напряжения, а определяется значением коэффициента трансформации n .

Текущее значение напряжения питания E из заданных пределов E_{min}, \dots, E_{max} выразим через коэффициент изменения (снижения) напряжения $K_E \geq 1$ относительно максимального значения E_{max} :

$$E = E_{max} / K_E. \quad (4)$$

При $E = E_{min}$ коэффициент изменения напряжения принимает максимальное значение $K_{Em} = E_{max} / E_{min}$, которое принято называть кратностью изменения питающего напряжения [5].

Сопротивление канала *MOSFET* транзистора в проводящем состоянии R_{ds} функционально связано с предельно-допустимым значением напряжения сток-исток $U_{s,max}$ соотношением [4], которое с учетом выражения (3) принимает вид:

$$R_{ds} = \left(\frac{U_{s,max}}{E_{max}} \right)^\alpha \cdot R_{ds0} = m^\alpha \cdot R_{ds0}, \quad (5)$$

где R_{ds0} – базовое сопротивление проводящего канала транзистора, при напряжении $U_{s,max} = E_{max}$;

$\alpha = 2,2, \dots, 2,7$ – показатель степени.

Из-за дискретности ряда предельно-допустимых значений напряжения $U_{s,max}$ выпускаемых *MOSFET* транзисторов зависимость $(U_{s,max} / E_{max})^\alpha$ имеет вид ступенчатой показательной функции, однако для упрощения считаем эту зависимость непрерывной.

Функция преобразования данного типа преобразователя:

$$\frac{U_L}{E} = \frac{1}{n} \cdot \frac{1}{1-D},$$

где D – коэффициент заполнения импульсов тока ключа.

Отсюда коэффициент заполнения импульсов тока ключа с учетом выражений (2), (4) определяется:

$$D = \frac{K_E \cdot m - 1}{K_E \cdot m}. \quad (6)$$

Считая для простоты форму импульсного тока ключа прямоугольной, его действующее значение I_{rms} , с учетом (4), (6), можно представить:

$$I_{rms} = \frac{P}{E \cdot \sqrt{D}} = \frac{P}{E_{max}} \cdot K_E \sqrt{\frac{K_E \cdot m}{K_E \cdot m - 1}}, \quad (7)$$

где P – входная мощность преобразователя.

После подстановки (5), (7) в выражение (1) получим преобразованную формулу мощности потерь:

$$P_s = \left(\frac{P}{E_{max}} \right)^2 R_{ds0} \cdot \frac{K_E^3 \cdot m^{\alpha+1}}{K_E \cdot m - 1}. \quad (8)$$

Окончательно выражения (5), (7) и (8), приведенные к относительному виду:

$$R_{ds}^* = \frac{R_{ds}}{R_{ds0}} = m^\alpha; \quad (9)$$

$$I_{rms}^* = I_{rms} \frac{E_{max}}{P} = K_E \sqrt{\frac{K_E \cdot m}{K_E \cdot m - 1}}; \quad (10)$$

$$P_s^* = \frac{P_s}{R_{ds0}} \left(\frac{E_{\max}}{P} \right)^2 = \frac{K_E^3 \cdot m^{\alpha+1}}{K_E \cdot m - 1} \quad (12)$$

По аналитическим выражениям (9), (10), (11) при $K_E = 1$, $\alpha = 2,2$ на рис. 2 представлены графические зависимости сопротивления проводящего канала транзистора R_{ds}^* , квадрата действующего тока ключа I_{rms}^{*2} и мощности потерь P_s^* от значения обобщенного параметра m .

Как видно, поведение кривых R_{ds}^* и I_{rms}^{*2} носит разнонаправленный характер, то есть с увеличением обобщенного параметра m кривая R_{ds}^* растет, а кривая I_{rms}^{*2} – снижается. Благодаря этому кривая мощности потерь P_s^* , (как произведение I_{rms}^{*2} на R_{ds}^*) имеет экстремум – минимум. Эта особенность положена в основу минимизации потерь в ключе.

На практике при проектировании преобразователя может возникнуть одно из возможных требований к мощности потерь в ключе:

- ▶ получение минимальной мощности потерь только при одном номинальном значении напряжения питания, без претензий к размеру увеличения потерь из-за отклонения питающего напряжения от этого значения;

- ▶ получение минимальной мощности потерь в целом для заданных пределов изменения питающего напряжения E_{\min} , ..., E_{\max} .

Для нахождения минимальной мощности потерь в ключе по первому требованию зафиксируем в выражении (11) значение $K_E = 1 (E = E_{\max})$ и исследуем полученное выражение на экстремум по переменной m :

$$\frac{dP_s^*(K_E = 1)}{dm} = \frac{d}{dm} \left(\frac{m^{\alpha+1}}{m-1} \right) = 0.$$

В результате решения получаем зависимости для оптимального значения обобщенного параметра:

$$m_{opt1} = (\alpha + 1) / \alpha \quad (12)$$

и относительной мощности потерь в точке экстремума:

$$P_{s.min}^* = \frac{(\alpha + 1)^{\alpha+1}}{\alpha^\alpha}.$$

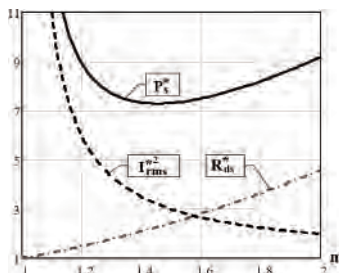


Рис. 2. Влияние изменения обобщенного параметра m на электрические параметры ключа

При значениях $\alpha = 2,2, \dots, 2,7$ имеем:

$$1,37 \leq m_{opt1} \leq 1,45 \text{ и } 7,3 \leq P_{s.min}^* \leq 8,66.$$

Подставляя выражение (12) в (2), находим для этого случая оптимальное значение коэффициента трансформации:

$$n_{opt.1} = m_{opt.1} \frac{E}{U_L} = \frac{\alpha + 1}{\alpha} \cdot \frac{E}{U_L}.$$

При изменяющемся напряжении питания поведение относительной мощности потерь в ключе, согласно выражению (11), носит явно выраженный экстремальный характер. Семейство кривых на рис. 3 иллюстрирует такое поведение.

В этих условиях имеет смысл рассматривать минимизацию значений потерь только на границах диапазона изменения питающего напряжения, поскольку в середине диапазона значения потерь будут заведомо меньшими.

Поэтому предложено для заданных пределов изменения питающего напряжения от E_{\max} ($K_E = 1$) до E_{\min} ($K_E = K_{Em}$) минимизацию потерь проводить по принципу равенства значений потерь в указанных граничных точках.

Приравнявая значения $P_s^* (K_E = 1)$ и $P_s^* (K_E = K_{Em})$ из формулы (11), получим оптимальное значение обобщенного параметра:

$$m_{opt.2} = \frac{K_{Em}^3 - 1}{K_{Em} (K_{Em}^2 - 1)}. \quad (13)$$

На рис. 4 показана зависимость оптимального значения обобщенного параметра m_{opt2} от кратности изменения напряжения питания K_{Em} .

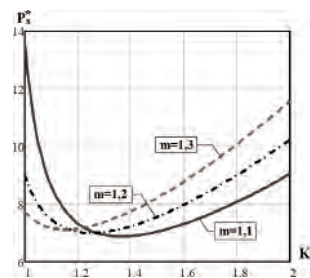


Рис. 3. Зависимости относительной мощности потерь P_s^* от коэффициента изменения питающего напряжения K_E при $\alpha = 2,2$

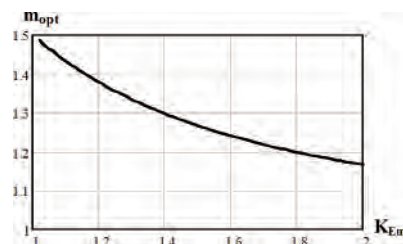


Рис. 4. Зависимость оптимального значения обобщенного параметра m_{opt2} от кратности изменения напряжения питания K_{Em}

Сравнение мощности потерь при разных принципах определения обобщенного параметра

Для иллюстрации правильности выбранного принципа минимизации потерь в условиях изменения питающего напряжения проведем сравнение потерь в ключе для следующих значений обобщенного параметра:

– оптимальное значение обобщенного параметра m_{opt2} (13) по предложенному принципу равенства потерь на границах диапазона питающего напряжения;

– значение m_{eq} , соответствующее принципу равной передачи мощности на стадиях прямого и обратного хода преобразователя [1] при номинальном значении питающего напряжения;

– значение m_{nom} , при котором минимум потерь соответствует номинальному значению питающего напряжения.

Равной передаче мощности на стадиях прямого и обратного хода преобразователя соответствует значение обобщенного параметра:

$$m_{eq} = \frac{2}{K_{E,nom}} \quad (14)$$

где $K_{E,nom} = \sqrt{K_{Em}}$ – номинальное значение коэффициента изменения напряжения питания.

Для нахождения минимальной мощности потерь в пределах изменения K_E исследуем выражение (11) на экстремум по этой переменной:

$$\frac{d}{dK_E} \left(\frac{K_E^3 \cdot m^{\alpha+1}}{K_E \cdot m - 1} \right) = 0.$$

В результате решения имеем выражение обобщенного параметра, значение которого при номинальном напряжении питания соответствует минимуму потерь:

$$m_{nom} = 3/2 K_{E,nom} \quad (15)$$

Пусть кратность изменения питающего напряжения $K_{Em}=2$, тогда $K_{E,nom}=2^{0,5}$ и значения обобщенного параметра согласно формулам (13), (14), (15) составят: $m_{opt2} = 1,167$; $m_{eq} = 1,41$; $m_{nom} = 1,064$.

На рис. 5 приведены кривые относительной мощности потерь в ключе P_s^* для полученных значений обобщенного параметра.

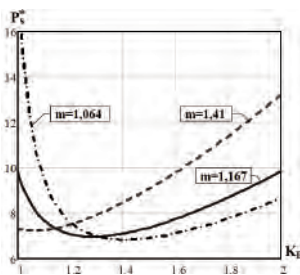


Рис. 5. Сравнение потерь в ключе при разных принципах определения значения обобщенного параметра

Из кривых видно, что в диапазоне двукратного изменения питающего напряжения ($1 \leq K_E \leq 2$) минимальная мощность потерь $P_s^* \leq 9,8$ достигается при $m_{opt2} = 1,167$. Использование двух других принципов определения значения обобщенного параметра приводит к повышению мощности потерь на краях диапазона до $P_s^* = 13,2$ (на 34,7%) при $m_{eq} = 1,41$ и до $P_s^* = 19$ (на 93,8%) при $m_{nom} = 1,064$.

Примеры сравнения мощности потерь

Пример 1. Фиксированное напряжение питания

Исходные данные:

– напряжение питания $E = 48$ В;

– входная мощность $P = 500$ Вт.

а). Равная передача мощности на стадиях прямого и обратного хода преобразователя. Этому условию соответствует коэффициент заполнения импульсов $D = 0,5$ и значение обобщенного параметра: $m_e = 1/(1 - D) = 2$.

Максимальное рабочее напряжение на ключе:

$$U_{s,max} = m_e E = 2 \cdot 48 = 96 \text{ В.}$$

Выберем в качестве ключа *MOSFET* транзистор типа IRFB4710 с предельно-допустимым напряжением $U_{ds1} = 100 \text{ В} > U_{s,max} = 96 \text{ В}$, который имеет $I_d = 75 \text{ А}$; $R_{ds1} = 14 \text{ мОм}$.

Мощность статических потерь в ключе:

$$P_{s,e} = \left(\frac{P}{E} \right)^2 \frac{R_{ds}}{D} = \left(\frac{500}{48} \right)^2 \frac{0,014}{0,5} = 3,04 \text{ Вт.} \quad (16)$$

б). Оптимизация обобщенного параметра при номинальном напряжении питания. Оптимальное значение обобщенного параметра при $\alpha = 2,2$:

$$m_{opt1} = (\alpha + 1) / \alpha = (2,2 + 1) / 2,2 = 1,45.$$

Максимальное рабочее напряжение на ключе:

$$U_{s,max} = m_{opt1} \cdot E = 1,45 \cdot 48 = 69,6 \text{ В.}$$

Выберем *MOSFET* транзистор IRFB3307 с предельно-допустимым напряжением $U_{ds2} = 75 \text{ В} > U_{s,max} = 69,6 \text{ В}$, который имеет $I_d = 130 \text{ А}$; $R_{ds2} = 6,3 \text{ мОм}$.

Коэффициент заполнения импульсов:

$$D = (m_{opt1} - 1) / m_{opt1} = 0,31.$$

Мощность статических потерь в ключе:

$$P_{s,opt} = \left(\frac{P}{E} \right)^2 \frac{R_{ds}}{D} = \left(\frac{500}{48} \right)^2 \frac{0,0063}{0,31} = 2,2 \text{ Вт.} \quad (17)$$

Сравнение значений, полученных в (16) и (17), показывает, что оптимизация обобщенного параметра дает снижение потерь в 1,38 раза (на 27,6%).

Пример 2. Изменяющееся напряжение питания

Исходные данные:

– диапазон изменения напряжения $E = 24, \dots, 48$ В ($K_{Em} = 2$);

– номинальное напряжение питания $E_{nom} = 36$ В ($K_{Enom} = 48 \text{ В} / 36 \text{ В} = 1,33$);

– входная мощность $P = 500$ Вт.

а) **Равная передача мощности на стадиях прямого и обратного хода преобразователя.** Это условие выполняется при номинальном значении питающего напряжения $E_{ном} = 36$ В ($K_{Eном} = 1,33$) и коэффициенте заполнения импульсов $D = 0,5$. По формуле (6) находим значение обобщенного параметра $m_{eq} = 1,5$.

б) **Равные потери на границах диапазона питающего напряжения.** Минимальным потерям в ключе в пределах двукратного диапазона изменения напряжения питания $K_{Em} = 2$ соответствует, согласно формуле (13), оптимальное значение обобщенного параметра: $m_{opt2} = 1,167$.

Для обоих вариантов в табл. 1 приведены результаты выбора *MOSFET* транзисторов, численные значения мощности потерь в ключе и оценка снижения потерь при оптимизации обобщенного параметра.

Таблица 1

Параметры	Значение обобщенного параметра	
	$m_{opt2} = 1,167$	$m_{eq} = 1,5$
Максимальное рабочее напряжение на ключе, В	56	72
Тип <i>MOSFET</i>	IRFB3206	IRFB3307
Предельно допустимые напряжение / ток, В/А	60/210	75/130
Сопротивление открытого канала, мОм	3	6,3
Коэффициент заполнения импульсов, $D_{min} / D_{ном} / D_{max}$	0,143 / 0,39 / 0,57	0,33 / 0,50 / 0,67
Мощность потерь в ключе, Вт		
$P_s(E_{min} = 24$ В)	2,28	4,1
$P_s(E_{ном} = 36$ В)	1,48	2,43
$P_s(E_{max} = 48$ В)	2,28	2,05
Снижение мощности потерь, %		
$\delta P_s(E_{min} = 24$ В)	-44,4	
$\delta P_s(E_{ном} = 36$ В)	-39	
$\delta P_s(E_{max} = 48$ В)	+0,11	

Как видно, оптимальное значение обобщенного параметра $m_{opt2} = 1,167$ обеспечивает снижение потерь на (39...44)% в пределах изменения напряжения питания от номинального до минимального значения.

Выводы

1. Рассмотрен подход для оценки относительной мощности потерь в ключевом элементе *Flyback-*

Forward преобразователя, который позволяет определить оптимальные значения обобщенного параметра трансформации, соответствующие минимуму этих потерь.

2. Проведено сравнение мощности потерь при значениях обобщенного параметра, соответствующих равной передаче мощности на стадиях прямого и обратного хода преобразователя и при оптимизированных значениях. В последнем случае при фиксированном напряжении питания достигается снижение мощности потерь в 1,3...1,4 раза, а при двукратном изменении напряжения питания – снижение в 1,4...1,45 раза.

3. Максимальное напряжение на ключе при оптимальных значениях обобщенного параметра трансформации не превышает максимальное напряжение питания более чем в 1,2...1,5 раза.

4. Приведены примеры определения оптимального значения обобщенного параметра с выбором конкретных типов *MOSFET* транзисторов, подтверждающие снижение мощности потерь.

Литература

1. Костиков В. Г., Никитин И. Е. Источники электропитания высокого напряжения РЭА. – М.: Радио и связь, 1986. – 200 с.

2. Бас А. А., Миловзоров В. П., Мусолин А. К. Источники вторичного электропитания с бестрансформаторным входом. – М.: Радио и связь, 1987. – 160 с.

3. Колосов В. И. Минимизация мощности статических потерь в ключевом элементе однотактных DC/DC преобразователей // Техническая электродинамика. Тематический выпуск: “Силовая электроника и энергоэффективность”. – Киев, 2010, – Часть 1, С. 222–225.

4. Воронин П. А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. – М.: Издательский дом “Додэка-XXI”, 2001. – 384 с.

5. Моин В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 376 с.

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

М. М. Дудкин

ОДНОФАЗНЫЕ ОБРАТИМЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ УЛУЧШЕНИЯ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ В СЕТЯХ ОГРАНИЧЕННОЙ МОЩНОСТИ

М. М. Дудкин

Приведены результаты экспериментальных исследований однофазного обратимого преобразователя напряжения (ОПН), работающего в режимах компенсации реактивной мощности и активного фильтра высших гармоник, что улучшает энергетические показатели и качество электрической энергии. Рассмотрен алгоритм переключения силовых вентилей однофазного ОПН, позволяющий повысить быстродействие и снизить массогабаритные показатели преобразователя. Рассмотрены вопросы помехоустойчивости систем управления однофазных ОПН на основе развертывающихся преобразователей (РП) с различными принципами построения. Приведены пространства динамического состояния РП при воздействии входного гармонического сигнала в широком частотном диапазоне.

Ключевые слова: обратимый преобразователь напряжения, фильтр-компенсатор, компенсатор реактивной мощности, активный фильтр, развертывающийся преобразователь, широтно-импульсная модуляция, тиристорный преобразователь, преобразователь частоты, энергетические характеристики.

Reversible Single-Phase Converters For Electric Power Quality Improvement In Restricted Power Electric Mains

The results of experimental investigation of a single-phase reversible voltage converter (RVC), operating under conditions of reactive power compensation and higher harmonics active filter, that improves power performances and electrical energy quality are given. Switching algorithm for power switches of a single-phase VRC, allowing to increase operating speed and decrease bulk-overall indices of a converter are considered. The questions of noise stability of a single-phase RVC control systems based on sweep converters (SC) with different design principles are considered. The spaces of SC dynamic state when affected by the input harmonic signal in a wide frequency range are given.

Key words: voltage reversible transducer, filter-compensator, reactive power compensator, active filter, sweep converter, pulse-width modulation, thyristor converter, frequency converter, power performances.

Проблема снижения потерь и повышения качества электрической энергии в электрических сетях ограниченной мощности является одной из важнейших задач при решении проблемы ресурсосбережений, в частности, энергосбережений в промышленных технологических системах и комплексах. Передача максимальной активной мощности является показателем эффективности использования электрической сети [1].

Общеизвестным способом повышения $\cos\varphi$ в системах электроснабжения является применение батарей конденсаторов [2]. Однако при включении вентильных нагрузок, существенно ухудшающих синусоидальность напряжения сети, наличие компенсирующих конденсаторов может вызвать опасные высокочастотные колебания, сводящие на нет целесообразность их применения.

Одним из возможных вариантов решения данной проблемы является применение обратимых преобразователей напряжения (ОПН), позволяющих существенно улучшить показатели качества электрической энергии в системах электроснабжения [3].

Функциональная схема ОПН (фильтр-компенсатор)

Функциональная схема однофазного обратимого преобразователя напряжения, работающего в режимах компенсации реактивной мощности и активного фильтра, представлена на рис. 1. Подобный преобразователь часто называют фильтром-компенсатором [4]. В его основе лежит ОПН [5], подключаемый параллельно напряжению сети и представляющий собой однофазный транзисторный мост Т1–Т4, шунтированный обратными диодами D1–D4, с дросселем L1 на входе и емкостным накопителем C_d на выходе. Методами модуляции, в частности, широтно-импульсной (ШИМ), на зажимах моста *a*, *b* с помощью ключей Т1–Т4 формируются импульсы напряжения u_{ab} в соответствии с требуемым законом регулирования. После фильтрации этого напряжения дросселем L1 в сеть переменного напряжения u_1 поступает компенсирующий ток i_k , мгновенное значение которого изменяется в соответствии с функцией модуляции напряжения U_d , которое на выходе преобразователя поддерживается постоянным за счет его системы управления. Изменяя функцию модуляции, можно получить компенсирующий ток с различными мгновенными значениями во времени. Основным

ограничением точности воспроизведения заданной функции является значение рабочей частоты ШИМ преобразователя f_0 , которое должно превышать верхний предел частотного спектра формируемого тока не менее, чем на порядок.

На входе ОПН необходимо устанавливать электромагнитный (сетевой) фильтр (ЭМФ), предназначенный для предотвращения проникновения в сеть высокочастотных гармоник, соответствующих частотному спектру ШИМ.

Схема на рис. 1 в основном используется для устранения искажений токов, создаваемых нелинейной нагрузкой, например, неуправляемым выпрямителем с емкостным фильтром на выходе, а также может выполнять функции компенсатора реактивной мощности первой гармоники. При отсутствии фильтра-компенсатора искаженный ток нагрузки вызывает падение напряжения на внутреннем сопротивлении сети. В результате напряжение на шинах различных потребителей становится несинусоидальным. Для исключения этого явления фильтр-компенсатор формирует компенсирующий ток i_k , который в сумме с искаженным током нагрузки i_n формирует в сети синусоидальный ток i_1

$$i_1 = i_k + i_n \text{ или } i_k = i_1 - i_n. \quad (1)$$

Рассмотрим более подробно систему управления ОПН, работающего в режиме фильтра-компенсатора (рис. 1).

Для синхронизации преобразователя с сетью в системе управления используется датчик напряжения ДН1, на выходе которого формируется опорное напряжение синусоидальной формой $U_{оп} \sin \omega t$. В

ячейке сдвига ЯС осуществляется фазовый сдвиг синусоидального сигнала на заданный угол $\varphi_{зад}$, что обеспечивает требуемый $\cos \varphi$ на входе преобразователя. С целью достижения наиболее высоких энергетических показателей в системе рекомендуется задавать $\varphi_{зад} = 0$.

Для стабилизации выпрямленного напряжения U_d на конденсаторе C_d и расчета амплитуды заданного тока $I_{1м.зад}$ в системе управления введен внешний контур напряжения, состоящий из датчика напряжения ДН2, сглаживающего фильтра Φ , источника сигнала задания $U_{d.зад}$ и ПИ-регулятора напряжения РН с блоком ограничения БО, ограничивающим амплитуду потребляемого тока $I_{1м.зад}$. В блоке перемножения формируется мгновенное значение заданного тока $i_{1зад} = I_{1м.зад} \sin(\omega t + \varphi)$.

Формирование компенсирующего тока i_k обеспечивается внутренним контуром регулирования, состоящим из дросселя $L1$, датчика тока ДТ2 и ПИ-регулятора тока РТ.

Переключение силовых транзисторов осуществляется в режиме ШИМ по симметричному закону управления [6], когда поочередно в проводящее состояние переходят ключи, расположенные по диагоналям моста ОПН. Данную функцию в системе управления выполняет развертывающий преобразователь (РП) [7] и распределитель импульсов РИ. РП, реализующий широтно-импульсную модуляцию второго рода (ШИМ-2) [6, 8], состоит из сумматора Σ , релейного элемента РЭ и генератора пилообразного напряжения ГПН с линейно нарастающим и спадающим фронтами пилообразного сигнала развертки (рис. 1). При этом в РП заложен "вертикальный" принцип управления с выборкой мгновенных значений входного воздействия [8], когда осуществляется непосредственное сравнение сигнала управления с пилообразным напряжением с целью выделения интервалов времени включенного (выключенного) состояния силовых ключей преобразователя. Блок РИ распределяет импульсы управления в соответствии с системой логических уравнений

$$\begin{cases} u_3 = u_4 = Q; \\ u_1 = u_2 = \bar{Q}, \end{cases}$$

где Q, \bar{Q} – прямое и инверсное значение сигнала на выходе модулятора.

Драйверы в системе управления обеспечивают усиление и согласование управляющих импульсов РИ с силовыми ключами ОПН.

Для устранения искажений токов, создаваемых нелинейной нагрузкой, и компенсации реактивной мощности первой гармоники в систему управления введен датчик тока ДТ1, выходная координата которого позволяет рассчитать компенсирующий ток i_k преобразователя в соответствии с выражением (1).

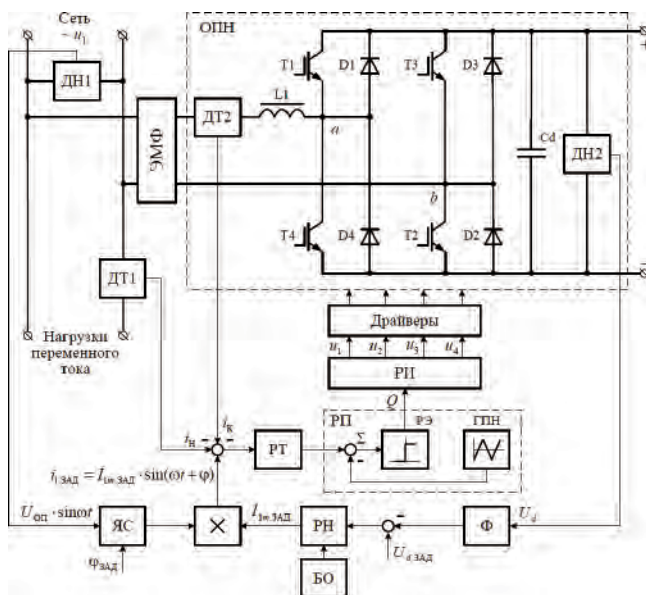


Рис. 1. Функциональная схема однофазного обратимого преобразователя напряжения, работающего в режимах компенсации реактивной мощности и активного фильтра

Однофазный ОПН в режиме компенсации реактивной мощности

Экспериментальные исследования для режима компенсации реактивной мощности и активного фильтра высших гармоник были проведены на основе однофазного обратимого преобразователя напряжения, разработанного на кафедре электропривода Южно-Уральского государственного университета и изготовленного в ООО НПП “Учтех-Профи”.

Таблица 1

Название параметра		Значение	Название параметра	Значение
Напряжение на входе ОПН (U_1)		~220 В	Напряжение на выходе ОПН (U_2)	≈360 В
Мощность ОПН (S_1)		300 ВА	Емкостный накопитель (C_d)	440 мкФ
Индуктивное сопротивление дросселя (L_1)		40 мГн	Активное сопротивление дросселя (R_1)	1 Ом
П-образный ЭМФ	Емкость (C_ϕ)	1 мкФ	Пороговое напряжение ключа и обратного диода моста (U_ϕ)	2 В
	Индуктивность (L_ϕ)	2,2 мГн	Частота коммутации ключей (f_ϕ)	18 кГц

При работе ОПН в режиме компенсации реактивной мощности в качестве нагрузок переменного тока были задействованы:

- активно-индуктивная нагрузка с параметрами $R_H = 200$ Ом; $L_H = 0,96$ Гн;
- однофазный реверсивный тиристорный преобразователь (ТП), работающий на активно-индуктивную нагрузку ($R_H = 200$ Ом; $L_H = 0,78$ Гн).

На рис. 2 приведены осциллограммы токов и напряжений однофазного ОПН, работающего в режиме компенсации реактивной мощности, совместно с активно-индуктивной нагрузкой (фазовый сдвиг между током и напряжением $\varphi \approx 55$ эл. град)

и однофазным тиристорным преобразователем (угол управления тиристорами $\varphi \approx 30$ эл. град). Там же видно, каким должен быть компенсирующий ток i_k ОПН, чтобы при включении всех нагрузок (ток i_n) из сети потреблялся синусоидальный ток i_1 , передающий необходимую активную мощность и сдвинутый относительно напряжения сети u_1 на угол $\varphi = 0$.

На рис. 3 представлены экспериментальные энергетические характеристики однофазного ОПН, работающего в режиме компенсации реактивной мощности. Видно, что при отсутствии компенсатора реактивной мощности в диапазоне α от 15 до 150 эл. град коэффициент мощности системы χ и $\cos\varphi$ имеют низкое значение, лежащее в пределах от 0,78 до 0,55.

При наличии компенсатора значения χ и $\cos\varphi$ близки к единице, что свидетельствует об эффективном использовании электроэнергии и снижении потерь в сети. Небольшое уменьшение χ с ростом угла управления α объясняется тем, что при больших углах управления α активная мощность, потребляемая из сети тиристорным преобразователем, резко снижается, что, в конечном итоге, приводит к уменьшению тока i_1 и, как следствие, влечет за собой рост коэффициента несинусоидальности тока, формируемого ОПН.

На рис. 3б приведена зависимость $\delta I_1 = F(\alpha)$, показывающая относительное снижение тока, потребляемого из сети, при наличии компенсатора в системе при изменении угла управления α :

$$\delta I_1 = (I_{1(\text{БК})} - I_{1(\text{К})}) / I_{1(\text{БК})}, \quad (2)$$

где δI_1 – относительное снижение тока, потребляемого из сети; $I_{1(\text{БК})}$, $I_{1(\text{К})}$ – действующее

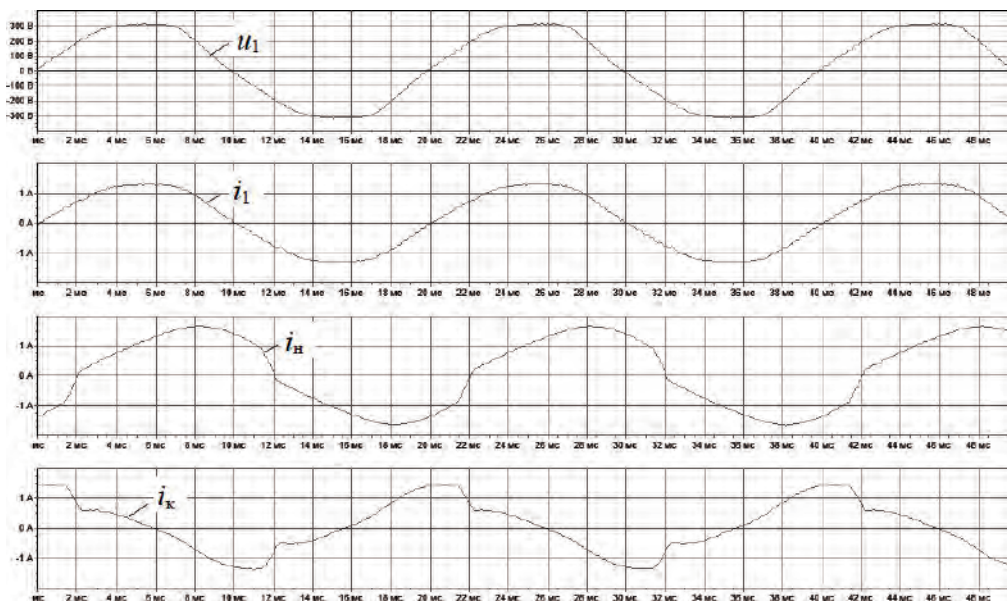
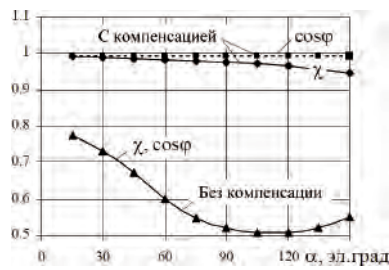
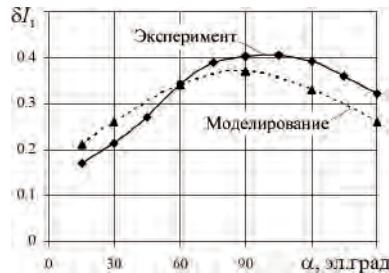


Рис. 2. Осциллограммы токов и напряжений однофазного ОПН, работающего в режиме компенсации реактивной мощности, совместно с активно-индуктивной нагрузкой и тиристорным преобразователем ($\varphi \approx 30$ эл. град; $\varphi \approx 55$ эл. град)



а



б

Рис. 3. Энергетические характеристики однофазного ОПН, работающего в режиме компенсации реактивной мощности, совместно с активно-индуктивной нагрузкой и тиристорным преобразователем: $\chi = F(\alpha)$, $\cos\varphi = F(\alpha)$ (а); $\delta I_1 = F(\alpha)$ (б)

значение тока, потребляемого из сети, при отсутствии и наличии компенсатора соответственно.

Анализ зависимости, приведенной на рис. 3б, позволяет сделать вывод о том, что применение ОПН позволяет снизить действующее значение тока I_1 , потребляемого из сети (при $\alpha = 105$ эл. град $\delta I_1 = 0,4$), вследствие приближения значений χ и $\cos\varphi$ к единице. В результате улучшается эффективность передачи активной мощности через сеть и, как следствие, уменьшаются потери мощности на внутренних сопротивлениях сети. Это, в конечном итоге, позволяет снизить потребление электроэнергии. Наибольший эффект экономии электроэнергии проявляется на больших мощностях, когда КПД ОПН достигает значений 0,96–0,98.

Однофазный ОПН в режиме активного фильтра высших гармоник

Рассмотрим работу ОПН в режиме активного фильтра высших гармоник. В качестве нагрузки здесь целесообразно использовать однофазный двухзвенный преобразователь частоты (ПЧ) с неуправляемым выпрямителем на входе и емкостным фильтром, а также с трехфазным автономным инвертором напряжения на выходе, нагруженным на трехфазную активно-индуктивную нагрузку ($R_H = 100$ Ом; $L_H = 0,32$ Гн).

Как известно [4], однофазный неуправляемый выпрямитель с емкостным фильтром потребляет из сети импульсный ток i_H (рис. 4в), разложение которого в ряд Фурье дает нечетные гармоники

3, 5, 7, 9, ... (рис. 5а). Это приводит к искажению формы напряжения сети в виде “среза” верхней части полуволны синусоидального напряжения (рис. 4а). Поэтому коэффициент мощности неуправляемого выпрямителя с емкостным фильтром не превышает $\chi \approx 0,6 - 0,8$, а $\cos\varphi$ близок к единице (рис. 6а) по причине равенства нулю фазового сдвига между первыми гармониками тока и напряжения сети.

На рис. 4 показано, каким должен быть компенсирующий ток i_K , чтобы подавить влияние высших гармоник тока, создаваемых преобразователем частоты (ток i_H), и одновременно обеспечить потребление из сети синусоидального тока i_1 , сдвинутого относительно напряжения сети u_1 на угол $\varphi = 0$. На интервалах времени t_1-t_2 и t_3-t_4 активный фильтр потребляет энергию из сети (рис. 4г), запасая ее в емкостном накопителе C_d ОПН, а на интервалах t_2-t_3 и t_4-t_5 наоборот возвращает ее в сеть так, чтобы поддержать синусоидальность тока i_1 .

Для того чтобы уравнивать скорости нарастания компенсирующего тока i_K ОПН и тока нагрузки i_H (рис. 4в, г), на входе преобразователя частоты был установлен дроссель $L_{др}$ с индуктивностью, равной индуктивности дросселя L_1 ОПН. В противном случае ОПН не успевает скомпенсировать ток i_H и в токе i_1 возникают существенные искажения (рис. 4д), сводящие на нет целесообразность приме-

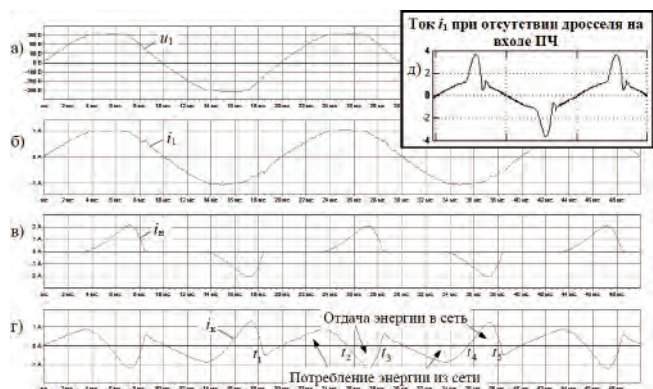


Рис. 4. Осциллограммы токов и напряжений однофазного ОПН, работающего в режиме активного фильтра, совместно с преобразователем частоты, имеющим трехфазную активно-индуктивную нагрузку (выходная частота автономного инвертора напряжения $f = 50$ Гц)

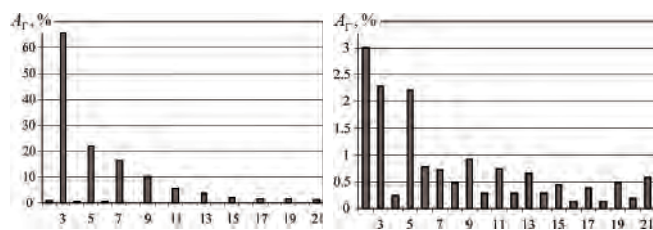
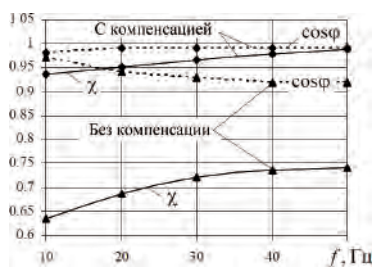
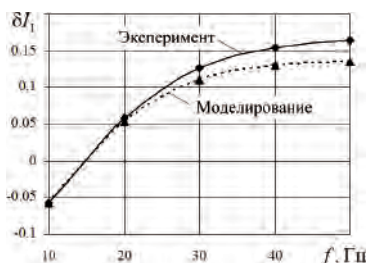


Рис. 5. Спектральные характеристики входного тока преобразователя частоты (а) и тока сети с активным фильтром (б) (A_r – амплитуда гармоники тока в процентах относительно основной)



а



б

Рис. 6. Энергетические характеристики однофазного ОПН, работающего в режиме активного фильтра, совместно с преобразователем частоты, нагруженного на трехфазную активно-индуктивную нагрузку: $\chi = F(f)$, $\cos \varphi = F(f)$ (а); $\delta I_1 = F(f)$ (б)

нения активного фильтра высших гармоник. Установка дросселя на входе ПЧ неизбежно приводит к снижению жесткости внешней характеристики его входного источника питания, состоящего из неуправляемого выпрямителя и емкостного фильтра, и, как следствие, уменьшается ток и напряжение на выходе ПЧ. Поэтому индуктивность L_1 на входе ОПН следует выбирать по возможности меньше, тем более, что это улучшает массогабаритные показатели системы в целом.

Для симметричного способа управления силовых ключей [5] индуктивность дросселя L_1 на входе преобразователя

$$L_1 = \frac{U_d \cdot \gamma \cdot (1 - \gamma)}{\Delta i_L \cdot f_0}, \quad (3)$$

где U_d – постоянное напряжение на выходе ОПН; $\gamma = t_1 \cdot f_0$ – относительное время включения силовых ключей Т3, Т4 (t_1 – время включения ключей Т3, Т4); Δi_L – амплитуда пульсаций тока дросселя L_1 ; f_0 – частота переключения силовых ключей.

Из соотношения (3) видно, что уменьшение индуктивности L_1 может быть достигнуто в основном только за счет увеличения частоты ШИМ f_0 . При этом следует учитывать, что при высокой несущей частоте РП коммутационные потери составляют значительную часть в общих потерях ОПН. Поэтому на практике несущую частоту рекомендуется выбирать в диапазоне 5–25 кГц. Снижение напряжения U_d является малоэффективным способом, так как его величина зависит от коэффициента повышения преобразователя $K_{пов} = U_d / U_{1m}$, выбираемого с

целью достижения высоких энергетических показателей ОПН в диапазоне $1,1 \leq K_{пов} \leq 1,5$ [4]. Здесь U_{1m} – амплитудное значение напряжения сети u_1 .

Таким образом, применение активного фильтра в системе электроснабжения позволяет улучшить не только спектральный состав тока, потребляемого из сети (рис. 5б), но и снизить его действующее значение на 16% при выходной частоте автономного инвертора напряжения $f = 50$ Гц (рис. 6б). Кроме того, активный фильтр позволяет получить высокий результирующий коэффициент мощности χ и $\cos \varphi$ близкий к единице (рис. 6а).

На рис. 3, 6б приведены зависимости $\delta I_1 = F(\alpha)$ и $\delta I_1 = F(f)$, полученные на основе компьютерного моделирования в среде *MatLab+Simulink*.

Относительное отклонение результатов эксперимента и моделирования не превышает 20%. Данные расхождения объясняются тем, что в разработанной математической модели не учтены искажения сетевого напряжения (“срез” верхушек полуволн), а также коммутационные потери силового вентиляльного блока ОПН и собственные нужды силовых вентиляльных преобразователей. В целом разработанная компьютерная модель, с которой можно ознакомиться на сайте кафедры электропривода ЮУрГУ [9], является адекватной и позволяет исследовать ОПН совместно с другими нелинейными нагрузками.

Функциональная схема управления силовыми ключами ОПН с однополярной модуляцией и удвоением частоты импульсов на выходе

Наиболее рациональным и эффективным способом уменьшения индуктивности дросселя L_1 на входе ОПН является переход к однополярной модуляции (несимметричный алгоритм переключения силовых ключей) с удвоением частоты импульсов на выходе преобразователя [4, 10].

Функциональная схема такой системы управления (СУ) ОПН состоит из двух развертывающих преобразователей РП1 и РП2 с ШИМ-2, инвертора Ин. и распределителя импульсов РИ (рис. 7а). Система содержит общий генератор симметричного пилообразного сигнала развертки ГПН и взаимно инверсные сигналы управления $X_{вх}$ и $-X_{вх}$, формируемые с помощью инвертора Ин. На выходе РП1 и РП2 присутствуют две последовательности импульсов управления ключами Q1 и Q2. Первая Q1 управляет ключами Т1, Т4 (первая стойка моста), а вторая Q2 – ключами Т2, Т3 (вторая стойка моста). Переключение силовых ключей в стойках моста осуществляется в противофазе. С этой целью в блок РИ введены два логических инвертора Л1 и Л2.

При $X_{вх} = 0$ РП1 и РП2 формируют два одинаковых сигнала Q1 и Q2 (рис. 7в, г), в результате чего в проводящем состоянии одновременно находятся либо ключи Т1, Т3, либо – Т2, Т4. Напряжение на зажимах стойки моста $u_{ab} = 0$ (рис. 7д).

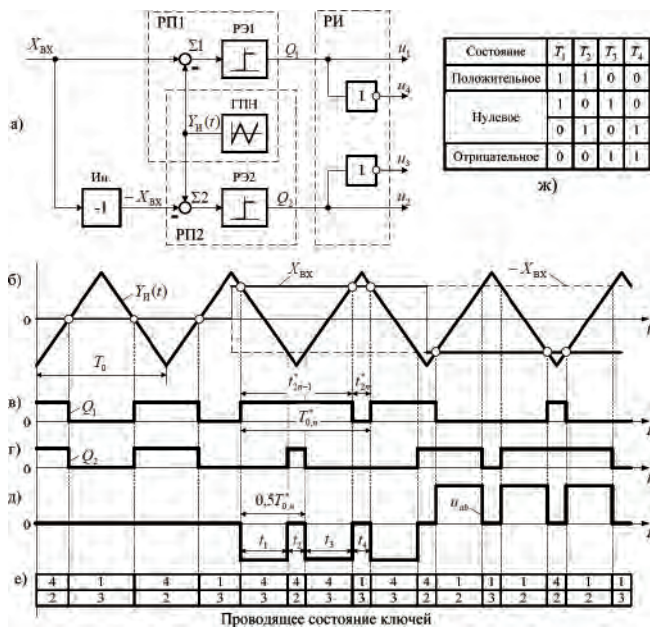


Рис. 7. Функциональная схема управления ключами ОПН с однополярной модуляцией и удвоением частоты несущих колебаний (а), временные диаграммы его сигналов (б – е) и таблица коммутационных состояний ключей ОПН (ж)

При $X_{вх} > 0$ происходит увеличение продолжительности включения ключа Т4 при одновременном сокращении длительности включенного состояния Т2 (рис. 7в, г). В результате на интервалах времени t_1 и t_3 в проводящем состоянии оказываются ключи Т3, Т4, расположенные в диагонали моста (рис. 7е), и напряжение $u_{аб} = -U_d$ (рис. 7д). В интервалах t_2 и t_4 всегда открыты либо ключи Т1, Т3, либо Т2, Т4 (рис. 7е). Тогда напряжение $u_{аб} = 0$ (рис. 7д). При $X_{вх} < 0$ происходит изменение знака напряжения на выходе преобразователя $u_{аб} > 0$ (рис. 7д) за счет срабатывания ключей Т1, Т2, расположенных в противоположной диагонали моста. Коммутационные состояния ключей ОПН приведены на рис. 7ж.

Поскольку две стойки моста управляются независимо, частота импульсов на выходе преобразователя равна удвоенному значению несущей частоты модуляции f_0 системы управления (рис. 7в, д). Это дает соответствующее улучшение гармонического спектра выходного напряжения ОПН [10]. Переход к однополярной модуляции обеспечивает также меньший уровень пульсаций тока дросселя Δi_L ОПН.

Для несимметричного алгоритма переключения силовых ключей с удвоением частоты импульсов на выходе преобразователя индуктивность дросселя L1

$$L_1 = \frac{U_d \cdot \gamma \cdot (1 - \gamma)}{4 \cdot \Delta i_L \cdot f_0} \quad (4)$$

Сравнение выражений (3) и (4) позволяет сделать вывод, что несимметричный алгоритм переключения силовых ключей с удвоением частоты

импульсов на выходе преобразователя позволяет при сохранении амплитуды пульсаций тока дросселя Δi_L , несущей частоты f_0 системы управления и напряжения на выходе преобразователя U_d в четыре раза снизить индуктивность L_1 на входе ОПН по сравнению с симметричным алгоритмом переключения силовых вентилей. Это значительно уменьшает массогабаритные показатели ОПН и повышает его быстродействие. В схеме активного фильтра высших гармоник во столько же раз снижается индуктивность дросселя $L_{др}$, установленного на входе подключения преобразователя частоты и, как следствие, повышается жесткость внешней характеристики его источника питания.

Помехоустойчивость систем управления однофазных ОПН

Для повышения помехоустойчивости ОПН к сигналам внешних помех целесообразно использовать РП с интегрирующим принципом развертывающего преобразования [8].

Ниже приведены результаты анализа динамических характеристик двух классов развертывающих преобразователей (рис. 7, 8а) при воздействии на их информационный вход гармонического сигнала помехи $X_n(t) = A_n \sin(2\pi t/T_n)$ в широком частотном диапазоне.

Интегрирующий РП с ШИМ-2 (рис. 8а) представляет собой замкнутую автоколебательную систему, состоящую из сумматора $\Sigma 1$, интегратора И с постоянной времени $T_{И2}$, сумматора $\Sigma 2$ и релейного элемента РЭ с безгистерезисной характеристикой, а также генератора пилообразного напряжения ГПН с линейно нарастающим и спадающим фронтами, выполняющего роль источника сигнала несущей частоты. Амплитуда ГПН $A_c = 0,5 \cdot X_0 \cdot T_0 / T_{И1}$ (рис. 8в), где X_0 – опорный сигнал, принимаемый равным амплитуде А выходных импульсов РЭ; $T_{И1}$ – постоянная времени, задающая темп нарастания и спада ведущей развертки $Y_{И1}(t)$, причем $T_{И2} > 2T_{И1}$. Инвертор Ин., включенный на выходе модулятора, служит для преобразования биполярных импульсов $Y(t)$ РЭ в однополярный сигнал Q (рис. 8г, д) для последующего его согласования со схемами цифровой обработки данных.

При отсутствии входного сигнала $X_{вх}$ система переходит в режим вынужденных колебаний с частотой сигнала ГПН $(T_0)^{-1}$, а интервалы t_1, t_2 развертывающего преобразования (рис. 8г) формируются как результат последовательного взаимодействия ведущего $Y_{И1}(t)$ и ведомого $Y_{И2}(t)$ с выхода интегратора И сигналов развертки (рис. 8в). В результате, по истечении определенного числа периодов выходных импульсов $Y(t)$ РЭ, определяемого соотношением постоянных времени $T_{И1}$ и $T_{И2}$, их среднее значение $Y_0 = -A(t_2 - t_1) / T_0$ при $X_{вх} = 0$ достигает нулевого уровня, а коэффициент заполнения $\gamma = t_2 / T_0$ равен 0,5.

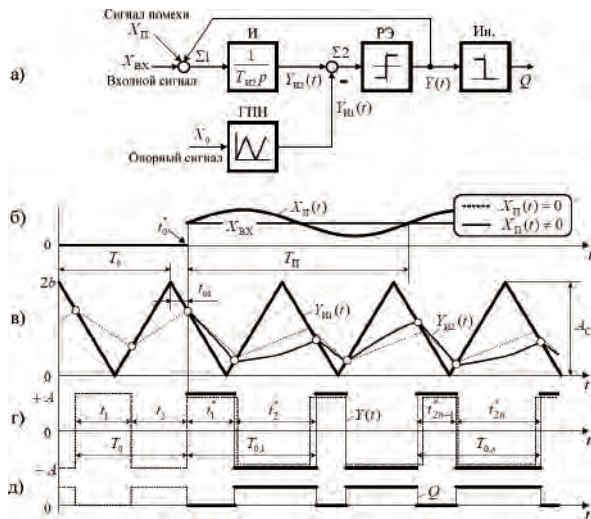


Рис. 8. Структурная схема интегрирующего РП с ШИМ-2 (а) и его временные диаграммы сигналов (б – д)

При подаче входного сигнала $X_{ВХ} > 0$, например, в момент времени t_0^* (рис. 8 б), совпадающий с началом очередного цикла развертывающего преобразования, происходит последовательное смещение ведомой развертки УИ2(t) в направлении, противоположном знаку $X_{ВХ}$ (рис. 8в). Это приводит к изменению коэффициента заполнения выходных импульсов РЭ (рис. 8г), достигающего установившегося значения по истечению нескольких интервалов дискретизации $\gamma_{ст} = t_{2n}^* / T_{0,n}^* = 0,5(1 + X_{ВХ})$.

На рис. 8б–д ($t \geq t_0^*$) показаны временные диаграммы сигналов интегрирующего РП с ШИМ-2 с учетом динамической составляющей $X_{П}(t)$ входного сигнала, описываемые системой трансцендентных уравнений (5), полученных при условии, что сигнал $X_{ВХ} + X_{П}(t)$ (рис. 8б) прикладывается в момент времени t_0^* начала очередного цикла развертывающего преобразования.

В системе уравнений (5) приняты следующие обозначения: t_{2n-1}^* , t_{2n}^* – интервалы развертывающего преобразования с учетом динамической составляющей $X_{П}(t)$; $\Delta\bar{\gamma}$ [1] – нормированная динамическая ошибка коэффициента заполнения выходных импульсов модулятора для n -го интервала дискретизации; $\bar{A}_{П}$, $\bar{F} = T_0/T_{П}$ – нормированное значение амплитуды и частоты сигнала помехи $X_{П}(t)$ соответственно; $(T_0)^{-1}$ – частота ГПН; \bar{b} – нормированное значение амплитуды ГПН; $X_{ВХ}$ – нормированное значение входного сигнала; $\bar{T}_{И2} = T_{И2}/T_{И1}$ – относительное значение постоянной времени интегратора И, $n = 1, 2, 3, \dots$ – целое число, соответствующее порядковому номеру интервала дискретизации $T_{0,n}$.

Система трансцендентных уравнений (6) справедлива для РП с ШИМ-2 на основе выборки мгновенных значений сигнала управления (рис. 7).

$$\begin{cases} t_{2n-1}^* = 0,5T_0 \left[1 + X_{ВХ} + \bar{A}_{П} \sin\left(\frac{\pi F}{T_0} \cdot \left\langle t_{2n-1}^* + 2 \sum_{i=0}^{2n-1} t_i^* \right\rangle \right) \cdot \cos\left(\frac{\pi F}{T_0} t_{2n-1}^* \right) \right]; \\ t_{2n}^* = 0,5T_0 \left[1 + X_{ВХ} + \bar{A}_{П} \sin\left(\frac{\pi F}{T_0} \cdot \left\langle t_{2n}^* + 2 \sum_{i=0}^{2n-1} t_i^* \right\rangle \right) \cdot \cos\left(\frac{\pi F}{T_0} t_{2n}^* \right) \right]; \\ T_{0,n}^* = t_{2n-1}^* + t_{2n}^*; \gamma_n^* = t_{2n-1}^* / T_{0,n}^*; \gamma_n = 0,5(1 + X_{ВХ}); \bar{X}_{ВХ} = |X_{ВХ} / b|; \\ \bar{A}_{П} = |A_{П} / b|; \Delta\gamma_n[n] = \left| 1 - \frac{\gamma_n^*}{\gamma_n} \right|; \bar{F} = \frac{T_0}{T_{П}}; T_0 = 4T_{И1}\bar{b}; t_0^* = 0; n = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (6)$$

Решение систем уравнений (5) и (6) представлено в виде пространств динамических состояний РП $\Delta\bar{\gamma}_{1..2}[1] = f(\bar{X}_{ВХ}, \bar{F}, \bar{A}_{П} = 0,1)$ для первого интервала дискретизации $n = 1$ (рис. 9).

Анализ полученных характеристик позволяет сделать следующие выводы:

– частотная область “F” развертывающих преобразователей, как и любой другой импульсной системы, делится на область достоверной передачи (ОДП) информации, где частота входного сигнала передается на выход импульсной системы без ис-

$$\begin{cases} t_{2n-1}^* = \frac{\left[(2n-1)T_0 - 2t_{01} - 2 \sum_{i=0}^{i=2n-2} t_i^* \right] - \frac{\bar{A}_{П}T_0}{\pi\bar{F}} \cdot \sin\left(\frac{\pi\bar{F}}{T} \cdot \left\langle t_{2n-1}^* + 2 \sum_{i=0}^{i=2n-2} t_i^* \right\rangle \right) \cdot \sin\left(\frac{\pi\bar{F}}{T} \cdot t_{2n-1}^* \right)}{1 + X_{ВХ} + T_{И2}}; \\ t_{2n}^* = \frac{\left[2nT_0 - 2t_{01} - 2 \sum_{i=0}^{i=2n-1} t_i^* \right] - \frac{\bar{A}_{П}T_0}{\pi\bar{F}} \cdot \sin\left(\frac{\pi\bar{F}}{T} \cdot \left\langle t_{2n}^* + 2 \sum_{i=0}^{i=2n-1} t_i^* \right\rangle \right) \cdot \sin\left(\frac{\pi\bar{F}}{T} \cdot t_{2n}^* \right)}{1 + X_{ВХ} + T_{И2}}; t_0^* = 0; \\ T_{0,n}^* = t_{2n-1}^* + t_{2n}^*; \gamma_n^* = t_{2n}^* T_{0,n}^*; \\ t_{01} = \frac{(T_{И2} - 1)T_0}{4T_{И2}}; \\ X_{ВХ} = |X_{ВХ} / A|; \\ \bar{A}_{П} = A_{П} / A; \\ \Delta\gamma[n] = \left| 1 - \frac{\gamma_n^*}{\gamma_n|_{\bar{A}_{П}=0}} \right|; n = 1, 2, 3, \dots; \bar{F} = \frac{T_0}{T_{П}}; T_0 = \frac{\bar{b}T_{И2}}{0,25}; \bar{b} = |b / A|; \bar{T}_{И2} = \frac{T_{И2}}{T_{И1}}. \end{cases} \quad (5)$$

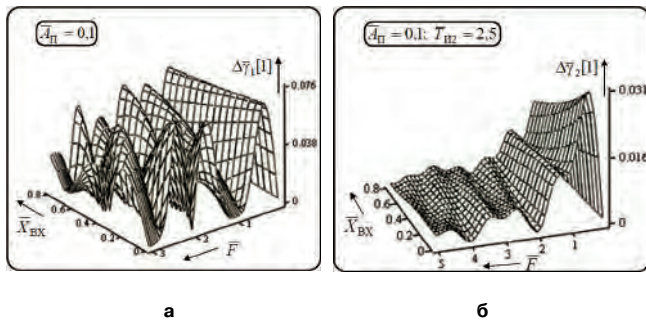


Рис. 9. Пространство динамического состояния РП с выборкой мгновенных значений сигнала управления (а) и интегрирующего РП (б) для ШИМ-2

кажений, и область частот замедленной дискретизации (ОЗД), в которой происходит преобразование спектра входного динамического воздействия и формирование на выходе импульсной системы составляющих с нулевой или инфранизкими частотами [8]. Поэтому, с позиций качества процесса регулирования, режим замедленной дискретизации сигнала помехи является наиболее опасным, так как при нем формируются составляющие неразличимые по спектру со спектром динамической составляющей сигнала управления. Границей раздела ОДП и ОЗД является известное из теоремы В. А. Котельникова соотношение $f_{гр} = 0,5f_0$ [11], где f_0 – частота несущих колебаний импульсной системы; $\Delta\bar{\gamma}_1[1]$, достигающей 76% относительно амплитуды гармонической помехи (рис. 9 а), а в области высокочастотных помех ($F > 0,6$) на выходе РП возникают “ложные” импульсы управления, которые приводят к дополнительным переключениям силовых ключей преобразователя и росту коммутационных потерь, что, в конечном итоге, может явиться причиной выхода из строя силового вентиляльного блока. Кроме того, как показано в работе [12], в ОЗД при частоте помехи $f_{п}$, близкой к несущей частоте f_0 ШИМ и кратной ей, на выходе РП с ШИМ-2 формируется низкочастотная гармоническая составляющая, которая располагается в полосе равномерного пропускания частот системы управления ВП и не поддается фильтрации традиционными способами. Все это свидетельствует о низкой помехоустойчивости РП с ШИМ-2 на основе выборки мгновенных значений сигнала управления;

– для интегрирующего РП с ШИМ-2 в ОЗД с ростом частоты F сигнала помехи $X_{п}(t)$ ошибка $\Delta\bar{\gamma}_2[1]$ уменьшается (рис. 9 б), что объясняется замкнутым характером структуры РП и наличием интегратора в прямом канале регулирования. Режим, при котором наступает $\Delta\bar{\gamma}_2[1]=0$, является следствием того, что при определенном соотношении $\bar{X}_{вх}$, $\bar{A}_{п}$, \bar{F} ошибка преобразования на интервалах t_{2n-1}^* и t_{2n}^* , вызванные сигналом $X_{п}(t)$, имеет разные знаки и взаимно компенсируется за период автоколебаний $T_{0,n}^*$;

– интегрирующий РП с ШИМ-2 в ОДП обладает свойствами, близким к динамическим характеристикам линейного аperiodического звена первого порядка с передаточной функцией $W(p) = 1/(T_{эп} + 1)$, где $T_{э} = 0,27 \cdot \bar{T}_{и2} \cdot T_0$ – эквивалентная постоянная времени, автоматически перестраиваемая в функции относительной постоянной времени интегрирования $\bar{T}_{и2} = T_{и2}/T_{и1}$ и несущей частоты $(T_0)^{-1}$ ГПН [13]. Поэтому при увеличении $\bar{T}_{и2}$ возрастает помехоустойчивость интегрирующего РП, но одновременно снижается его быстродействие. Областью оптимального значения параметра $\bar{T}_{и2}$ следует считать зону с пределами $2,2 \leq \bar{T}_{и2} \leq 3,0$.

Для объективного сравнения динамических характеристик РП воспользуемся понятием среднестатистического коэффициента заполнения на пространстве динамического состояния объекта [13]

$$\Delta\bar{\gamma}^*[1] = \sum_{j=k}^{j=m} |\Delta\bar{\gamma}[1]_{i,j}| / (m - k + 1). \quad (7)$$

График $\Delta\bar{\gamma}^*[1] = f(\bar{X}_{вх})$, который подтверждает, что интегрирующий РП с ШИМ-2 по сравнению с РП на основе выборки мгновенных значений сигнала управления обладает повышенной помехоустойчивостью, представлен на рис. 10. Так, в диапазоне частот сигнала помехи $0,5 \leq \bar{F} \leq 5,0$ среднестатистическое отклонение коэффициента заполнения для интегрирующего РП с ШИМ-2 при $\bar{X}_{вх} = 0$ составляет всего лишь 0,65%, что примерно в 5 раз меньше по сравнению с РП, где реализуется ШИМ-2 на основе выборки мгновенных значений сигнала управления. Поэтому применение интегрирующих РП является высокоэффективным средством повышения помехоустойчивости систем управления не только ОПН, но и любых других вентиляльных преобразователей с ШИМ.

Также следует отметить, что применение интегрирующего РП с ШИМ-2 в системе управления ОПН с несимметричным алгоритмом переключения силовых ключей (рис. 7) по сравнению с симметричным способом управления (рис. 1) позволяет в два раза повысить помехоустойчивость СУ, за счет увеличения эквивалентной постоянной времени ТЭ

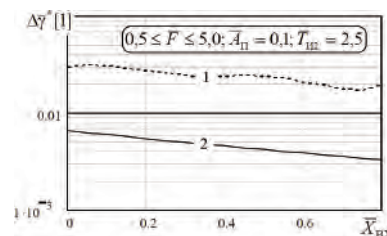


Рис. 10. Среднестатистическое отклонение коэффициента заполнения в результате воздействия сигнала помехи в широком частотном диапазоне (1 – РП с ШИМ-2 на основе выборки мгновенных значений сигнала управления; 2 – интегрирующий РП с ШИМ-2)

РП, что оказывается возможным благодаря удвоению частоты импульсов на выходе ОПН.

Заключение

1. Результаты исследований показали, что применение однофазного ОПН, работающего в режиме компенсатора реактивной мощности и активного фильтра высших гармоник, позволяет улучшить спектральный состав тока, потребляемого из сети, и снизить его действующее значение, вследствие улучшения таких показателей системы как χ и $\cos\varphi$. В результате снижается потребление электроэнергии.

2. Использование несимметричного алгоритма переключения силовых ключей с удвоением частоты импульсов на выходе позволяет, по сравнению с симметричным способом управления, улучшить быстродействие ОПН и уменьшить его массогабаритные показатели за счет снижения индуктивности входного дросселя в четыре раза.

3. Интегрирующий РП с ШИМ-2 обеспечивает высокую помехоустойчивость системы управления ОПН по отношению к сигналам внешних помех с частотным спектром близким или превышающим частоту несущих колебаний РП.

Литература

1. *Маевский О. А.* Энергетические показатели вентильных преобразователей. – М.: Энергия, 1978. – 320 с.

2. *Кудрин Б. И.* Электроснабжение промышленных предприятий. – М.: Интернет Инжиниринг, 2005. – 672 с.

3. *Гельман М. В., Хохлов Ю. И., Преображенский К. А.* Повышение энергетических показателей системы электроснабжения управляемых электроприводов переменного тока и прочих нагрузок постоянного и переменного тока // Труды международной тринадцатой научно-технической конференции “Электроприводы переменного тока ЭППТ–05”. – Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2005. – С. 223–226.

4. *Розанов Ю. К., Рябчицкий М. В., Кваснюк А. А.* Силовая электроника: учебник для вузов. – М.: Издательский дом МЭИ, 2007. – 632 с.

5. *Дудкин М. М.* Энергетические характеристики однофазных обратимых преобразователей напряжения с различными законами модуляции // Практическая силовая электроника. – 2010. – № 2 (38). – С. 25–32.

6. Цифровые электроприводы с транзисторными преобразователями / С.Г. Герман-Галкин, В.Д. Лебедев, Б.А. Марков, Н.И. Чичерин. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ие, 1986. – 248 с.

7. *Темников Ф. Е., Славинский В. Е.* Математические развертывающие системы. – М.: Энергия, 1970. – 120 с.

8. *Цытович Л. И.* Развертывающие преобразователи для систем управления вентильными электроприводами и технологической автоматикой: дисс. д-р. техн. наук. – Челябинск: ЧГТУ, 1996. – 464 с.

9. <http://www.epa.susu.ac.ru>.

10. *Колтаков А., Карташев Е.* Алгоритмы управления многоуровневыми преобразователями // Силовая электроника, 2009, № 2, С. 57–65.

11. *Активные фильтры* / Л.П. Хьюлсман; пер. с англ. под ред. И.Н. Теплюка. – М.: Мир, 1972. – 516 с.

12. *Дудкин М. М.* Помехоустойчивость электропривода постоянного тока с силовым широтно-импульсным преобразователем // Электротехнические системы и комплексы: межвузовский сб. науч. тр.; под ред. А.С. Сарварова. – Магнитогорск: МГТУ, 2007, Вып. 14. С. 74–81.

13. *Дудкин М. М.* Интегрирующие фазосдвигающие устройства для управления силовыми вентильными преобразователями: дисс. канд. техн. наук. – Челябинск: ЮУрГУ, 2007. – 235 с.

Дудкин Максим Михайлович, доцент кафедры электропривода (ЭПА) Южно-Уральского государственного университета (ЮУрГУ), к.т.н., тел. 8(351)267–93–21, тел./факс 8(351)267–93–85, E – mail: dudkinmax@mail.ru.

Т. В. Анисимова, А. В. Бокунов, В. В. Крючков

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МНОГОИМПУЛЬСНЫХ ВЫХОДНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ ИНВЕРТОРОВ

Т. В. Anisimova, A. V. Bokunov,
V. V. KryuchkovComparative Analysis Of Inverter Output Voltages
Pulse Trains

В статье рассмотрены режимы формирования на выходе инвертора многоимпульсных напряжений и проведено их сравнение с точки зрения снижения массы и габаритов выходного фильтра инвертора за счет исключения из спектров таких напряжений низших из высших гармоник.

Ключевые слова: инвертор, импульсные режимы, коэффициент гармоник, коэффициент режекции, широтно-импульсное регулирование, селективное исключение гармоник, широтно-импульсная модуляция.

The paper considers different inverter output voltage pulse modes and performs analysis of such pulse voltages in terms of output filter weight and size reduction by suppressing or fully eliminating the lowest high-order harmonics from the spectrums of such voltages.

Key words: inverter, pulsed mode, total harmonic distortion, rejection factor, pulse-width control, selective harmonic elimination, pulse-width modulation.

Одним из основных вопросов при проектировании инверторов напряжений является выбор режима формирования импульсного напряжения на выходе мостового коммутатора инвертора (однофазного или трехфазного). При этом предпочтение следует отдавать таким напряжениям, в спектре которых отсутствуют низшие из высших гармонических составляющих, оказывающих наибольшее влияние на массу и габариты выходного фильтра инвертора (в случае, когда он необходим по условиям разработки). Крайне желательно, чтобы спектральный состав многоимпульсного напряжения не изменялся при регулировании выходного напряжения инвертора.

Стандартным показателем качества периодического напряжения является коэффициент гармоник (k_r), определяемый как

$$k_r = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} A_n^2}}{A_1}, \quad (1)$$

где n – номер высшей номер гармоники; A_n – амплитуда n -й гармоники; A_1 – амплитуда основной гармоники импульсного напряжения.

Однако этот коэффициент хорошо применим при сравнении напряжений, близких по форме к синусоидальному (коэффициент гармоник синусоидального напряжения равен нулю).

В [1, 4] предложено сравнивать многоимпульсные напряжения, формируемые на выходе мостового коммутатора инвертора по коэффициенту режекции гармоники, определяемому, как

$$k_N = \frac{N^2 A_1}{A_N}, \quad (2)$$

где N – номер первой неисключенной высшей гармоники; A_N – амплитуда гармоники с номером N .

Коэффициент режекции гармоники позволяет выбрать форму периодического импульсного напряжения на входе фильтра при заданном качестве выходного напряжения инвертора и выбранной величине произведения индуктивности на емкость фильтра, а также проводить сравнительный анализ различных напряжений на первоначальном этапе проектирования.

Для повышения точности расчетов при анализе многоимпульсных напряжений (учета их спектрального состава и, особенно, выбора параметров выходного фильтра) целесообразно перейти к обобщенному коэффициенту режекции и рассчитывать его по формуле

$$k_{N\Sigma} = \frac{N^2 A_1}{\sum_{n=2}^{101} \sqrt{A_n^2}} = \frac{N^2}{k_{r_{\text{ВХ}}}}, \quad (3)$$

где $k_{r_{\text{ВХ}}}$ – коэффициент гармоник многоимпульсного напряжения, формируемого на выходе мостового коммутатора инвертора (на входе силового фильтра). Анализ показал, что учет более 101 высшей гармоники при расчете коэффициента гармоник не влияет на точность результата.

Сравнение режимов формирования многоимпульсных напряжений

Анализ спектрального состава многоимпульсных напряжений, формируемых на выходе мостового коммутатора, можно проводить на основе выведенных с помощью преобразования Фурье формул для определения амплитуд гармоник [5].

При выборе импульсных напряжений необходим компромисс между увеличением числа аппроксимирующих импульсов для исключения большего количества высших гармоник, т. е. повышения частоты аппроксимирующего напряжения, и сни-

жением потерь на переключение силовых транзисторов мостового коммутатора.

Однако численные методы при использовании стандартных вычислительных комплексов *MathCAD* и *MATLAB* дают возможность получать спектр импульсного напряжения в общем виде без учета реальной частоты коммутации на основе построения графиков эталонного напряжения – постоянного, синусоидального, модуля синуса, ступенчатого и т. п. – и модулирующего на интервале $[0, 2\pi]$. Как правило, модулирующее напряжение представляет собой треугольное или пилообразное напряжение, в общем случае задаваемое формулой

$$u_m(\alpha) = \frac{2}{\pi} \arcsin[\sin(p\alpha)], \quad (4.1)$$

либо

$$u_m(\alpha) = \frac{2}{\pi} \arcsin\left[\sin\left(p\alpha - \frac{\pi}{2}\right)\right]. \quad (4.2)$$

где p – число импульсов на половине периода основной гармоники.

Если сравниваются однополярные напряжения, то модулирующее напряжение задается формулой

$$u_m(\alpha) = \frac{2}{\pi} \left| \arcsin[\sin(p\alpha)] \right| \quad (5.1)$$

либо

$$u_m(\alpha) = \frac{2}{\pi} \left| \arcsin\left[\sin\left(p\alpha - \frac{\pi}{2}\right)\right] \right|. \quad (5.2)$$

Рассмотрим основные режимы регулирования, используемые при разработке инверторов напряжения. Сравнение всех режимов проведено для коэффициента регулирования $k_p = 0,7$, который определяется как

$$k_p = \frac{U_{\text{эт max}}}{U_{\text{м max}}}, \quad (6)$$

где $U_{\text{эт max}}$ – максимальное значение эталонного напряжения; $U_{\text{м max}}$ – амплитуда модулирующего (пилообразного или треугольного) напряжения.

Для режимов ШИМ по синусоидальному закону модуляции изменение длительностей импульсов определяется индексом модуляции, определяемым как

$$M = \frac{U_{\text{вых ном}}}{E_{\pi}}, \quad (7)$$

где $U_{\text{вых ном}}$ – номинальная величина амплитуды основной гармоники выходного напряжения инвертора; E_{π} – напряжение питания мостового коммутатора.

Режимы широтно-импульсного регулирования

В режиме широтно-импульсного регулирования (ШИР), иначе называемом равномерной ШИМ, для регулирования амплитуды основной гармоники длительности всех импульсов изменяются одинаково.

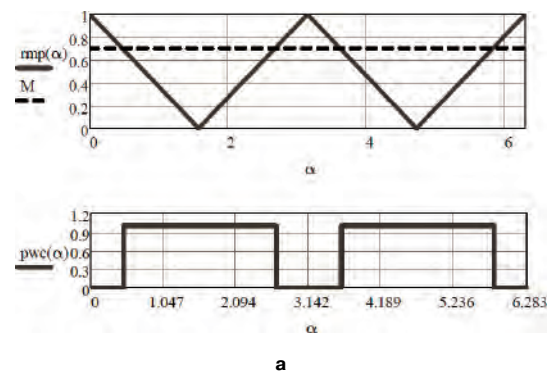
Формирование одного импульса на половине периода основной гармоники

Такой режим часто называют третий импульсный режим. Аналитический метод формирования импульсного напряжения такого режима в программе *MathCAD* приведен на рис. 1.

Анализ спектрального состава напряжения рис. 1а с помощью [4] и вычисление коэффициентов гармоник и режекции по формулам (1) и (3) соответственно приведен на рис. 2.

Результаты расчета: $k_{\Gamma \text{ ВХ}} = 0,291$; $k_{N\Sigma} = 30,911$. Однако, при $k_p = 0,9$ $k_{\Gamma \text{ ВХ}} = 0,386$; $k_{N\Sigma} = 24,429$, а при $k_p = 0,5$ $k_{\Gamma \text{ ВХ}} = 478$; $k_{N\Sigma} = 18,815$, т. е., в отличие от других режимов регулирования, коэффициент режекции имеет максимум не при максимальном индексе модуляции, вследствие качественного изменения спектрального состава при регулировании амплитуды основной гармоники.

Основным достоинством такого напряжения является то, что максимальная амплитуда основной гармоники больше 1 ($A_{1 \text{ max}} = 1,26$). Однако зависимость амплитуды основной гармоники от k_p нелинейная [3], что затрудняет регулирование ос-



$$M := 0.7 \quad p := 1 \quad \Delta\alpha := \frac{\pi}{10000} \quad \alpha := 0, \Delta\alpha, 2 \cdot \pi \quad \text{mp}(\alpha) := \frac{2}{\pi} \left| \arcsin\left(\sin\left(p\alpha - \frac{\pi}{2}\right)\right) \right|$$

$$\text{pwc}(\alpha) := \begin{cases} 1 & \text{if } \text{mp}(\alpha) \leq M \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad \text{out}(\alpha) := \begin{cases} \text{pwc}(\alpha) & \text{if } 0 \leq \alpha \leq \pi \\ -\text{pwc}(\alpha) & \text{if } \pi \leq \alpha \leq 2 \cdot \pi \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

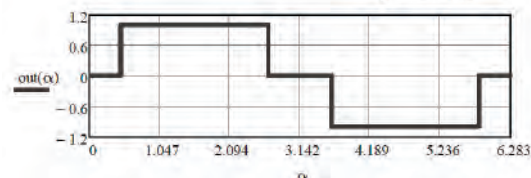
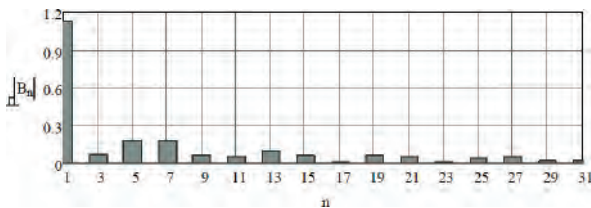


Рис. 1. Формирование сигналов управления мостовым коммутатором (а); формирование одного импульса на половине периода основной гармоники (а)

$$N_p := 101 \quad FC(f, N) := \begin{cases} R^{(0)} \leftarrow \left(\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(x) dx \right) \\ \text{for } n \in 1..N \\ R^{(n)} \leftarrow \begin{cases} \left(\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(x) \cdot \cos(n \cdot x) dx \right) \\ \left(\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(x) \cdot \sin(n \cdot x) dx \right) \end{cases} \end{cases}$$

а



б

Рис. 2. Вычисление спектрального состава напряжения при формировании одного импульса на половине периода основной гармоники (а), начальный участок спектра спектра напряжения при $k_p = 0,7$ (б)

новой гармоники в широком диапазоне. Спектральный такого напряжения состав зависит от k_p : при $k_p = 0,665$ в спектре напряжения отсутствуют третья и кратные ей гармоники, а при $k_p = 0,5$ – пятая и кратные ей гармоники. Однако в широком диапазоне регулирования амплитуды основной гармоники необходимо учитывать $N = 3$.

Режимы ШИР при увеличении числа импульсов на половине периода основной гармоники

Увеличение числа импульсов на половине периода основной гармоники позволяет, в ряде случаев, улучшить спектральный состав импульсного напряжения [3]. Формы напряжений режима ШИР при трех, четырех и пяти импульсах за половину периода основной гармоники приведены на рис. 3а, б и в соответственно, а их спектральный состав – на рис. 4.

Результаты анализа напряжений режима ШИР с различным числом импульсов за половину периода основной гармоники приведены в таблице 1.

Таблица 1. Сравнение режимов ШИР

Число импульсов на π (режим ШИР)	k_p	$k_{N\%}$
1	0,279	32,309
2	0,744	12,094
3	0,799	11,262
4	0,810	11,115
5	0,811	11,103
20	0,494	18,230

Таким образом, приведенные результаты расчетов показывают, что простое увеличение числа им-

пульсов на половине периода основной гармоники напряжения режима ШИР не дает существенного выигрыша с точки зрения спектрального состава, а, следовательно, и в массе и габаритах выходного фильтра.

Режим кодового широтно-импульсного регулирования

Напряжения режима кодового широтно-импульсного регулирования (ШИР-КД) наиболее просто реализуются на выходе мостового коммутатора цифро-аналоговыми методами. Синтез напряжений режима ШИР-КД, в спектре которых отсутствует заданное число низших из высших гармонических составляющих, наиболее трудно поддающихся фильтрации для формирования на выходе инвертора синусоидального напряжения заданного качества, описан в [4]. Напряжения такого режима удобно обозначать как ШИР-КД N/p , где N – номер первой неисключенной высшей гармоники, p – число импульсов на четверти периода основной гармоники.

При выборе напряжения режима ШИР-КД необходимо учитывать тот факт, что для исключения одной высшей гармоники необходим один импульс за одну четверть периода основной гармоники. Кроме того, имеется возможность уменьшения амплитуд высших гармоник напряжения режима ШИР-КД без качественного изменения его спектрального состава за счет использования напряжений режима ШИР-КД с улучшенным спектральным составом, метод синтеза которых рассмотрен в [4].

Аналитический способ формирования напряжения режима ШИР-КД 5/1, в спектре которого отсутствуют третья и кратные ей гармоники, показано на рис. 5а, формирование сигналов управления – на рис. 5б. Начальный участок спектра такого напряжения при $k_p = 0,7$ показан на рис. 6.

Результаты анализа напряжения режима ШИР-КД 5/1 приведены в табл. 2.

В [4] показано, что увеличение числа импульсов на четверти периода основной гармоники для заданного режима ШИР-КД позволяет сформировать режим ШИР-КД с улучшенным спектральным составом (так называемый избыточный режим), при котором амплитуды первых неисключенных высших гармоник с теми же номерами, что и в исходном режиме, существенно снижаются.

Аналитический способ формирования напряжения режима ШИР-КД 5/2 показан на рис. 7а, а формирование сигналов управления мостовым коммутатором – на рис. 7б. Начальный участок спектра напряжения режима ШИР-КД 5/2 при $k_p = 0,7$ показан на рис. 8, а результаты анализа приведены в табл. 2.

Из рис. 6 и 8 видно, что в спектрах напряжений режимов ШИР-КД 5/1 и ШИР-КД 5/2 отсутствуют

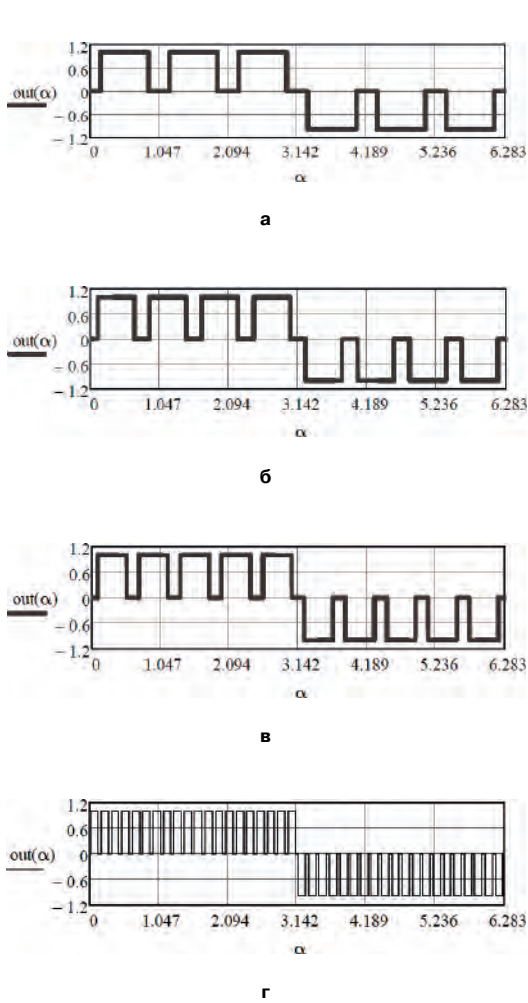


Рис. 3. Напряжения режима ШИР при $\rho = 3$ (а); $\rho = 4$ (б); $\rho = 5$ (в); $\rho = 20$ (г)

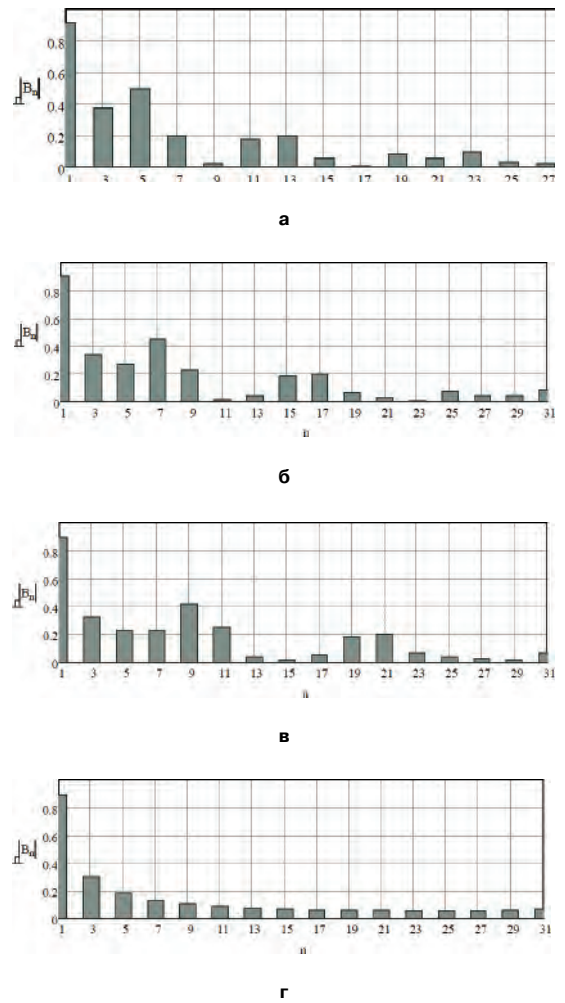


Рис. 4. Спектральный состав напряжений режима ШИР при $\rho = 3$ (а); $\rho = 4$ (б); $\rho = 5$ (в); $\rho = 20$ (г)

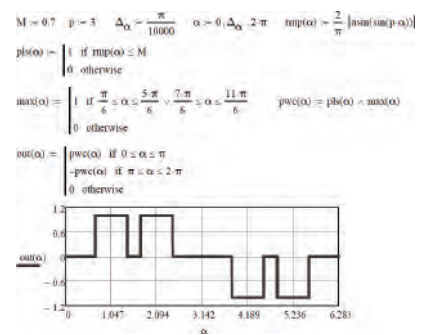
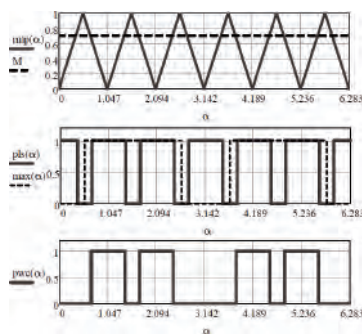


Рис. 5. Формирование сигналов управления мостовым коммутатором (а); Формирование напряжения режима ШИР-КД 5/1 (б)

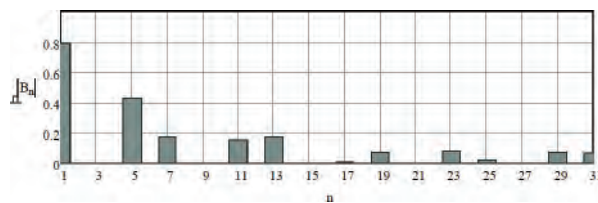
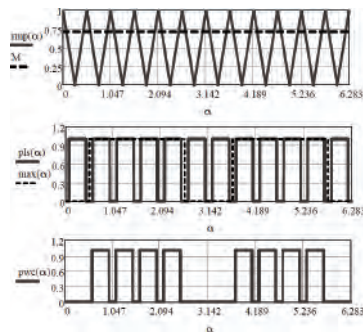
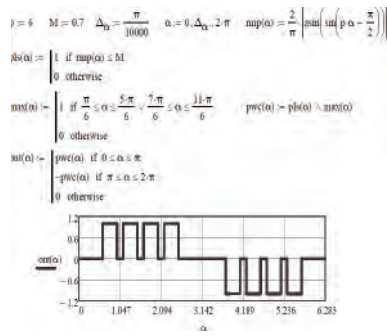


Рис. 6. Спектральный состав напряжения режима ШИР-КД 5/1 ($k_p = 0,7$)

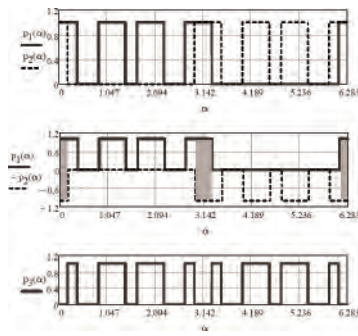


а

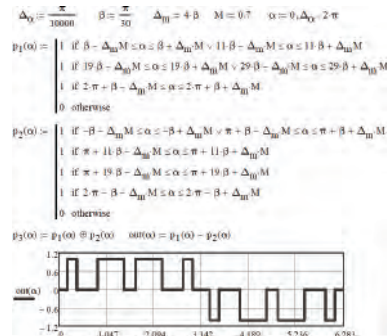


б

Рис. 7. Формирование сигналов управления мостовым коммутатором (а); формирование напряжения режима ШИР-КД 5/2 (б)



а



б

Рис. 9. Формирование сигналов управления мостовым коммутатором (а); формирование напряжения режима ШИР-КД 7/2 (б)

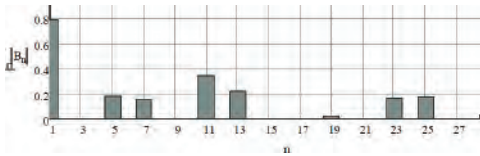


Рис. 8. Спектральный состав напряжения режима ШИР-КД 5/2 ($k_p = 0,7$)

третья и кратные им гармоники (во всем диапазоне регулирования основной гармоники).

Режим ШИР-КД 7/2 позволяет исключить во всем диапазоне регулирования третью, пятую и кратные им гармоники во всем диапазоне регулирования основной гармоники. Аналитический способ

формирования напряжения режима ШИР-КД 7/2 при $k_p = 0,7$ показан на рис. 9а, а формирование сигналов управления мостовым коммутатором — на рис. 9б.

Из рис. 9а видно, что сформированное напряжение состоит из импульсов разной длительности. Это происходит вследствие того, что импульсы противоположной полярности при перекрывании взаимно уничтожаются (рис. 9б). Форма напряжения режима ШИР-КД 7/2 при разных коэффициентах модуляции показана на рис. 10.

Начальный участок спектра напряжения ШИР-КД 7/2 показан на рис. 11, а результаты анализа приведены в табл. 2.

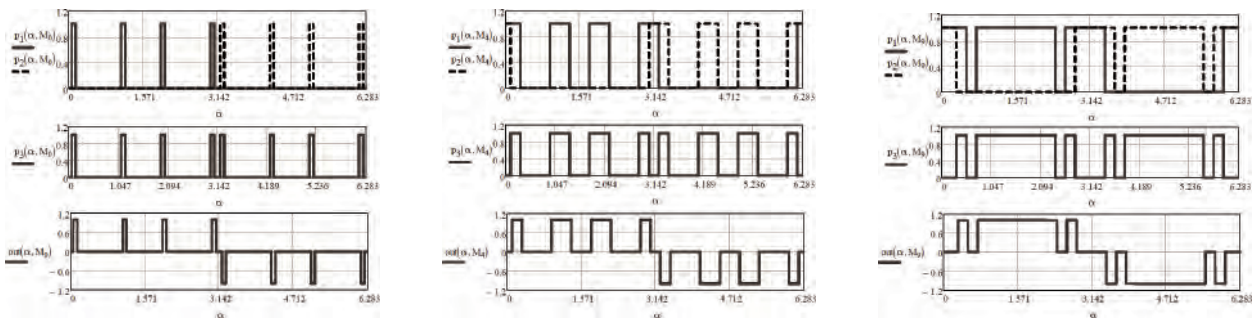


Рис. 10. Форма напряжения режима ШИР-КД 7/2 при $k_p = 0,1$ (а); $k_p = 0,5$ (б); $k_p = 1$ (в)

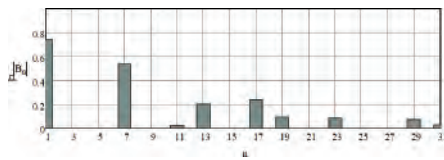


Рис. 11. Спектральный состав напряжения режима ШИР-КД 7/2 при $k_p = 0,7$

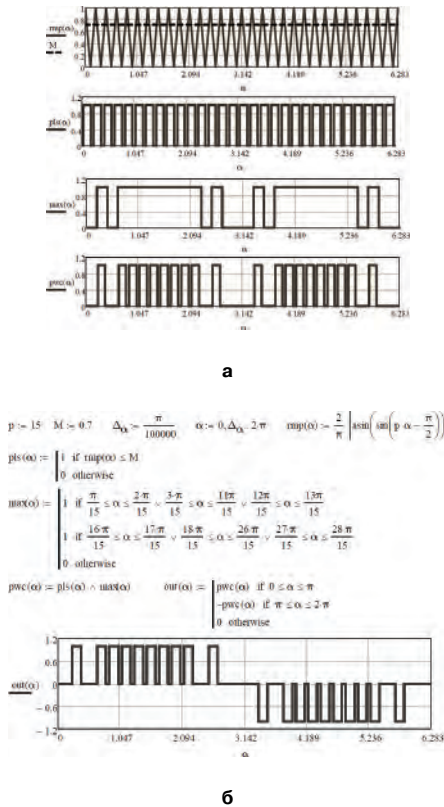


Рис. 12. Формирование сигналов управления мостовым коммутатором (а); формирование напряжения режима ШИР-КД 7/5 (б)

На основе напряжения режима ШИР-КД 7/2 синтезировано напряжение режима ШИР-КД 7/5 [4], состоящее из десяти импульсов за половину периода основной гармоники (рис. 12).

Формы напряжений обоих режимов совпадают при $k_p = 1$. Качественно совпадают и их спектральные составы. Однако амплитуды первых неисключенных высших гармоник напряжения режима ШИР-КД 7/5 значительно ослаблены (рис. 13).

В спектре напряжения ШИР-КД 11/4 отсутствуют 3, 5, 7 и кратные им гармоники во всем диапазоне регулирования основной гармоники. (рис. 14). Как

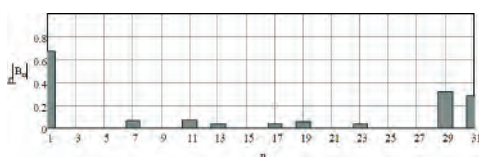


Рис. 13. Спектральный состав напряжения режима ШИР-КД 7/5 при $k_p = 0,7$

и в случае режима ШИР-КД 7/2 импульсы противоположной полярности взаимно уничтожаются. Формирование сигналов управления мостовым коммутатором на интервале $[0, \pi]$ показано на рис. 14f. Начальный участок спектра напряжения режима ШИР-КД 11/4 при $k_p = 0,7$ показан на рис. 15.

Формы напряжения режима ШИР-КД 11/4 при различных значениях k_p показаны на рис. 16.

Напряжение режима ШИР-КД 11/35 состоит 35 импульсов за четверть периода основной гармоники

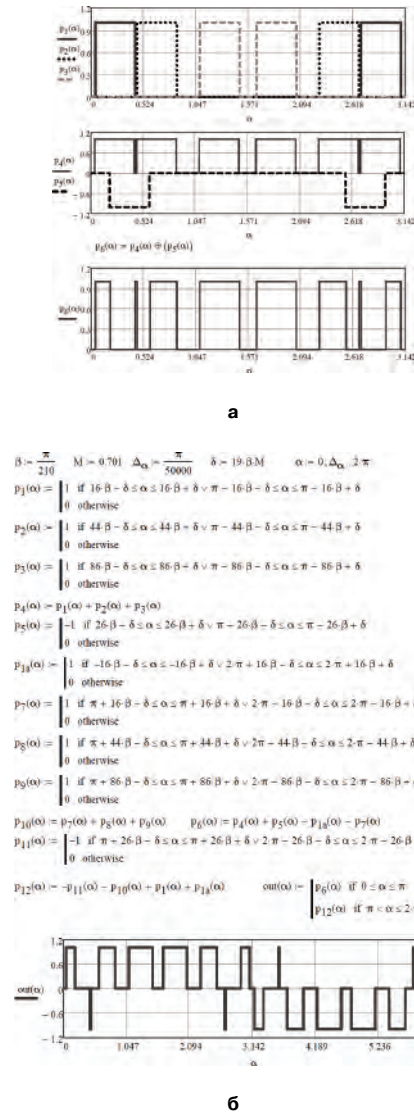


Рис. 14. Формирование сигналов управления мостовым коммутатором (а); формирование напряжения режима ШИР-КД 11/4 (б)

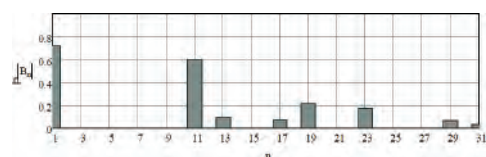


Рис. 15. Спектральный состав напряжения режима ШИР-КД 11/4 при $k_p = 0,7$

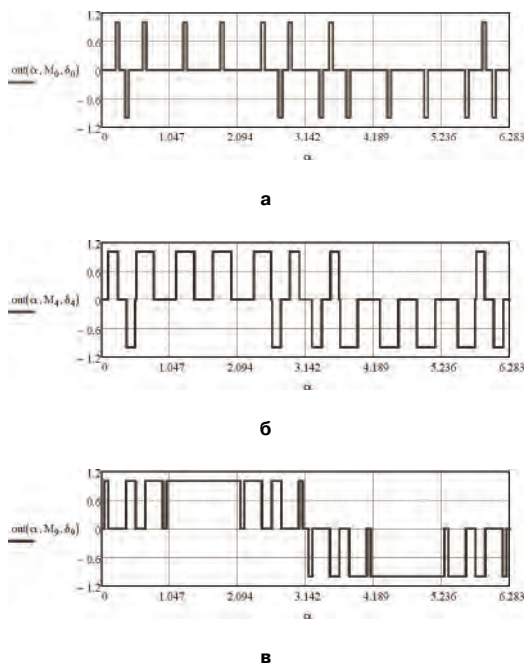


Рис. 16. Форма напряжения режима ШИР-КД 11/4 при $k_p = 0,1$ (а); $k_p = 0,5$ (б); $k_p = 1$ (в)

(рис. 17а). При $k_p = 1$ форма такого напряжения совпадает с формой напряжения режима ШИР-КД 11/4 (рис. 17б). Начальный участок спектра напряжения режима ШИР-КД 11/35 показан на рис.18. Несмотря на то, что качественно спектральные составы напряжений режимов ШИР-КД 11/4 и ШИР-КД 11/35 одинаковы, во втором случае амплитуды первых неисключенных высших гармоник значительно ослаблены.

Сравнение режимов ШИР-КД при $k_p = 0,7$ приведено в табл. 2. Приведенные результаты показывают, что селективное исключение гармоник позволяет существенно улучшить спектр выходного напряжения инвертора. Однако исключение большего числа гармоник требует значительного увеличения числа импульсов за четверть периода

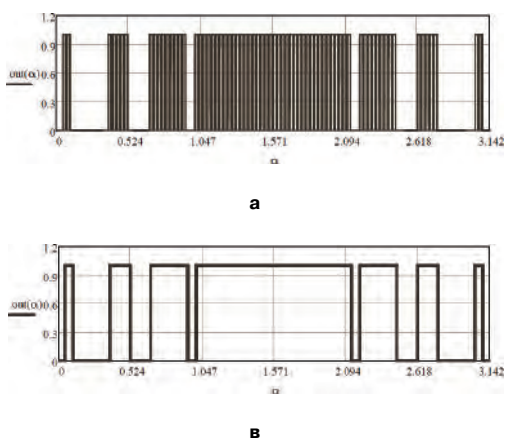


Рис. 17. Форма напряжения режима ШИР-КД 11/35 при $k_p = 0,1$ (а); $k_p = 0,5$ (б); $k_p = 1$ (в)

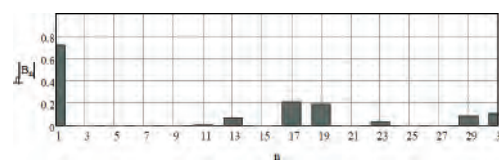


Рис. 18. Спектральный состав напряжения режима ШИР-КД 11/35 при $k_p = 0,7$

основной гармонике, что приведет к увеличению потерь на переключение силовых ключей мостового коммутатора.

Таблица 1. Сравнение режимов ШИР-КД

Режим ШИР-КД	Число импульсов на $\pi/2$	N	k_T	$k_{N\%}$
5/1	1	5	0,676	36,964
5/2	2	5	0,661	37,828
7/2	2	7	0,852	57,481
7/5	5	7	0,537	91,314
13/4	4	11	0,938	128,936
13/35	35	11	0,447	270,474

Режим ШИМ по синусоидальному закону

Существуют два вида напряжений режима широтно-импульсной модуляции по синусоидальному закону (ШИМ-СИН) – режим двухуровневой ШИМ-СИН2 и режим трехуровневой ШИМ-СИН3. В первом случае напряжение на выходе мостового коммутатора за один период основной гармонии принимает значения $+E_{\pi}$, либо $-E_{\pi}$, а во втором: $+E_{\pi}$, 0 на первом полупериоде и 0, $-E_{\pi}$ на втором полупериоде (E_{π} – напряжение питания мостового коммутатора).

Режим ШИМ-СИН2

Спектральный состав напряжения режима двухуровневой ШИМ-СИН существенно зависит от числа импульсов за период основной гармонии выходного напряжения инвертора. Если число импульсов четное – в спектре напряжения содержатся высшие гармоники только с четными номерами, а если нечетное – только с нечетными номерами.

Номер первой низшей из высших неисключенных гармоник определяется соотношением

$$N = p_T - 2,$$

где p_T – число импульсов за период основной гармонии.

Напряжение режима ШИМ-СИН2 с четным числом импульсов за период основной гармонии ($p_T = 16$) при $M = 0,7$ показано на рис. 19, а начальный участок его спектрального состава при $M = 0,7$ – на рис. 20.

Напряжение режима ШИМ-СИН2 с нечетным числом импульсов за период основной гармонии

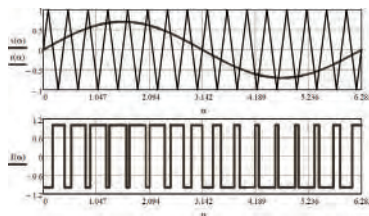


Рис. 19. Напряжение режима ШИМ-СИН2 с четным числом импульсов на периоде основной гармоники

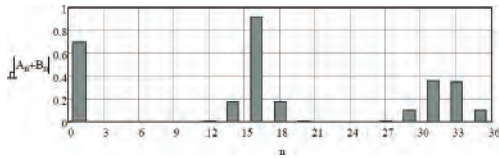


Рис. 20. Спектральный состав напряжения режима ШИМ-СИН2 с четным числом импульсов на периоде основной гармоники

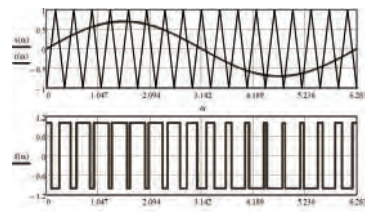


Рис. 21. Напряжение режима ШИМ-СИН2 с нечетным числом импульсов на периоде основной гармоники

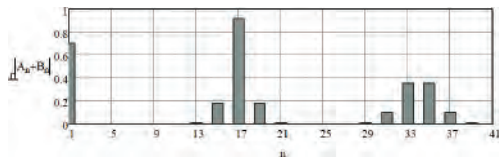


Рис. 22. Спектральный состав напряжения режима ШИМ-СИН2 с нечетным числом импульсов на периоде основной гармоники

($p_T = 17$) при $M = 0,7$ показано на рис. 21, а начальный участок спектрального состава – на рис. 22.

Режим ШИМ-СИН3

В спектре напряжения режима ШИМ-СИН3 содержатся только нечетные гармоники. При этом, номер первой учитываемой высшей гармоники определяется соотношением

$$N = p - 3,$$

где p – число импульсов за период основной гармоники.

Форма напряжения режима трехуровневой ШИМ-СИН для $p = 16$ показана на рис. 23, а его спектральный состав – на рис. 24.

Сравнение напряжений режимов двухуровневой и трехуровневой ШИМ-СИН приведено в табл. 3.

Приведенные на рис. 19–24 результаты показывают, что наихудший спектральный состав имеет напряжение режима ШИМ-СИН2 с четным числом импульсов за период основной гармоники

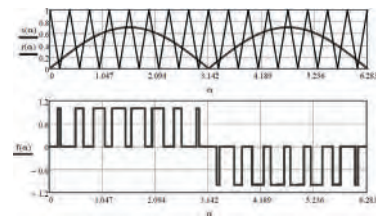


Рис. 23. Напряжение режима ШИМ-СИН3 с числом импульсов за период основной гармоники $p = 8$

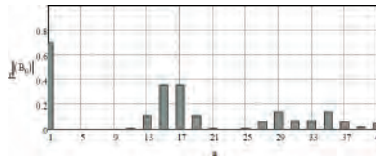


Рис. 20. Спектральный состав напряжения режима ШИМ-СИН3 при $M = 0,7$

(рис. 20), а наиболее предпочтительным является режим трехуровневой широтно-импульсной модуляции по синусоидальному закону ШИМ-СИН3.

Сравнение напряжений режимов двухуровневой и трехуровневой ШИМ-СИН приведено в табл. 3.

Таблица 3. Сравнение режимов ШИМ-СИН

Режим ШИМ-СИН	Число импульсов на π	N	k_T	k_{NE}
ШИМ-СИН2	16	5	1,681	116,594
ШИМ-СИН2	17	5	1,667	134,178
ШИМ-СИН3	16	7	0,875	193,164

Выводы

Анализ импульсных напряжений, формируемых на выходе мостового коммутатора инвертора (входе силового фильтра, если он необходим) показал, что

- простое увеличение числа импульсов за половину периода основной гармоники выходного напряжения инвертора практически не дает никакого выигрыша с точки зрения спектрального состава и способности импульсного напряжения к фильтрации;

- режим ШИР-КД позволяет существенно улучшить качество импульсного напряжения, однако недостатком режима ШИР-КД является то, что число исключаемых высших гармоник равно числу импульсов за четверть периода основной гармоники, что не позволяет исключать большое число высших гармоник без существенного увеличения потерь на переключение транзисторного коммутатора;

- несколько улучшить спектр напряжения режима ШИР-КД позволяет использование избыточных режимов, позволяющих существенно ослабить амплитуды первых неисключенных высших гармоник;

- наибольшее число высших гармоник при заданном числе импульсов за период основной

гармоники позволяет исключить режим ШИМ по синусоидальному закону (ШИМ-СИН);

► при выборе напряжения режима ШИМ-СИН следует отдавать предпочтение напряжению трехуровневого режима ШИМ-СИН, при прочих равных условиях имеющему наилучший спектральный состав.

Литература

1. *Малышков Г. М.* Коэффициент режекции гармоники. В кн.: “Электронная техника в автоматике”: Сб. статей; Вып. 14 / Под ред. Ю. И. Конева. М.: Радио и связь, 1983, С. 162–169.
2. *Малышков Г. М., Соловьев И. Н.* Простые формы выходного напряжения однофазных мостовых инверторов. В кн.: “Электронная техника в автоматике”: Сб. статей; Вып. 6 / Под ред. Ю.И. Конева. – М.: Сов. радио, 1974, С. 89–90.
3. *Малышков Г. М., Соловьев И. Н.* Транзисторные инверторы. В кн.: «Источники вторичного электропитания». Под ред. Ю.И. Конева. – М.: Радио и связь, 1983.
4. *Малышков Г. М., Соловьев И. Н.* Проектирование инверторов. Учебное пособие. – М.: Изд-во МАИ, 1995.
5. *Крючков В. В.* Анализ спектрального состава выходного напряжения инверторов с широтно-импульсным регулированием и селективным подавлением гармоник. В кн.: “Устройства генерирования и преобразования электроэнергии на летательных аппаратах”. Тематический сборник научных трудов института. – М.: МАИ, 1983, С. 71–74.
6. *Баранов В. К., Крючков В. В., Малышков Г. М., Соловьев И. Н.* Способ регулирования выходного напряжения однофазного инвертора. – А. С. СССР № 1108608, Б. И. № 30 от 15.08.84.
7. *Баранов В. К., Крючков В. В., Малышков Г. М., Хрунова С. С., Яковлев А. Н.* Способ регулирования выходного напряжения однофазного инвертора. – А. С. СССР № 12722438, Б. И. № 43 от 23.11.86.
8. *Лукин А. В., Малышков Г. М., Соловьев И. Н., Крючков В. В.* и др. Транзисторные преобразователи электрической энергии. Под ред. А. В. Лукина и Г. М. Малышкова. – М.: АОЗТ “ММП-Ирбис”, 2002.
9. *Krishnamurthy K. A., Manajani S. B., Revankar G. N. and Dubey G. K.* Selective Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Pulsewidth Modulated Inverters. – International J. Electron, 1979, v. 6, N 3, pp. 321–330.
10. MathCAD/Quick Sheets/Programming/Calculus and DEFs: Fourier Coefficients: Signal Generation.

Анисимова Татьяна Викторовна, аспирант кафедры “Микроэлектронные системы” МАИ, тел.: +7(499)158-45-02;

Бокунов Андрей Валентинович, начальник отдела ЗАО “ММП-Ирбис”, тел.: +7(495)987-10-16.

Ю. Г. Следков, И. Н. Соловьев

МДП-ТРАНЗИСТОРЫ С ИЗМЕРЕНИЕМ ТОКА

U. G. Sledkov, I. N. Soloviev

Current Sensing MOSFETs

В статье проведен анализ способов измерения тока в силовых преобразователях электроэнергии. Рассмотрено новое поколение МДП-транзисторов с встроенной функцией измерения тока, а также применение таких транзисторов в устройствах силовой электроники. Показаны типовые способы применения транзисторов с функцией измерения тока.

Ключевые слова: МДП-транзистор, измерение тока, специализированная микросхема.

The paper analyses the ways of current sensing in power transistor voltage converters, and considers a new generation of current sensing MOSFETs with built-in capability of current sensing, as well as application of such semiconductor devices in the field of power electronics. Typical application of current sensing MOSFET is given.

Key words: MOSFET, current sensing, dedicated interface IC.

Измерение, управление и оптимизация электроэнергии являются крайне важными при разработке электронных систем. Они зависят от точности измерения токов нагрузки и позволяют обеспечить максимальный КПД, увеличить срока службы аккумуляторных батарей, а также повысить степень защиты компонентов системы в случае отказа.

По мере повышения требований к улучшению КПД, точности и снижению стоимости, традиционный шунтирующий резистор, либо аналогичные пассивные схемы следует заменять более современными решениями на основе МДП-транзисторов с встроенной функцией измерения тока (*current sensing MOSFET – SenseFET*). В отличие от предыдущих поколений таких приборов, недостаток которых состоял в разбросе в широких пределах точности измерения тока. Новые транзисторы такого вида обеспечивают на измерение тока жесткий допуск.

Традиционные способы измерения тока

Традиционный подход к измерению тока – включение резистивного датчика тока с низким омическим сопротивлением в цепь протекания тока нагрузки – имеет определенные ограничения. Общая тенденция к снижению рабочих напряжений приводит к относительно большим потерям I^2R в измерительном резисторе, что, в свою очередь, вызывает дополнительный расход энергии, которая представляет собой достаточно ценную составляющую современных разработок в области электроники. Относительно большие величины I^2R могут привести к нагреву резистора, что может привести к температурной нестабильности.

Кроме того, этот резистор должен иметь способность проводить полный ток нагрузки и, следовательно, в типовом случае относительно большие размеры. Более того, разработчики могут быть вынуждены включать в схемы дорогостоящие

резисторы высокой точности, чтобы избежать нежелательных варьирование параметров изделий при массовом производстве оборудования.

Если в схему включен последовательный дроссель и ток необходимо измерять, чтобы, например, управлять импульсным источником питания, имеется возможность измерять ток через паразитное активное сопротивление обмотки дросселя (R_L). Резистор с небольшим сопротивлением ($R_{и}$) и керамический конденсатор небольшой емкости ($C_{и}$) подключаются непосредственно параллельно дросселю. Если сопротивление и емкость выбраны относительно паразитного сопротивления R_L согласно соотношению

$$\frac{L}{R_L} = R_{и} C_{и},$$

($R_{и}$ – величина измерительного сопротивления $R_{и}$, $C_{и}$ – емкость конденсатора $C_{и}$) то напряжение на конденсаторе будет таким же, как на R_L . Таким образом, измеряемый ток может быть рассчитан делением этого напряжения на величину R_L .

Такой способ имеет некоторые ограничения, состоящие в том, что величина индуктивности меняется при изменении постоянного тока подмагничивания, что может ухудшить точность измерения в широком диапазоне изменения тока. Кроме того, паразитное сопротивление дросселя не является жестко контролируемым параметром и может сильно отличаться от изделия к изделию, и, таким образом, требует индивидуальной калибровки при изготовлении. Может потребоваться, также, температурная компенсация для корректировки изменений индуктивности и паразитного активного сопротивления при самонагреве.

Аналогично, разработчик может выбрать измерение тока с помощью измерения падения напряжения на сопротивлении канала открытого соответствующего МДП-транзистора в схеме.

Таким транзистором может быть транзистор синхронного выпрямителя. Снова, поскольку сопротивление открытого МДП-транзистора ($R_{ds(on)}$) может существенно отличаться от прибора к прибору, необходима калибровка схемы измерения тока. Кроме того сопротивление открытого МДП-транзистора может существенно изменяться при изменении температуры.

Новое поколение МДП-транзисторов с измерением тока

МДП-транзистор с функцией измерения тока (*SenseFET*) позволяет преодолеть ограничения, существующие при использовании стандартных резистивных датчиков тока или измерения тока дросселя или обычного МДП-транзистора. В МДП-транзисторе с функцией измерения тока небольшая часть ячеек кристалла мощного МДП-транзистора используется для измерения тока за счет отделения выводов их истоков и образования отдельного вывода. Схематично такой прибор может быть представлен в виде двух МДП-транзисторов, соединенных параллельно и имеющих общие выводы стока и затвора, но отдельные выводы истоков. Структура такого транзистора показана на рис. 1.

При небольшом числе ячеек, изолированных для измерительных целей, ток, протекающий через основной сток, приблизительно равен току нагрузки, а небольшая часть этого тока в известной пропорции протекает по измерительному каналу. Число ячеек измерительного канала по отношению к числу ячеек основного канала иногда называют “зеркальное отношение” (*mirror ratio*). Принцип измерения тока в таком транзисторе основан на практически равном сопротивлении в открытом состоянии ячеек, изготовленных в одном кристалле, что позволяет обеспечить достаточную точность и температурную стабильность.

Величину тока, протекающего по измерительным ячейкам, можно определить за счет измерения напряжения на резисторе с небольшим сопротивлением, включенном последовательно с измерительным выводом. Поскольку величина тока через измерительный вывод составляет долю тока нагрузки, потери мощности крайне незначительны. Поэтому может быть использован недорогой резистор с мощностью на уровне сигнала. Типовая

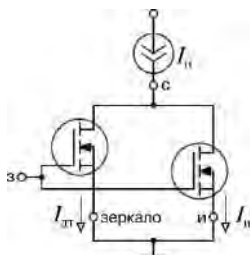


Рис. 1. Структура МДП-транзистора с функцией измерения тока

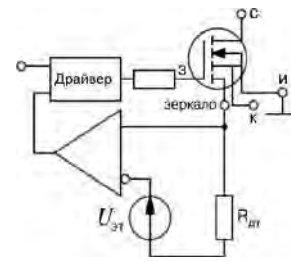


Рис. 2. МДП-транзистор с функцией измерения тока с использованием малоомощного измерительного резистора

практическая схема с использованием измерительного резистора показана на рис. 2.

Если это сопротивление составляет менее 10% от сопротивления измерительного канала в открытом состоянии, величина измеряемого тока приблизительно равна току нагрузки, деленному на “зеркальное отношение” транзистора. На практике сопротивление столь малой величины не сможет поддерживать достаточно высокое напряжение датчика для управления схемами ограничения тока и не обеспечит достаточного управления статизмом по напряжению, необходимого для микропроцессора.

Для точного измерения тока при использовании резистора с достаточно большим сопротивлением разработчик должен представить себе модель МДП-транзистора с функцией измерения тока, состоящую из объемного сопротивления стока, сопротивления провода, подключенного к истоку, а также сопротивлений в открытом состоянии основного и измерительного каналов. Затем разработчик может ввести поправку на изменение зависимости между токами в измерительной цепи и основного канала истока.

В то же время, разработчику необходимо принять во внимание температурную стабильность и влияние разброса параметров дискретных МДП-транзисторов при расчете величины сопротивления резистивного датчика. При увеличении величины его сопротивления точность измерения становится в большей мере зависимой от сопротивления в открытом состоянии основного канала МДП-транзистора, которое может изменяться до 30% от одного изделия к другому и на 40% при превышении рабочей температуры.

Точное измерение тока при использовании МДП-транзисторов с функцией измерения температуры

Измерение с виртуальной землей с использованием операционного усилителя (ОУ) обеспечивает значительно более точные результаты в случае необходимости использования резистора с большим сопротивлением. Неинвертирующий вход ОУ подключается к земле, а инвертирующий — к измерительному выводу МДП-транзистора с функцией измерения тока (рис. 3). Таким образом, измерительное соединение поддерживается на уровне

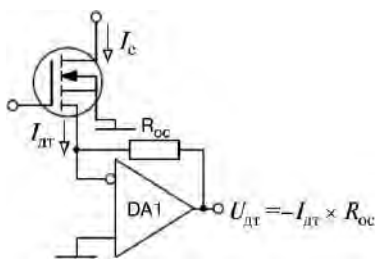


Рис. 3. Измерение тока с использованием виртуальной земли ОУ

виртуальной земли, и потенциал на нем такой же, как на истоке.

Для этого случая можно записать следующие уравнения измерения:

$$U_{дт} = -I_c n R_{ос}; R_{ос} = \frac{U_{дт}}{I_c n}; I_c = -\frac{n U_{дт}}{R_{ос}},$$

где n – “зеркальное отношение” тока МДП-транзистора с функцией измерения тока.

Таким образом, измерение с виртуальной землей позволяет сформировать большой сигнал с датчика без необходимости использования резистивного датчика с большим сопротивлением для изменения характеристик транзистора. Однако, для формирования положительного сигнала необходим еще один ОУ.

Специализированная микросхема интерфейса

Измерительная схема с виртуальной землей может быть создана на дискретных операционных усилителях и резисторах – это может занять много времени на разработку и повысить стоимость комплектующих изделий и материалов. В качестве альтернативы можно воспользоваться контроллером, предназначенным для МДП-транзистора с функцией измерения тока, которая является интегральным решением, включающим в себя измерительную схему с виртуальной землей и драйвер, необходимый для управления МДП-транзистором.

Схема подключения МДП-транзистора с функцией измерения тока, например NTMFS4854NS фирмы *ON Semiconductor*, с соответствующей схемой микроконтроллера (CAT2301), предназначенной для формирования сигналов управления МДП-транзистором и включающей в себя также схему прецизионного измерения тока, контролирующую оба канала транзистора, показана на рис. 4.

Для обеспечения максимальной точности МДП-транзистор с функцией измерения тока содержит вывод Kelvin, соединенный непосредственно с металлизацией главного истока. Без этого вывода любые падения напряжения, вызванные током нагрузки, протекающим через землю, добавлялись бы к напряжению датчика тока и изменяли коэффициент деления тока между основным и измерительным каналами. Микросхема контроллера CAT2301 также имеет соответствующий вход для соединения

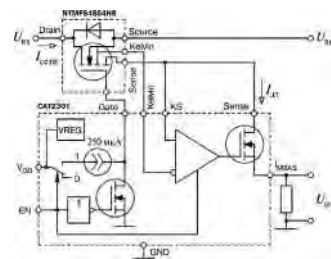


Рис. 4. Управление МДП-транзистором с функцией измерения тока с помощью микросхемы, сочетающей драйвер и функции измерения тока

с выводом стока Kelvin. Этот вывод необходимо использовать только для измерения тока. Его нельзя подключать к каким либо другим схемам. В микросхеме имеется также вывод Kelvin Sense (KS), который необходимо подключать непосредственно к выводу Sense транзистора. Такое подключение обеспечивает хорошее совпадение напряжений между выводами Sense и Kelvin транзистора.

Выводы

Разработчики, которым необходимо точное измерение тока, получили целый ряд возможностей, начиная от простого включения шунтирующего резистора до применения одного из МДП-транзисторов с функцией измерения тока нового поколения. Применение совместно с транзистором сопутствующей интегральной схемы CAT2301, сочетающей в себе драйвер МДП-транзистора и оптимизированную схему измерения тока в одном корпусе, существенно упрощает разработку схем точного, температурно стабильного измерения тока для таких целей, как защита и управление устройствами преобразования электроэнергии.

Литература

1. *Hassan Pooya Forghani-zadeh, and Gabriel A. Rincon-Mora.* Current-Sensing Techniques for DC-DC Converters. – Internet: 1122343862.
2. Current Sensing Power MOSFETs. – Application Note AND8093/D, On Semiconductor.
3. *Gabriel A. Rincon-Mora, H. Pooya Forghani-zadeh.* Accurate and Lossless Current-Sensing Techniques For Power Applications – A practical Myth? – <http://www.powermanagementdesignline.com>.
4. *Wharton McDaniel.* A New Accurate Method For Current Sensing. – Desing Features, <http://www.PowerPulse.net>.

Следков Юрий Германович, к. т. н., доцент кафедры “Микроэлектронных электросистем” МАИ, тел. +7(499) 158-45-56, e-mail: vice_dean3@mai.ru;

Соловьев Игорь Николаевич, зав. кафедрой “Микроэлектронных электросистем” МАИ, доцент, к. т. н., тел.: +7(499) 158-44-26, e-mail: sin@mai.ru.

А. В. Хныков

СТРУКТУРНОЕ ПОСТРОЕНИЕ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

А. V. Hnykov

Structural Design Of High-Voltage Switched Mode Secondary Power Supplies

В статье проведен поиск наиболее оптимальной структурной схемы для построения высоковольтных импульсных источников вторичного электропитания, обеспечивающей высокую эффективность источников данного класса.

Ключевые слова: структурная схема, высоковольтный импульсный источник вторичного электропитания, высокоэффективный, амплитудная модуляция, фазо-импульсная модуляция.

The paper is devoted to the search of the most optimum functional block diagram for high-voltage switched mode secondary power supplies design, that will provide high efficiency for power sources of the class in question.

Keywords: functional block diagram, high-voltage switched mode secondary power supply, high-efficiency, amplitude modulation, pulse-position modulation.

В настоящей статье рассматриваются вопросы структурного построения высоковольтных импульсных источников вторичного электропитания (ИВЭП) с выходным напряжением от 5 до 20 кВ, выходной мощностью от 100 до 500 Вт. Предполагаемая область использования – электропитание твердотельных модуляторов СВЧ-передатчиков в системах радиолокации. Цель рассмотрения – поиск наиболее оптимальной структурной схемы высоковольтного импульсного ИВЭП, в наибольшей степени отвечающей требованиям по повышению КПД, уменьшению массо-габаритных показателей, снижению уровня электромагнитных помех ИВЭП. Поиск выполнен на основе анализа особенностей схемотехники высоковольтных импульсных ИВЭП, а также анализа достоинств и недостатков существующих структурных схем данных ИВЭП.

Особенности схемотехники высоковольтных импульсных ИВЭП

Одной из важных особенностей высоковольтных импульсных ИВЭП является то, что их выходной высоковольтный выпрямитель имеет чисто емкостной фильтр C_{ϕ} (рис. 1а) – без применения дросселей, как это обычно делается в низковольтных импульсных ИВЭП (рис. 1б).

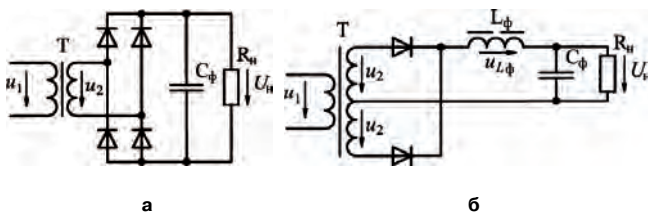


Рис. 1. Построение выходных выпрямителей в высоковольтных (а) и низковольтных (б) импульсных ИВЭП

В низковольтных импульсных ИВЭП дроссель L_{ϕ} выходного выпрямителя выполняет двоякую функцию. С одной стороны, он является элементом $L_{\phi}C_{\phi}$ -фильтра, т. е. выполняет функцию фильтрации выпрямленного напряжения, а с другой – обеспечивает возможность линейного регулирования выходного напряжения U_n преобразователя с помощью ШИМ, ЧИМ или АИМ (ШИМ – широтно-импульсная модуляция, ЧИМ – частотно-импульсная модуляция, АИМ – амплитудно-импульсная модуляция). Рассмотрим последнее утверждение более подробно.

Найдем регулировочную характеристику выпрямителя на рис. 1б, т. е. зависимость выходного напряжения U_n от параметров входного воздействия, каковым, в данном случае, является напряжение u_2 на вторичных полуобмотках силового трансформатора Т. Форма напряжения u_2 показана на рис. 2, там же показана и форма напряжения $u_{L\phi}$ на дросселе (в режиме безразрывного тока).

Параметрами входного воздействия u_2 , как следует из рис. 2, являются: амплитуда U_{A2} , длительность импульса t_n и период T . Для нахождения регулировочной характеристики используем тот факт, что среднее значение напряжения $u_{L\phi}$ на дросселе равно 0, т. е. площадь положительной

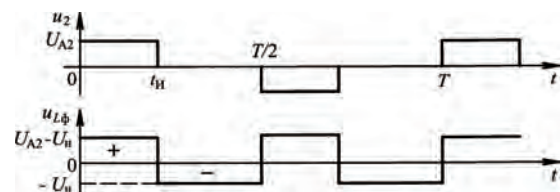


Рис. 2. Временные диаграммы напряжений в выпрямителе низковольтного импульсного ИВЭП

полуволны этого напряжения равна площади отрицательной полуволны:

$$(U_{A2} - U_n)t_n = U_n \left(\frac{T}{2} - t_n \right),$$

откуда искомая регулировочная характеристика будет иметь вид:

$$U_n = 2t_n f U_{A2}, \quad (1)$$

где $f = 1/T$ – частота входного воздействия u_2 (частота преобразования).

Вид регулировочной характеристики (1) позволяет сделать вывод о том, что для регулирования выходного напряжения в низковольтных импульсных ИВЭП можно изменять любой из параметров входного воздействия: длительность импульса t_n (ШИМ), частоту f (ЧИМ) или амплитуду U_{A2} (АИМ). В принципе, возможно и одновременное изменение двух или трех параметров входного воздействия, но это обычно не делается.

Нетрудно понять, что в высоковольтных импульсных ИВЭП, выходной выпрямитель которых не содержит дросселя (рис. 1а), **единственным способом регулирования выходного напряжения является АИМ**, поскольку фильтрующая емкость C_ϕ всегда заряжается до амплитудного значения напряжения u_2 на вторичной обмотке силового трансформатора T – вне зависимости от длительности импульса или периода этого напряжения (т. е. ШИМ и ЧИМ в данном случае не работают).

Зададимся вопросом: почему в высоковольтных импульсных ИВЭП отсутствует дроссель в выходном выпрямителе? Дело в том, что на дросселе падает вполне определенное напряжение, и оно может быть весьма значительным. Так, обращаясь к рис. 2, для $t_n = T/4$ (стандартный случай) можем найти, что амплитуда положительной полуволны напряжения на дросселе равна U_n , а амплитуда U_{A2} напряжения на вторичной полуобмотке трансформатора равна $2U_n$. Применительно к высоковольтным импульсным ИВЭП это означает, что вторичная обмотка силового трансформатора должна быть выполнена на удвоенное выходное напряжение, а это резко усложняет реализуемость силового трансформатора. Схема выпрямителя без дросселя (рис. 1а) свободна от данного недостатка: в ней амплитуда напряжения на вторичной обмотке трансформатора равна выходному напряжению U_n .

Заметим, что входное воздействие u_2 для выпрямителя на рис. 1а вовсе необязательно должно иметь вид, как показано на рис. 2 (с паузой на нуле) – оно может представлять собой знакопеременный меандр (без нулевой паузы) или синусоидальное напряжение.

Таким образом, высоковольтные импульсные ИВЭП должны строиться с учетом следующих факторов:

- ☞ их выходные высоковольтные выпрямители должны иметь чисто емкостной фильтр;
- ☞ регулирование выходного напряжения должно осуществляться с помощью АИМ, т. е. с помощью изменения амплитуды напряжения на вторичной обмотке трансформатора; форма этого напряжения – знакопеременный меандр без нулевой паузы или синусоида.

Структурные схемы высоковольтных импульсных ИВЭП

Для построения высоковольтных импульсных ИВЭП широкое распространение получила так называемая **двухступенчатая** структурная схема, показанная на рис. 3.

Главной особенностью данной структурной схемы является наличие двух ступеней преобразования – импульсного стабилизатора понижающего или повышающего типа (1–я ступень) и двухтактного нерегулируемого преобразователя (2–я ступень). Постоянное выходное напряжение 1–й ступени является питающим напряжением для 2–й ступени, причем оно может регулироваться (автоматически или вручную) под действием сигнала управления u_{y1} , поступающего с системы управления. Выходное напряжение 2–й ступени представляет собой знакопеременный меандр с амплитудой, приблизительно равной напряжению питания этой ступени. Поскольку напряжение питания – регулируемое, регулируемой будет и амплитуда меандра, а вместе с ней и амплитуды напряжений (также меандров) на обмотках высоковольтного трансформатора, что, в конечном счете, обеспечивает регулирование выходного напряжения ИВЭП. Выходной высоковольтный выпрямитель, при этом, работает на чисто емкостной фильтр (без дросселя), что является необходимым условием реализуемости высоковольтного импульсного ИВЭП. Регулирование выходного напряжения, таким образом, осуществляется с помощью АИМ, сама же АИМ реализуется за счет наличия в схеме 1–й (проме-

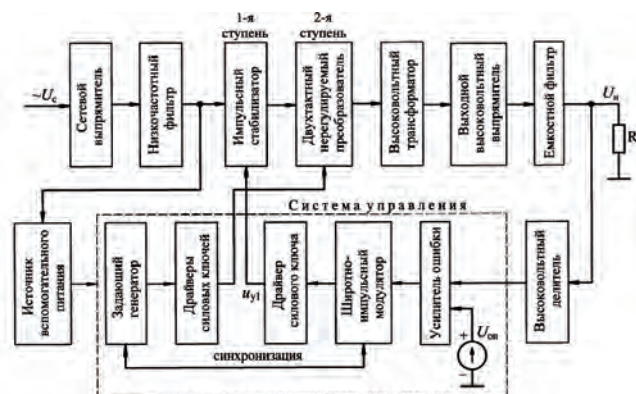


Рис. 3. Двухступенчатая структурная схема высоковольтного импульсного ИВЭП

жуточной) ступени преобразования, работающей с использованием ШИМ.

Наличие промежуточной ступени преобразования в структурной схеме на рис. 3 является причиной свойственных данной схеме недостатков:

- относительно низкий КПД, не превышающий 70%;
- относительно большие массо–габаритные показатели;
- сложность системы управления, в функции которой входят управление двумя ступенями преобразования, а также синхронизация сигналов управления обеими ступенями во избежание возникновения нерегулярных пульсаций на выходе ИВЭП.

От указанных недостатков свободны одноступенчатые структурные схемы, одна из которых приведена на рис. 4. Важным достоинством данной структурной схемы (наряду с “одноступенчатостью”) является то, что форма напряжений на обмотках высоковольтного трансформатора близка к синусоидальной, за счет чего уменьшается уровень электромагнитных помех от ИВЭП. Получение такой формы напряжений достигается за счет фильтрации прямоугольного напряжения (меандра) с выхода мостового регулируемого преобразователя с помощью резонансного LC–контура, амплитудно–частотная характеристика (АЧХ) которого показана на рис. 5.

Стабилизация выходного напряжения ИВЭП осуществляется с помощью релейного регулятора (компаратора), управляющего работой генератора качающейся частоты (ГКЧ). При увеличении выходного напряжения релейный регулятор устанавли-

вает ГКЧ в режим плавного увеличения частоты импульсов. Диапазон изменения частоты импульсов $[f_1; f_2]$ выбирается таким, что рабочая точка на АЧХ резонансного LC–контура скользит вдоль спадающего участка АЧХ, за счет чего при увеличении частоты импульсов происходит уменьшение коэффициента передачи контура. Как следствие, уменьшается амплитуда напряжений на обмотках высоковольтного трансформатора и, вслед за этим, уменьшается выходное напряжение ИВЭП, т. е. происходит компенсация увеличения выходного напряжения (стабилизация). Регулирование выходного напряжения за счет изменения амплитуды синусоидального напряжения на вторичной обмотке высоковольтного трансформатора (т. е. с помощью амплитудной модуляции (АМ)) позволяет в выходном высоковольтном выпрямителе обойтись чисто емкостным фильтром – без дросселя, что, собственно, и требуется. Заметим, что для получения АМ в данной структурной схеме используется модуляция по частоте (ЧИМ) в отношении меандра с выхода мостового регулируемого преобразователя.

Несмотря на всю привлекательность структурной схемы на рис. 4, в ней можно выделить и некоторые недостатки:

- невозможность внешней синхронизации по частоте преобразования за счет использования ЧИМ в мостовом регулируемом преобразователе;
- возможность выхода ИВЭП из строя при случайном переходе рабочей точки со спадающего участка АЧХ, которому соответствует отрицательная обратная связь (ООС), на восходящий ее участок, где имеет место положительная обратная связь (ПОС) (рис. 5);
- наличие релейного регулятора, частота переключения которого должна быть существенно ниже частоты ГКЧ, что требует принятия дополнительных мер по фильтрации напряжения на нагрузке.

От указанных недостатков свободна структурная схема (также одноступенчатая), показанная на рис. 6 и описанная ниже. Принцип действия ее основан на фильтрации прямоугольного широтномодулированного напряжения u (рис. 7), т. е. напряжении с неизменными периодом T и амплитудой U_A , но с изменяющейся длительностью импульса t_n .

Разложение в ряд Фурье такого напряжения дает следующий результат:

$$U_{An} = \frac{4U_A}{n\pi} \sin(n\pi t_n / T); \tag{2}$$

$$\varphi_n = \arctg \left[\frac{\sin(2n\pi t_n / T)}{1 - \cos(2n\pi t_n / T)} \right], \tag{3}$$

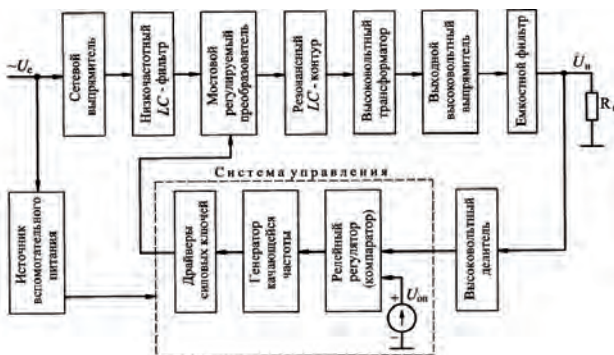


Рис. 4. Одноступенчатая структурная схема высоковольтного импульсного ИВЭП

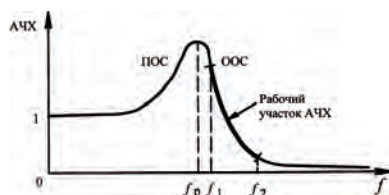


Рис. 5. АЧХ резонансного LC–контура

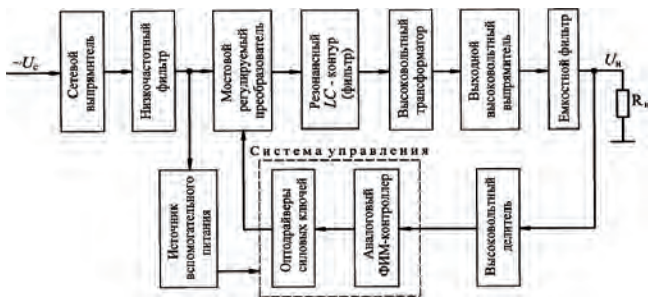


Рис. 6. Структурная схема высокоэффективного высоковольтного импульсного ИВЭП

где U_{An} и φ_n — амплитуды и начальные фазы гармонических составляющих с номерами $n = 1; 3; 5; \dots$

Четные гармоники в спектре ШИМ-напряжения отсутствуют. На рис. 8 представлена зависимость относительной амплитуды 1-й гармоники U_{A1}/U_A от относительной длительности импульса t_i/T , построенная на основе формулы (2). Данная зависимость позволяет сделать вывод о том, что, подавая широтномодулированное напряжение на вход LC-фильтра, выделяющего 1-ю гармонику этого напряжения, можно за счет изменения длительности импульса изменять амплитуду напряжения на выходе фильтра, т. е. осуществить преобразование ШИМ в АМ.

Данный принцип позволяет строить высоковольтные импульсные ИВЭП с синусоидальной формой напряжений на обмотках трансформатора, что способствует снижению уровня электромагнитных помех.

Для получения ШИМ-напряжения (рис. 7) можно использовать мостовой регулируемый преобразователь с фазо-импульсной модуляцией (ФИМ) сигналов управления, поступающих с аналогового ФИМ-контроллера типа 1308EУ2Т АЕЯР.431420.665ТУ. Выбор именно такого преобразователя обусловлен тем, что переключение силовых транзисторов в нем происходит при нуле напряжения — с малыми коммутационными потерями. Несмотря на фазо-импульсное управление, выходное напряжение преобразователя (напряжение в диагонали моста) — широтномодулированное, т. е. имеем преобразование ФИМ в ШИМ. А далее в резонансном LC-контуре (фильтре) ШИМ преобразуется в АМ, что и требуется для работы

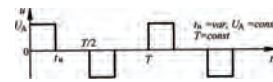


Рис. 7. Напряжение с широтно-импульсной модуляцией

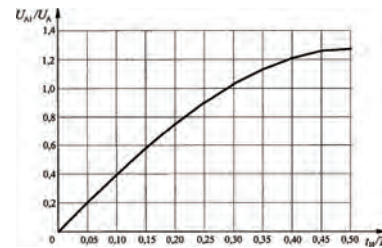


Рис. 8. Зависимость относительной амплитуды 1-й гармоники ШИМ-напряжения от относительной длительности импульса

выходного высоковольтного выпрямителя без выходного дросселя.

Положительными особенностями структурной схемы на рис. 6 являются:

- работа на неизменной частоте преобразования, за счет чего возможна внешняя синхронизация по частоте;
- близкая к синусоидальной форма напряжений на обмотках трансформатора, что способствует снижению уровня электромагнитных помех от ИВЭП;
- наличие одной ступени преобразования, что также способствует повышению КПД и снижает массо-габаритные показатели ИВЭП.

Выводы

Структурная схема (рис. 6) в наибольшей степени удовлетворяет требованиям, предъявляемым к современным высоковольтным импульсным ИВЭП, направленным на повышение их эффективности. Поэтому такая структурная схема может рассматриваться как перспективная для разработки на ее основе высокоэффективных высоковольтных импульсных ИВЭП для радиолокации и других областей радиоэлектроники.

Ныков Александр Васильевич, к. т. н., ведущий инженер, ОАО "РАТЕП" (г. Серпухов), тел. : 8915-411-9654, e-mail: hnykov@online.stack.net.

В. В. Бочаров, С. Ф. Коняхин, С. Б. Резников, И. Н. Соловьев, Ю. В. Ермилов

ЭНЕРГОЭКОНОМИЧНАЯ СТРУКТУРА КОМБИНИРОВАННОЙ АВТОНОМНОЙ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ БЕЗ СТАБИЛИЗАЦИИ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ ГЕНЕРАТОРА

V. V. Bocharov, S. F. Koniahin, S. B. Reznikov,
I. N. Soloviev, Yu. V. Ermilov

Energy Saving Topology Of Combined Standalone Electric
Power Supply System Without Rotation Frequency
Stabilization

Рассматривается проблема энерго- и топливосбережения в автономных системах электроснабжения (АСЭС) для перспективных летательных аппаратов с энергоемким (концептуально возможно-полностью электрифицированным) оборудованием. Описана структура энергоэкономичной комбинированной АСЭС без промежуточного привода постоянной частоты вращения для генератора переменного тока с высокой степенью электроэнергетической совместимости, т. е. с минимальным последовательным преобразованием электроэнергии на пути от генератора до потребителя.

Ключевые слова: автономная система электроснабжения (АСЭС), система электроснабжения (СЭС), привод постоянной частоты вращения (ППЧВ), система повышенного постоянного напряжения (СППН), вторичный источник электропитания (ВИЭП), распределительное устройство (РУ), обратимый инвертор стабильной частоты (ОИСЧ), аккумуляторная батарея, блок активного выравнивания напряжения (БАВН), шина, корректор коэффициента потребляемой мощности (ККМ).

The paper investigates the problem of energy and fuel saving in standalone electric power supply systems (SEPS) for advanced flying vehicles with energy-intensive (conceptually possible – all electric) equipment. It also describes energy saving combined SEPS without intermediate constant rotation frequency drive for AC generator with high-scale electric power compatibility, i. e. minimum consecutive electric power conversion on its way from generator to power consumer.

Key words: standalone electric power supply system (SEPS), electric power supply system (EPS), constant rotation frequency drive (CRFD), higher DC voltage system, secondary electric power source (SEPS), power switchboard, constant frequency reversible inverter (CFRI), battery, active voltage grading block (AVGB), electric bus, power factor corrector of input power.

Силовые установки (СУ) автономных систем электроснабжения, используемые в качестве привода для электрогенераторов (авиадвигатели, бензо-, газо- и дизельные двигатели, ветротурбины и др.) обычно имеют переменную частоту вращения. Однако современное электрооборудование в основном рассчитано на питание переменным током стабильной частоты (трех- или однофазным 50 или 400 Гц). Для его обеспечения используются либо синхронные генераторы (СГ) с промежуточным электромеханическим гидроприводом постоянной частоты вращения (ППЧВ), либо альтернативные первичные источники электропитания (электрохимические, емкостно-накопительные, генераторно-выпрямительные и др.), снабженные полупроводниковыми или электромашинными (двигатель-генераторными) преобразователями (вторичными источниками электропитания – ВИЭП) с выходным синусоидальным напряжением стабильной частоты. Помимо этого АСЭС снабжаются аварийно-резервными аккумуляторными батареями с относительно низким напряжением (например, 28 В).

В последние десятилетия явно обозначилась тенденция увеличения мощности и усложнения характера потребителей электроэнергии, в частности обсуждается концепция “полностью электрифици-

рованного самолета” – ПЭС. Это обстоятельство вызывает необходимость большую часть нагрузок АСЭС переводить на питание от подсистем распределения повышенного напряжения (270В и более).

При этом для резервирования цепей питания и снижения степени воздействия коммутационных и других нелинейных возмущений со стороны нагрузок на качество питающей электроэнергии используется параллельная работа расщепленных (по числу СУ) каналов питания.

Так как параллельная работа синхронных генераторов с индивидуальными приводами затруднена, то в АСЭС для перспективных летательных аппаратов с энергоемким оборудованием предусмотрено использование распределительной системы повышенного постоянного напряжения (ППН270В) [1, 2].

К несомненным достоинствам подсистемы ППН270В относятся следующие [2]:

- отсутствие ППЧВ, имеющих либо низкий КПД (например, 0,4...0,5 для пневмо- и гидроропаточных приводов), либо несоразмерно высокие расходы на приобретение, эксплуатацию, ремонт и регулировки (и связанные с ними простои транспорта, как например для интегрального привод-генератора) [1], а также склонность к возникновению автоко-

лебаний и провалов частоты при циклических и резко набрасываемых нагрузках;

- ☞ простота обеспечения параллельной работы каналов для повышения установленной сетевой мощности и живучести (“горячее резервирование”);
- ☞ отсутствие реактивной мощности и падений (“потерь”) напряжения, на индуктивностях кабелей и обмоток;
- ☞ минимум числа и высокий КПД преобразователей для большинства потребителей, в частности инверторов с синусоидальным выходным напряжением 115/200 В, 400 Гц и т. п.;
- ☞ возможность использования буферных емкостных накопителей и аккумуляторных батарей (с повышенным напряжением);
- ☞ высокое качество электроэнергии.

Основным недостатком подсистемы распределения ППН, до настоящего времени сдерживающим их применение в авиации и по существу нейтрализующим все вышеупомянутые достоинства, является необходимость оснащения многочисленных сетевых контакторов и автоматов защиты громоздкими и недолговечными дугогасительными камерами. Любая попытка реализации бездугового расцепления, например с помощью транзисторов, вакуумных выключателей, запираемых тиристов и др. приборов натывается на сложность быстрого рассеивания без перенапряжения электромагнитной энергии последовательно предвключенных сетевых индуктивных элементов (кабелей, проводов, обмоток, и т. п.), которые в отличие от нагрузочных индуктивностей нельзя шунтировать обратными диодами. Возможность шунтирования предвключенных индуктивностей фильтровыми электролитическими конденсаторами с относительно большой энергоемкостью ограничена, во-первых, их нетермостойкостью и низкой надежностью, а во-вторых – опасностью возникновения разрядных сверхтоков и соответствующих мощных электромагнитных импульсов (ЭМИ) при пробоях и коротких замыканиях.

Однако нельзя считать исчерпанными попытки применить в системах ППН традиционные контакторы и реле, а также транзисторные коммутаторы с разгрузочными резисторами и полупроводниковыми ограничителями напряжения (ПОН).

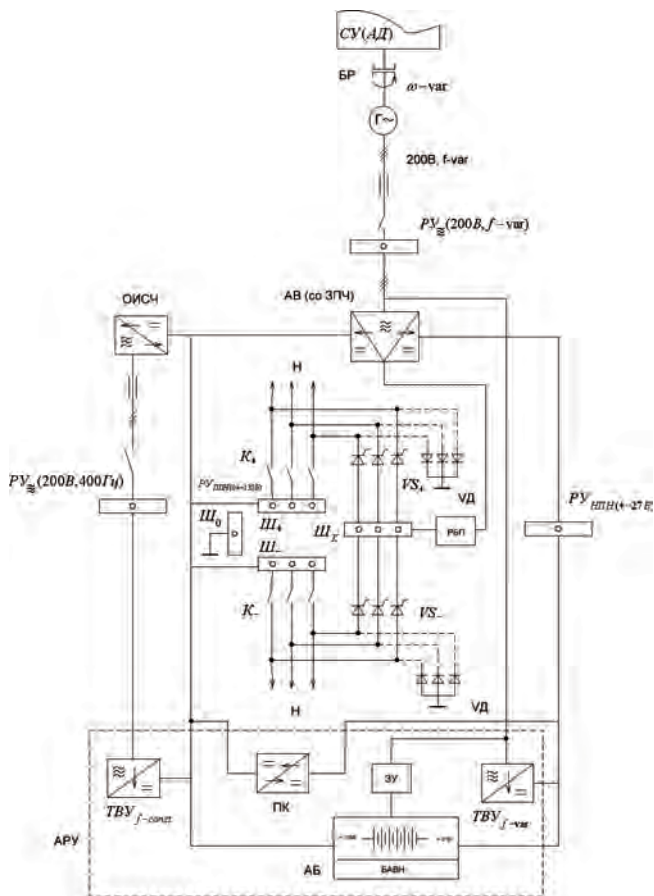
В [2, 3, 4] рассмотрены распределительные системы ППН (СППН) на базе схемы бездугового расцепления (СБР) с плавающим потенциалом специально введенной коммутационной шины (ППКШ). Управление потенциалами питающей и коммутационной шин осуществляется от специализированного емкостного обратимого делителя постоянного напряжения (ОДПН) с транзисторным импульсным модулятором-регулятором потенциалов.

В [2] рассмотрены схемы бездугового расцепления для контакторов защиты транспортного тягового электропривода на базе комбинации электромеханического контактора, электронного ключа, разгрузочных резисторов и нелинейных ограничителей напряжения. Они позволяют не только максимально быстро выключить аварийную цепь питания с постоянным повышенным напряжением, но и осуществить полную гальваническую развязку между питающей сетью и нагрузками, что не предусмотрено в транзисторных аппаратах защиты и коммутации [5].

Основным схемотехническим способом повышения энергоэкономичности АЭС без ППЧВ при обеспечении преимущества по отношению к стандартному бортовому электрооборудованию представляется выбор многоканальной структуры с высокой степенью электроэнергетической совместимости, т. е. с наименьшим числом последовательных преобразований (“малокаскадных”) на пути от первичного источника до потребителей электроэнергии.

На рис.1 представлена упрощенная структура одного канала многоканальной комбинированной автономной системы электроснабжения без ППЧВ с первичной системой генерирования и распределения переменного тока нестабильной частоты и тремя вторичными системами распределения: 1 – СЧ – стабильной частоты (115/200 В, 400 Гц); 2 – ППН – повышенного постоянного напряжения (0 ± 135 В) и 3 – НПН – низкого постоянного напряжения (± 27 В).

В ее состав входят: силовая установка (СУ, например, авиадвигатель-АД), генератор переменного тока ($\Gamma \sim$), распределительное устройство трехфазного напряжения нестабильной частоты РУ (220 В, $f = \text{var}$), активный выпрямитель (АВ) со звеном повышенной частоты (ЗПЧ) (например, на базе циклоинверторов с коррекцией коэффициента потребляемой мощности – ККМ и аварийных трансформаторно-выпрямительных устройств – ТВУ с расщепленными каналами), автономный трехфазный обратимый инвертор стабильной частоты (ОИСЧ), распределительное устройство трехфазного напряжения 115/200 В стабильной частоты РУ (220 В, 400 Гц), распределительное устройство постоянного повышенного напряжения (270 В) с заземленной средней точкой (РУ ППН 0 ± 135 В), распределительное устройство низкого постоянного напряжения 27 В (РУ НПН, ± 27 В), а также аварийно-резервные устройства (АРУ, отделены пунктиром): аккумуляторная батарея (АБ) с напряжениями ± 135 В и ± 28 В, снабженная транзисторным блоком активного выравнивания напряжений (БАВН), зарядное устройство (ЗУ) с питанием от АВ и повышающий конвертор (ПК) (возможно-обратимый) для аварийного питания РУ-ППН от РУ-НПН.



Канал комбинированной АСЭС с первичной системой генерирования и распределения переменного тока нестабильной частоты (200 В, $f = \text{var}$) и тремя вторичными системами распределения: 1 – СЧ – стабильной частоты (115/200 В; 400 Гц); 2 – ППН – повышенного постоянного напряжения (0 ± 135 В); 3 – НПН – низкого постоянного напряжения (± 27 В)

Для применения в качестве магистрального генератора ($\Gamma \sim$) магнитоэлектрического генератора (МЭГ) с постоянными магнитами в его приводном устройстве предусмотрен быстродействующий расцепитель (БР), защищающий всю систему от сверхтоков короткого замыкания.

В отличие от распределительной системы ППН с ППКШ [2, 3, 4] в рассматриваемой структуре (рис. 1) вместо диодов в цепи коммутационной шины ШК применены тиристорные группы (VS_+ и VS_-). Это дает возможность исключить пульсации потенциалов на входных зажимах отключенных нагрузок при коммутационных манипуляциях. Пунктиром также показаны цепи диодного шунтирования (ВДШ) индуктивных нагрузок.

Кроме того, в рассматриваемой структуре используется вариант двухпроводной СППН с ППКШ и заземленной нулевой шиной Ш₀ (СППН 0 ± 135 В). Здесь для питания коммутационной шины (Ш_к) использован регулируемый блок питания (РБП) с двуполярным выходным потенциалом относительно нулевого (заземленного) провода питания и нулевой шины (Ш₀).

В качестве потребителей могут использоваться нагрузки с заземленным “минусом” 135 В, с заземленным “плюсом” 135 В и с заземленной “средней точкой” 270 В. К достоинствам этой системы относится также пониженное рабочее напряжение на изоляции кабелей, проводов и распределительных шин относительно заземленного корпуса объекта, благодаря чему ослабляется процесс старения изоляции, повышается ее надежность и электробезопасность.

В составе АСЭС в качестве первичного источника можно применить многофазный регулируемый или нерегулируемый (с постоянными магнитами) вентильный генератор постоянного тока или трехфазный синхронный генератор без ППЧВ и регулируемый (или нерегулируемый) выпрямитель.

Для повышения КПД преобразования регулируемый выпрямитель в некоторых случаях целесообразно выполнять интегрированным со схемой транзисторного корректора коэффициента потребляемой мощности (КММ), исключающего внешние гармоники во входном токе, а, следовательно, и потери в первичной сети, а также переразмеривание генератора.

В качестве выходного емкостного фильтра в КММ обычно используется батарея электролитических конденсаторов. Однако электролитические конденсаторы являются малонадежными элементами, особенно в широком диапазоне рабочих температур, и в большинстве случаев неприменимы. Поэтому для рассматриваемых систем представляется целесообразным в составе преобразователей переменного тока применять пленочные (или бумажные) буферные конденсаторы, а их малую энергоемкость компенсировать активной фильтрацией с помощью ШИМ-управления транзисторными выравнивающими модуляторами. Можно также применять схемы импульсных транзисторных выпрямителей или выходных конверторов. В этих случаях для питания плюсовой, минусовой и коммутирующей шин понадобятся три вторичных источника: с постоянным положительным потенциалом, с постоянным отрицательным потенциалом и с регулируемым двуполярным потенциалом относительно шины заземления.

Заключение

Основные достоинства рассмотренной многоканальной СЭС без ППЧВ:

- ▶ преимущество в отношении традиционного авиационного электрооборудования, в особенности — электромеханических контакторов, реле и автоматов защиты сети;
- ▶ высокая энергоэкономичность благодаря высокой степени электроэнергетической совместимости, т. е. минимизации последовательных преобразований (“малокаскадности”), высокому КПД, и минимизации

- реактивной мощности в каналах генерирования и распределения переменного тока (установке ККМ, вместо индуктивных балластов);
- ▶ многократное аварийное резервирование и параллельное включение каналов питания, т.е. высокая “живучесть” и функциональная надежность (в том числе и за счет использования АБ с повышенным напряжением, селективной защиты и аварийных преобразователей);
 - ▶ при сохранении общеизвестных преимуществ канала распределения постоянного повышенного напряжения 270 В снижение вдвое рабочего напряжения (до 135 В) изоляции проводов, контакторов, полупроводниковых ключей, т.е. снижение вероятности пробоя и старения изоляции.

Литература

1. Электрооборудование летательных аппаратов : учебник для вузов. В двух томах /под ред. С. А. Грузкова. – М.: Издательство МЭИ, Том 1. Системы электроснабжения летательных аппаратов, 2005 – 568 с.

2. Резников С. Б., Бочаров В. В., Кириллов В. Ю., Постников В. А. Электроэнергетическая и электромагнитная совместимость транспортного электрооборудования с высоковольтными цепями питания. – М.: Изд-во МАИ-ПРИНТ, 2010. – 512 с.

3 А.С. СССР №143503 от 1989г. Устройство для коммутации цепей питания потребителей электро-

энергии / Бочаров В. В., Болдырев В. Г., Дубенский Г. А., Красильников А. А., Резников С. Б., Бюлл. № 20, от 30.05.1989 г.

4. С. Б. Резников, В. В. Бочаров, С. Ф. Коняхин, Е. В. Парфенов. Бездуговая коммутационная аппаратура для перспективных транспортных систем электроснабжения с повышенным постоянным напряжением. Силовая электроника, №3, 2011 г., С. 4–6.

5. Машуков Е. В., Шевцов Д. А., Ульященко Г. М. Транзисторные аппараты защиты и коммутации для авиационных систем распределения электроэнергии. – М.: Изд-во МАИ-ПРИНТ, 2009. – 188 с.

Бочаров Владимир Владимирович, к. т. н., доцент кафедры “Теоретические основы электротехники”, МАИ, тел.: +7 (499) 158-45-29, e-mail: e.bocharowa@yandex.ru;

Коняхин Сергей Федорович, к. т. н., генеральный конструктор ОАО “АКБ “Якорь”, тел.: +7 (495) 325-10-87;

Резников Станислав Борисович, д. т. н., профессор кафедры “Теоретические основы электротехники” МАИ, тел.: +7 (499) 158-45-29, e-mail: rezn 41@mail.ru;

Соловьев Игорь Николаевич, к. т. н., доцент, зав. кафедрой “Микроэлектронные электросистемы”, МАИ, телю: +7 (499) 158-45-59;

Ермилов Юрий Владимирович, студент группы 03-614 МАИ, тел. +7 (903) 195-20-70.

В. В. Козлов

МИКРОЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛИ ПРИБОРОВ КОНТРОЛЯ И УЧЕТА АВТОКОМПОНЕНТОВ

V. V. Kozlov

Micro Electric Motors For Auto Components Control and Stock Record Gauges

Рассматривается ряд синхронных и шаговых микроэлектродвигателей, широко используемых в приборах контроля и учета энергоресурсов, в автокомпонентах, в бытовых электроприборах и других изделиях. Электродвигатели разработаны, запатентованы и производятся электротехническим заводом ЗАО "АКВ", г. Санкт-Петербург.

Ключевые слова: синхронный двигатель, шаговый двигатель, микро электродвигатель, прибор учета и контроля, автокомпоненты.

The paper considers a number of synchronous and stepped micro electric motors widely used for gauges for control and stock record of power resources in auto components, household devices and other products. The electric motors are developed, patented and produced by electrical factory Close Joint-Stock Company "AKB", St. Petersburg.

Key words: synchronous electric motor, stepped electric motor, micro electric motor, control and stock record gauge, auto components.

Электродвигатели рассматриваемого ряда имеют диаметры 21, 25 или 32 мм и созданы как модульные модификации базовой конструкции микроэлектродвигателя синхронного типа с гладким многополюсным магнитом ротора (рис. 1). Базовая конструкция синхронного однофазного электродвигателя запатентована [1] и поставляется с маркировкой ДСО32-2,0-0,375 на напряжения питания 12, 24, 40, 110 или 220 В переменного тока.

Однофазный синхронный электродвигатель содержит статор с кольцевой катушкой, размещенной между торцевыми узлами магнитопровода с когтеобразными полюсами, и ротор с многополюсным магнитом. Число когтеобразных полюсов равно числу когтеобразных полюсов магнитопровода, причем полюса магнитопровода объединены в четное количество групп, содержащих одинаковое число полюсов и смещенных относительно друг друга. При этом полюса в каждой группе выполнены с длиной полюсной дуги 0,6–0,75 длины дуги полюсного деления и смещены относительно друг друга на 180 эл. град., а полюса противоположных торцевых узлов, перекрывающиеся по ширине, выполнены укороченными с аксиальным зазором между ними. Все полюса несмежных групп полюсов экранированы короткозамкнутыми витками, группы полюсов смещены относительно друг друга на

90–110 эл. град. Число групп когтеобразных полюсов в торцевом узле магнитопровода равно двум.

Принципиально однофазный микродвигатель работает на сочетании гармоник, используя экранирование части полюсов статора. Технологически разработчикам удалось найти среди простых форм, получаемых штампованием, такую геометрию магнитопровода статора и медных пластин экрана, которая обеспечила наивысшие показатели в этом классе электрических машин и устойчивость рабочих параметров в условиях серийного производства.

Универсальность простой в производстве конструкции микроэлектродвигателя ДСО32 заключается в том, что двигатель может работать как синхронный электродвигатель, который можно включать в однофазную сеть переменного тока, так и в шаговом режиме при питании как однополярными, так и разнополярными импульсами напряжения или тока.

Учитывая высокую серийность производства двигателей, при их изготовлении используются типовые отечественные материалы, оборудование и технологии, реализующие полный производственный цикл.

Основываясь на указанной универсальности базовой конструкции двигателя ЗАО "АКВ" разработан и производится шаговый микроэлектродвигатель ДШ32-2,5-22,5 с питанием однополярными импульсами. Разработка выполнена по техническому заданию АвтоВАЗа для привода отсчетных механизмов спидометров комбинаций приборов автомобилей. Шаговый двигатель отличается от аналогов улучшенными характеристиками, что позволило в среднем уменьшить потребляемую мощность в полтора раза и одновременно увеличить в 1,8–2 раза вращающий момент при одинаковых габаритах. Примененное конструктивное решение позволяет за счет большой степени экранирования



Рис. 1. Синхронные, шаговые микродвигатели, производимые электротехническим заводом ЗАО "АКВ"

Таблица 1. Основные параметры производимых электродвигателей

Параметр	Синхронные		Шаговые		
	ДСО32	ДСОР32	ДШ32	ДШ25	ДШ21
Напряжение питания, В	12; 27; 40; 110; 220		12; 24	6; 12; 24	6; 12
Частота, Гц	50; 60		–	–	–
Частота приемистости, Гц	–	–	120	200	10
Синхронный вращающий момент, мН · м, не менее	2,5	250	2,5	3,0	0,4
Частота вращения, мин ⁻¹	375	2	–	–	–
Угловой шаг, град	–	–	22,5	7,5	22,5
Потребляемая мощность, ВА, не более	1,6		1,6	2,5	1,5
Масса, кг, не более	0,07	0,11	0,07	0,35	0,025
Габариты, мм: диаметр длина	32 21	45 56	32 21	25 15	21 13

полюсов и, как следствие, увеличения внутреннего демпфирования, обеспечить стабильную и устойчивую работу во всем диапазоне управляющих частот от нуля до максимальной.

Дальнейшее совершенствование конструкции двигателей нашло отражение в патенте РФ №2152119 от 27.06.2000 г. [2]. Разработанный и производимый по патенту однофазный синхронный электродвигатель ДСО21-0,4-0,375 также имеет возможность работать как в синхронном, так и в шаговом режимах, подавая сигналы в обмотку управления в виде импульсов тока. При этом характеристики двигателей мало критичны к форме импульсов. Производимый по патенту шаговый микроэлектродвигатель ДШ21-0,4-22,5 нашел применение для автомобильных часов и средств автоматики.

Кроме перечисленных однофазных синхронных электродвигателей был разработан двухфазный синхронный электродвигатель ДСК25-3,0-0,225 с питанием 12 или 24 В. Данный реверсивный электродвигатель составлен из двух однофазных модулей и, таким образом, является результатом агрегатирования, чрезвычайно удобным в серийном производстве. Двухфазный электродвигатель также обладает свойством универсальности к режимам работы и, поэтому разработанный реверсивный шаговый электродвигатель ДШ25-3,0-7,5 на 12 или 24 В, конструктивно аналогичен синхронному двигателю ДСК25. Шаговый электродвигатель ДШ25-3,0-7,5 может быть использован в составе клапана холостого хода электронного впрыска автомобильных двигателей.

Для расширения области применения рассматриваемого ряда электродвигателей ЗАО “АКВ” разработан и производится универсальный редуктор для приборных систем [3]. В состав редуктора входят:

- корпус,
- крышка,
- блоки шестерен,
- зубчатое колесо с выходным валом,
- зубчатое колесо (шестерня) входного вала.

Зубчатое колесо (шестерня) входного вала входит в комплект поставки, изготавливается производителем редуктора, но его монтаж осуществляется заказчиком на выходном конце вала того электродвигателя, который предполагается применять в составе получаемого электромеханического модуля.

Универсальный редуктор содержит пять степеней редукции, реализованных пятью парами зубчатых колес, восемь из которых собраны конструктивно в блоки шестерен.

Выходная шестерня опрессована на стальном валу.

Общий коэффициент редукции равен 187,5, но заменой отдельных пар шестерен может быть изменен по желанию заказчика.

Для изготовления редуктора используется упругий и жесткий термопластичный материал. Корпус и крышка редуктора соединяются защелками, выполненными как единое целое с корпусом и крышкой, оси выполнены как единое целое с корпусом. Все детали редуктора получают литьем под давлением.

В настоящее время заказчикам поставляется мотор-редуктор ДСО32-250-2 на напряжение питания 40, 110 или 220 В, конструктивно состоящий из электродвигателя ДСО32 и редуктора.

В табл. 1 перечислены основные параметры производимых ЗАО “АКВ” электродвигателей.

Представленные электродвигатели отличаются:

- высокой надежностью в различных климатических условиях и агрессивных средах,
- высокими энергетическими показателями,
- небольшой стоимостью за счет технологичности производства и др.

За период с 1995 года ЗАО “АКВ” произведено и поставлено около 3-х миллионов электродвигателей, в основном, использованных в автомобильных приборах.

Литература

1. Колесников В. П., Козлов В. В. Однофазный синхронный электродвигатель. – Патент СССР 1836786 от 13.10.1992 г.

2. Козлов В.В., Павловский В.С. Однофазный синхронный электродвигатель. – Патент РФ № 2152119 от 27.06.2000 г.

3. Козлов В.В., Павловский В.С. Редуктор для приборных систем. – Патент РФ №92707 от 27.03.2010 г.

Козлов Валерий Викторович, доктор технических наук, заместитель генерального директора, по научной работе ЗАО “АКВ”, E-mail: info@akv.com.ru.

Г. Н. Фурсей, И. А. Дмитриев, Я. Б. Скуратник, А. А. Бегидов, Кумахов А. А.

ВОЗМОЖНОСТЬ ФОКУСИРОВКИ МОЩНЫХ НАНОСЕКУНДНЫХ ИМПУЛЬСОВ РЕНТГЕНОВСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

G. N. Fursey, I. A. Dmitriev., Ya. B. Skuratnik.,
A. A. Begidov, A. A. Kumakhov

Focusing Possibility Of High-Power Nanosecond
X-Ray Pulses

Показана возможность эффективной фокусировки рентгеновского излучения, генерируемого под действием наносекундных импульсов взрывной электронной эмиссии.

Ключевые слова: рентгеновское излучение, фокусировка, мощный наносекундный импульс.

The paper shows the possibility of X-radiation effective focusing when it is generated by explosive emission pulses of nanosecond duration.

Key words: X-radiation, focusing, power impulse of nanosecond duration.

Открытие явления ВЭЭ [1, 2, 3] позволило создать новый класс импульсных портативных рентгеновских аппаратов. Это оказалось возможным благодаря исключительно высокой эмиссионной способности ВЭЭ, в миллионы раз превосходящей традиционные термоэмиссионные катоды. Большие эмиссионные токи, генерируемые в процессе ВЭ (сотни, тысячи Ампер) позволяют получать настолько мощное рентгеновское излучение, что это дает возможность осуществить регистрацию рентгеновского изображения за времена порядка наносекунд [4, 5].

Поскольку при этом высокое напряжение, необходимое для ускорения электронного пучка (и получения рентгена), прикладывается к элементам аппаратуры на очень короткое время, электрическая прочность рентгеновского аппарата резко возрастает и, соответственно, можно уменьшить все габариты рентгеновской аппаратуры [6].

Было показано, что возможно создание мощных рентгеновских аппаратов с габаритами в десятки и сотни раз меньшими, чем в случае использования стационарного высокого напряжения.

Основным затруднением, влияющим на качество рентгеновского изображения, является сравнительно большой размер рентгеновского пятна источника (1–2 мм). В импульсных рентгеновских трубках, работающих на основе ВЭЭ, уменьшение пятна с использованием электростатической и магнитной фокусировки оказывается сложным вследствие малых расстояний катод–анод.

Наиболее привлекательным является непосредственная фокусировка рентгеновского излучения на выходе из рентгеновской трубки. Такая возможность в принципе открывается при использовании поликапиллярной рентгеновской оптики, предложенной Кумаховым [7, 8, 9]. Как показано в ряде последних работ, линза Кумахова принципиально

позволяет фокусировать рентгеновское излучение в пятно диаметром менее 6 мкм.

Эффективная работа этих линз продемонстрирована в целом ряде устройств со стационарными рентгеновскими источниками.

В настоящей статье впервые делается попытка применить эту оптику к мощным импульсным рентгеновским источникам, работающим на основе ВЭ в наносекундном диапазоне длительностей импульсов.

Явление взрывной электронной эмиссии

Взрывная электронная эмиссия [1–5] является особым видом эмиссии, возникающим, когда автоэлектронный эмиттер взрывается при протекании через него автоэмиссионного тока большой плотности. При этих условиях формируется квазистационарный фазовый переход на границе конденсированное вещество катода – плотная плазма. После возбуждения единичного локального “акта” взрывной эмиссии, эмиссионный процесс быстро распространяется по поверхности катода вследствие распространения плазмы. Появление и взрывы новых эмиссионных центров обеспечивают поддержание процесса взрывной электронной эмиссии и включения в процесс микроскопических областей поверхности катода.

При взрыве локального эмиссионного центра на поверхности всегда образуется жидкая фаза. Присутствие жидкости на поверхности катода является фундаментальным обстоятельством, определяющим внутренний механизм взрывной эмиссии. Процесс формирования микровыступов на жидкой поверхности определяет устойчивость эмиссионного процесса, условия переноса вещества (эрозии катода) и существенным образом влияет на форму электронного потока. Процесс генерации микровыступов является квазистационарным и обусловлен возникновением микрокапиллярных волн

на поверхности жидкости при взрыве [16]. В случае твердотельного катода эти микроволны после прекращения взрывного эмиссионного процесса частично замораживаются и являются теми центрами, на которых инициируется взрывная эмиссия при последующих включениях. Подбор оптимальных условий эксплуатации взрывоэмиссионного катода позволяет с высокой воспроизводимостью осуществлять миллионы включений.

Поликапиллярная рентгеновская оптика

Основная задача настоящей работы состояла в оценке возможностей внешней фокусировки рентгеновского излучения, генерируемого рентгеновскими трубками, работающими на основе ВЭЭ, посредством использования поликапиллярной оптики Кумахова [7 – 9].

Поликапиллярная оптика позволяет фокусировать рентгеновское излучение, формировать квазипараллельные пучки для дифрактометрии, обладает большим углом захвата излучения (до 0,2 радиан) и т. д. [7–11]. Диапазон применения этой оптики достаточно широк. Для рентгеновского излучения она наиболее эффективна вплоть до энергий 60 кэВ. Эта оптика применяется также для фокусировки тепловых нейтронов. Благодаря своим уникальным возможностям в настоящее время поликапиллярная оптика используется в тысячах приборах по всему миру: дифрактометрах, флюоресцентных спектрометрах, рефлектометрах, приборах с малоугловым рассеянием и др. [10].

В рентгеновской области спектра показатель преломления вакуума $n < 1$, и таким образом вакуум является оптически наиболее плотной средой. В результате этого возникает явление полного внешнего отражения на границе вакуума со средой [11] в противоположность оптическим спектрам, в случае лучей, падающих на поверхность среды изнутри. Поэтому это отражение и называется “внешним”. Высокая отражательная способность имеет место лишь при скользких углах падения. Лучи, падающие на поверхность под углами меньшими θ_c (критический угол), отражаются, а падающие под большими углами – нет (рис. 1а). Типичное значение θ_c для энергий ~ 10 кэВ – несколько миллирадиан.

Принцип работы поликапиллярной оптики Кумахова следующий. Как было сказано выше, рентгеновские лучи могут отражаться от гладкой поверхности, когда угол падения пучка меньше, чем критический угол. Таким образом, рентгеновские фотоны, введенные в капиллярный канал, могут распространяться в результате многократного отражения. Если канал изогнут так, что соблюдаются определенные соотношения между диаметром канала, радиусом кривизны и энергией фотона, рентгеновское излучение может отклоняться на достаточно большие углы [12].

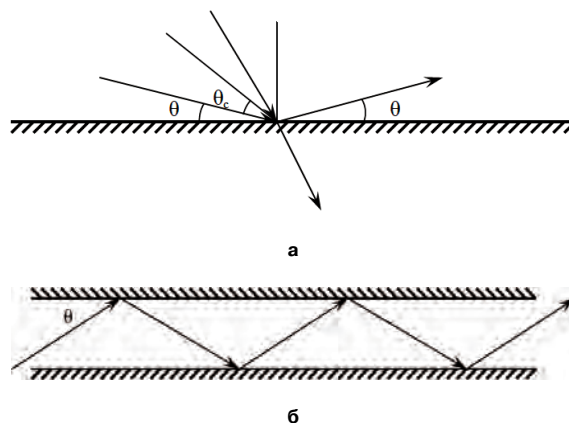


Рис. 1. Отражение рентгеновских лучей от гладкой поверхности (а) и распространение вдоль канала в результате многократных отражений (б)

Поликапиллярные рентгеновские линзы и их основные параметры

Поликапиллярной линзой или линзой Кумахова называют пучок капилляров, предназначенный для преобразования расходящихся рентгеновских пучков в интенсивное фокальное пятно. Необходимо заметить, что упорядоченные капиллярные структуры могут быть использованы как интерференционные элементы. Основными параметрами, характеризующими степень фокусирования, являются плотность потока фотонов в пятне и размеры фокусного пятна [13] (рис. 4).

С момента создания первой сборной линзы (рис. 2) изменилась технология изготовления, геометрия, основные параметры линз. Первая линза была собрана из 2000 отдельных капилляров.

Технология изготовления современных монокристаллических линз (рис. 3) представляет собой вытяжку поликапиллярной заготовки в специальной печи.

Основными параметрами поликапиллярных линз являются переднее и заднее фокусные расстояния, размер фокусного пятна и трансмиссия.

Под трансмиссией понимается отношение излучения, вышедшего в точке фокуса, к вошедшему в линзу. Трансмиссия линз зависит от энергии излучения, угла захвата, диаметра капилляра, радиуса его кривизны и формы огибающей.



Рис. 2. Первая собранная поликапиллярная линза



Рис. 3. Монолитная поликапиллярная линза (а),
торец поликапиллярной линзы (б)

Диаметр фокусного пятна является одним из важнейших параметров, так как от него зависит область исследуемого объекта. С уменьшением сфокусированного размера пятна, уменьшается локальность, тем самым возрастает точность измерения. Этот параметр линейно зависит от диаметра каналов линзы, выходного фокусного расстояния (пропорционально), геометрии линзы и от энергии излучения квантов. Зависимость от энергии заключается в следующем: расходимость излучения на выходе линзы определена двойным критическим углом.

С увеличением энергии критический угол уменьшается и тем самым уменьшается диаметр фокусного пятна.

Основная проблема уменьшения диаметра фокусного пятна в микролинзах связана с тем что, высокоэнергетическая часть излучения проходит сквозь стенки линзы. Кроме этого, лучи, которые перестают отражаться из-за превышения критического угла, не поглощаются в стекле, а выходят наружу. Таким образом, фокусное пятно, окружает так называемое гало, сформированное из излучения, прошедшего насквозь и не поглощенного в стенках. Один из возможных вариантов решения этой проблемы состоит в увеличении толщины стенки единичного канала и нанесении на стенку капилляра специального покрытия с большим Z . В наших экспериментах использовались стеклянные поликапиллярные линзы, содержащие в своем составе свинец, что позволяло уменьшить рассеянное излучение.

Эволюция поликапиллярных линз была долгой и непростой. Размеры фокусных пятен первых линз были порядка нескольких миллиметров. Вместе с этим трансмиссия была высока порядка 20%.

На сегодняшний день в институте рентгеновской оптике создаются линзы с диаметром фокусного пятна менее бкм. Однако уменьшение размеров фокусных пятен негативно сказывается на трансмиссии.

Каждая линза уникальна в своем роде. Различие линз заключается не только в отличии основных параметров друг от друга. Линзы различаются так же диаметром каналов, радиусом кривизны, диаметром сечения. То, какой получится линза, зависит от диаметра заготовки, от диаметра ее каналов, от режимов вытяжки и др.

Эксперимент

Основной задачей эксперимента, как отмечалось выше, является возможность фокусировки излучения, выходящего из рентгеновской трубки, с помощью линз Кумахова. В качестве источника рентгеновского излучения использовалась стандартная наносекундная импульсная трубка со взрывоэмиссионным катодом ИМА6-Д, с источником питания от портативного импульсного медицинского рентгеновского аппарата "Дина 2" (табл. 1, см. [6]). В задачу эксперимента входило определение размеров сфокусированного пятна, определение дозы падающего и прошедшего через линзу рентгеновского потока и предварительное определение коэффициента трансмиссии.

Таблица 1

Наименование показателей	Объект (продукт) проекта "Дина 2"
1. Ускоряющее напряжение, кВ	100
2. Ток пучка, А	500
3. Диаметр фокусного пятна, мм	2
4. Время экспозиции, с	0,2 ... 5,0
5. Ресурс,	$> 10^6$ импульсов
6. Вес аппарата, кг	10
7. Размеры, мм	550 × 420 × 150

Схема эксперимента приведена на рис. 4, 5.

Электронный пучок, сформированный взрывоэмиссионным катодом, выполненным в виде диафрагмы, падает на острый W анод, на котором формируется пятно рентгеновского излучения. Рентгеновский поток проходит через Be окно в стенке вакуумированной рентгеновской трубки и далее фокусируется с помощью по-

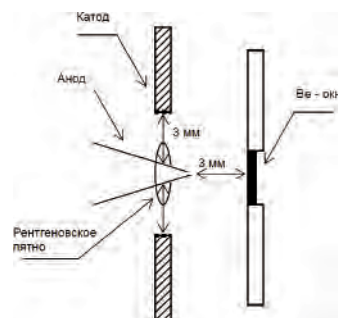


Рис. 4. Конструкция рентгеновской трубки, катод (кольцо), острое-антикатод, окно выхода



Рис. 5. Схема фокусировки рентгеновского пятна

ликапиллярной линзы (рис 5). Пятно в области фокуса линзы (F2) регистрируется с помощью специального визуализатора.

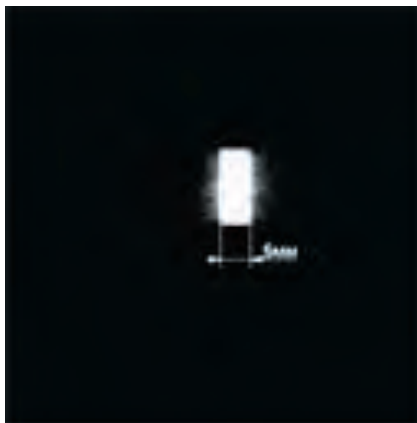
Визуализатор состоит из экрана, преобразующего изображение в рентгеновских лучах в оптическое, и чувствительной цифровой видеокамеры. Изображение в цифровом формате вводится в компьютер, где проходит вторичную обработку с помощью специальной программы. Результаты представлены на рис. 7.

Размер рентгеновского пятна источника (исходный размер) определялся с использованием специального поликапиллярного столбика, который располагался между выходом из рентгеновской трубки и визуализатором (рис. 6). Поликапиллярный столбик позволял перенести изображение пятна на выходе из окна рентгеновской трубки на экран визуализатора с минимальной расходимостью рентгеновского пучка. Изображение исходного пятна представлено на рис. 7. Как можно видеть, исходное пятно имеет кольцеобразную форму. Масштаб изображения определялся с помощью калиброванной щели размером 0,5 мм. (рис. 7а). Определенный таким образом размер исходного пятна составлял 1,7 мм.

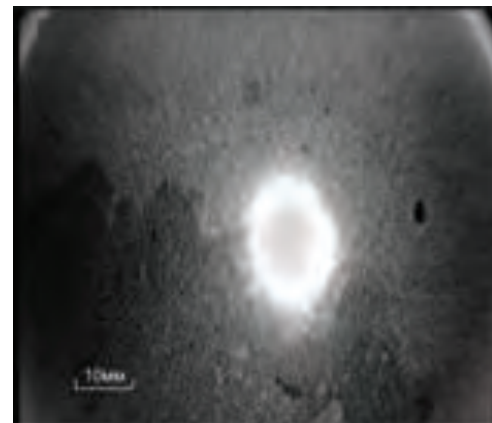
Фокусировка пятна осуществлялась с помощью поликапиллярной линзы (рис. 5). Линза имела следующие параметры: передний фокус $F_1 = 160$ мм, задний фокус $F_2 = 51$ мм.



Рис. 6. Регистрация исходного рентгеновского пятна



а



б

Рис. 7. Изображения калиброванной щели (а) и исходного рентгеновского пятна (б) (пятно имеет форму кольца; диаметр исходного пятна ~ 1,7 мм; щель – 0,5 мм)

Диаметры входа линзы $D_{вх} = 8,5$ мм, диаметр выхода линзы $D_{вых} = 6$ мм. Длина линзы $L = 97$ мм. Размер фокального пятна для линии $K\alpha Mo - 200$ мкм.

Для настройки линзы использовался вспомогательный источник рентгеновского излучения “РИЗОН 50/10”, изготовленный в ООО “Институт физической оптики”, в режиме расфокусировки. Напряжение 25 кВ, ток – 25 мкА, мощность – 1 Вт.

Для обеспечения условий максимальной фокусировки требовалось подобрать расстояние от источника излучения X, так, чтобы источник излучения оказывался в фокусе F_1 . В свою очередь положение визуализатора относительно линзы подбиралось таким образом, чтобы входное окно визуализатора находилось в фокусе линзы F_2 .

Для того, чтобы устранить рассеянное излучение в области выходного окна рентгеновской трубки и входного окна визуализатора, располагались свинцовые диафрагмы диаметром 2,5 мм. Диаметры диафрагм выбирались одинаковыми, что давало возможность определить интенсивность рентгеновского излучения на входе и выходе линзы.

Размеры изображения рентгеновского пятна на выходе линзы в зависимости от расстояния X представлены на рис. 8.

В табл. 2 показаны размеры фокусных пятен на различном расстоянии линзы от источника.

Таблица 2

х, мм	0	10	20	30	40	50	60	70
Номер рис.	1	2	3	4	5	6	7	8
Размер пятна, мм	1	0,92	0,6	0,5	0,38	0,33	0,5	0,62

Как можно видеть из рис. 8, возможность фокусировки рентгеновского излучения в данной системе убедительно показана экспериментально.

Изображение фокусного пятна на рис. 8 частич-

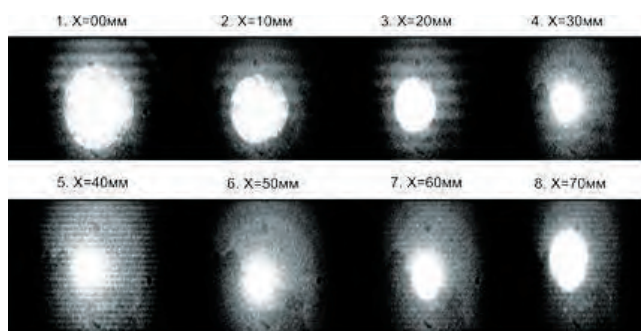


Рис. 8. Изображения рентгеновского пятна на выходе линзы в зависимости от расстояния X

но размыто, что связано с тем, что линза, используемая в настоящем эксперименте, не рассчитана на мощное импульсное излучение рентгеновского аппарата ДИНА-2 (Энергия излучения ДИНА-2 более 60 кэВ). Предел нормальной работы используемой нами поликапиллярной линзы ограничен энергией квантов до 40 кэВ. Поэтому, эффективно фокусируется только низкоэнергетическая часть спектра, а остальное излучение проходит сквозь линзу. Это создаёт интенсивное гало вокруг фокусного пятна (рис 8.5, 8.6, 8.7). Для более эффективной фокусировки излучения большей энергии необходима линза специальной геометрии с увеличенным содержанием свинца, поглощающего рассеянное излучение.

Дозиметрические измерения

При дозиметрии ставились две задачи: оценить коэффициент трансмиссии и определить дозу излучения рентгеновского источника "Дина 2", используемого в эксперименте.

Для определения коэффициента трансмиссии определялась доза излучения на расстоянии, соответствующем фокусу F_2 линзы, в условиях, когда линза отсутствовал.

Для определения прошедшей через линзу дозы в тот же промежуток между источником и дозиметром помещалась линза, таким образом, чтобы фокус F_1 совпадал с плоскостью источника излучения, а F_2 с плоскостью входного окна дозиметра. Для того, чтобы максимально убрать фоновое (рассеянное) излучение и иметь возможность фиксировать излучение, прошедшее сквозь одну и ту же площадь, на поверхность выходного окна рентгеновской трубки и на входное окно дозиметра помещались одинаковые свинцовые диафрагмы с отверстием 2,5 мм.

Для измерения дозы излучения были использованы дозиметры производства фирмы АТОМТЕХ: 1)ДКР-1103(EL-1103) и 2)ДКС-АТ1123.

Погрешность измерения первым прибором составляла $\pm 15\%$ – $\pm 30\%$. Диапазон индикации скорости счета квантов, $\mu = (0-6) \times 10^4 \text{ с}^{-1}$.

Погрешность измерения вторым прибором составляла: в режиме непрерывного излучения $\pm 15\%$,

в режиме импульсного излучения $\pm 30\%$.

Измеренная доза излучения без линзы составила 250 наноЗиверт/с (25,5 мкР/с), доза излучения, прошедшего через линзу – 60 наноЗиверт/с (6,12 мкР/с).

Таким образом, коэффициент прохождения $\kappa = 24\%$.

Полная доза излучения генерируемого из области первой диафрагмы на расстоянии медицинского метра составила 98 наноЗиверт/с или 10 мкР/с, что показало, что радиационная нагрузка при проведении эксперимента на много порядков величины меньше радиационной нагрузки на человека, допустимой согласно медицинским нормам.

Заключение

Из полученных результатов можно сделать вывод о принципиальной возможности применения рентгенооптической системы на базе поликапиллярной оптики для фокусировки мощных импульсных источников рентгеновского излучения.

Благодарности

В заключение авторы приносят глубокую благодарность директору Института Рентгеновской оптики, проф. М. А. Кумахову за всестороннюю помощь, консультации и обсуждение работы и научному руководителю ООО "Спектрофлэш" Е. А. Пеликсу за предоставленную возможность проведения экспериментов с использованием аппарата "Дина 2".

Работа была поддержана Российским Фондом Фундаментальных Исследований (грант № 10-08-00509А).

Литература

1. Г. Н. Фурсей, П. Н. Воронцов-Вельяминов. Качественная модель инициирования вакуумной дуги. // ЖТФ. 1967. т.37. №10. С. 1870–1888.
2. С. П. Бугаев, А. М. Искольский, Г. А. Месяц, Д. И. Проскуровский. Электронно-оптическое наблюдение инициирования и развития импульсного пробоя короткого вакуумного промежутка // ЖТФ. 1967. Т. 37, вып. 12. С. 2205–2208.
3. Г. А. Месяц, Г. Н., Фурсей и др. Явление взрывной электронной эмиссии. Государственный реестр открытий СССР под № 176 с приоритетом от 2-го июля 1966 г. (см. книгу Ю.П. Конюшая. "Открытия Советских Ученых". – М.: Московский рабочий, С. 326–328).
4. Г. Н. Фурсей. Автоэлектронная эмиссия в вакуумной микроэлектронике (в книге "Автоионная и автоэлектронная микроскопия") под редакцией А. Л.Суворова. – М.: "Академпринт", 2003, С. 160–187
5. G. N. Fursey. Field Emission in Vacuum Microelectronics. – Appl. Surf. Sci. 215, 113–134 (2003) (section 2.5, pp. 121–125).
6. Г. Н. Фурсей, Е. А. Пеликс. Импульсная медицинская рентгеновская техника нового поколения.

– Практическая силовая электроника, № 4 (44), 2011, С. 47–51.

7. Proceedings SPIE 2001 X-ray and capillary optics. Editor M. A. Kumakhov, volume 4765, pp. 170–182.

8. V. A. Arkadiev, D. I. Gruev, M. A. Kumakhov. X-ray lens for forming quasiparallel beam. Optics of Beams, 1993, pp.27–32.

9. G. I. Borisov and M. A. Kumakhov. Poly-capillary lens for neutrons. – Nucl. Instr. & Meth., 2004, A529, 2004, 1-3, pp.129–133.

10. Золотов Ю. А. Аналитическая химия: наука, приложение, люди. – М.: Наука, 2009, С. 64.

11. Блохин М. А. Физика рентгеновских лучей, 2 изд. – М.: 1957.

12. Аркадьев В. А., Кованцев В. Е., Коломитцев А. И., Кумахов М. А., Пономарев И. Ю. Транспортировка рентгеновского излучения по капиллярным рентгеноводам в условиях полного внешнего отражения от изогнутых поверхностей // Поверхность. – 1990, № 1, С. 54–59.

13. Dabagov S. B., Fedorchuk R. V., Murashova V. A., Nikitina S. V., Yakimenko M. N. Interference phenomenon under focusing of synchrotron radiation by a Kumakhov lens // Nucl. Instr. Meth. B., 1996, pp. 213–218.

14. Kumakhov M. A. Channeling of photons and new x-ray optics, Nucl. Instr. & Meth., 1990, B48, 1-4, pp.283–286.

15. Kumakhov M. A., Komarov F. F. Multiple reflection from surface X-ray optics. Physic reports. – A Review Section of Physics Letters, vol. 191, N 5, North-Holland. Amsterdam 1990.

16. G. N. Fursey, L. A. Shirochin, and L. M. Baskin. Field emission processes from liquid-metal surface. – J. Vac. Sci. Technol. B 15(2), 410–421 (1997).

Фурсей Георгий Николаевич, доктор физ.-мат. наук, профессор, заслуженный деятель науки РФ, акад. РАЕН, директор НИЦ ЭПП, зав. кафедрой Государственного университета телекоммуникаций им М. А. Бонч-Бруевича, лауреат государственной премии СССР, тел. 8(921)999-02-97, e-mail: g.fursey@gmail.com;

Дмитриев Игорь Валентинович, кандидат технических наук, научный сотрудник Института кристаллографии РАН;

Скуратник Яков Борисович, кандидат технических наук, научный сотрудник Института рентгеновской оптики;

Бегидов Аубекир Ахмадович, инженер кафедры физики Государственного университета телекоммуникаций им. М.А. Бонч-Бруевича;

Кумахов Алим Адильевич, аспирант КБГУ, инженер-физик.

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

Публикация в сборнике бесплатна для авторов.
Язык журнала - русский.

Для публикации статьи необходимо предоставить

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

Статья должна содержать

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

Документы в электронном виде должны быть отправлены по e-mail: pse@mmp-irbis.ru или kryuchkov_v_v@mail.ru

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

Требования к оформлению статей

- ☞ Поля: верхнее, нижнее – по 2 см; левое – 3 см, правое – 1,5 см;
- ☞ Шрифт: *Times New Roman*, размер: 10;
- ☞ Текст без расстановки переносов в словах;
- ☞ Межстрочный интервал: одинарный;
- ☞ Отступ первой строки: 0,5 см;
- ☞ Выравнивание текста: по ширине;
- ☞ Исполнение формул: редактор формул *Microsoft Equation* или *Math Type* (стиль математический). Обозначения в тексте, по возможности, не делать в редакторе формул;
- ☞ Шрифт обозначений устройств (С – конденсатор, VD – диод, L – дроссель и т.п.) – прямой:
 - цифровое окончание обозначения устройства (C1, VD2 и т. п.) – не в индексе, шрифт прямой;
 - буквенное, цифровое+буквенное окончание обозначения устройства (C_д, L_{мл} и т. п.) – в индексе, шрифт прямой.
- ☞ Шрифт обозначений параметров (С – емкость, I – ток, L – индуктивность и т. п.) – наклонный:
 - буквенное, цифровое, буквенное+цифровое окончание обозначения параметров (I₁, L_с, U_{упр1} и т. п.);
 - в индексе, цифровое и буквенное русское окончание – шрифт прямой, буквенное латинское окончание – шрифт наклонный.
- ☞ Формат иллюстраций: **.tif, .eps, .ai** (прилагать отдельными файлами, дублируя в тексте статьи). **Подписи к рисункам не вносить в рисунки.**

Стоимость размещения полноцветной рекламы в журнале “Практическая силовая электроника”

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

Требования к рекламным макетам

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

График выхода журнала

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

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