

**Главный редактор**

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

**Заместитель Главного редактора**

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

**Редакционный совет**

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Подписано в печать 03.06.2015. Тираж 500 экз.

**Адрес редакции:**

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

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

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

**Содержание**

*Б. А. Глебов, В. А. Жигачев*

Оптимизация мостового резонансного DC/DC-преобразователя с фазовым управлением силовыми транзисторами..... 2

*П. А. Воронин, И. П. Воронин, Н. П. Щепкин*

Исследование энергии динамических потерь на интервалах установления стационарных состояний IGBT: Часть 1. Жесткая коммутация и коммутация с демпфирующими цепями ..... 13

*П. А. Воронин, И. П. Воронин, Н. П. Щепкин*

Исследование энергии динамических потерь на интервалах установления стационарных состояний IGBT. Часть 2. Активное разделение фронтов .... 19

*Г. А. Белов*

Влияние паразитных колебаний на КПД преобразователя в режиме прерывистых токов ..... 25

*Р. Л. Горбунов, Г. И. Посконный*

Сравнительный анализ качества выходного напряжения понижающего преобразователя переменного напряжения и трехфазного автономного инвертора напряжения ..... 30

*В. С. Климаш, В. И. Тараканов*

Способы включения трехфазного электрооборудования и их реализация ..... 36

*Л. Э. Рогинская, А. Р. Латыпов*

Расширение частотного диапазона полупроводникового преобразователя на базе многофункциональных трансформаторов (умножители частоты)..... 41

*В. А. Фролов*

Разработка структурной схемы сварочного инверторного источника питания непосредственно по электрической схеме методом обратных связей ..... 46

*В. М. Бардин, Д. П. Новиков*

Основные направления работ в области надежности силовых полупроводниковых приборов ..... 53

Б. А. Глебов, В. А. Жигачев

## ОПТИМИЗАЦИЯ МОСТОВОГО РЕЗОНАНСНОГО DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ФАЗОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ СИЛОВЫМИ ТРАНЗИСТОРАМИ

*B. A. Glebov,  
V. A. Zhigachev*

Для резонансных DC/DC-преобразователей желательно, чтобы в режиме максимальной выходной мощности устройства частота коммутаций силовых транзисторов совпадала бы с резонансной частотой последовательной LC-цепи, через которую первичная обмотка трансформатора подключена к выходу транзисторной схемы, обеспечивающей коммутацию тока в этой обмотке. В этом случае запираение транзисторов происходит при токе, который равен току намагничивания первичной обмотки. Соответствующим выбором параметров трансформатора ток намагничивания обычно устанавливается так, чтобы он отвечал двум условиям. С одной стороны, максимальное значение тока намагничивания должно быть существенно меньше амплитудного значения тока, которому пропорциональна мощность, передаваемая трансформатором. Тем самым снижаются коммутационные потери при запираении силовых транзисторов. С другой стороны, ток намагничивания должен быть столь значительным, чтобы запас энергии в трансформаторе и в магнитном накопителе энергии LC-цепи был достаточен для того, чтобы отпирание силовых транзисторов происходило бы при нуле напряжения на них (режим Zero Voltage Switching – ZVS). Этим обуславливается незначительность мощности коммутационных потерь при отпирании [1].

Применение фазового управления транзисторами мостового резонансного DC/DC-преобразователя [2] при условии соответствующего изменения топологии схемы дает возможность осуществлять регулирование мощности в нагрузке при вариации ее напряжения и тока в диапазоне от нуля до максимума, обеспечивая режим ZVS во всем диапазоне регулирования. При этом ток намагничивания первичной обмотки силового трансформатора может быть минимизирован (снижен практически до нуля). Описанию модифицированной схемы DC/DC-преобразователя и ее характеристик посвящена данная работа.

**Ключевые слова:** мостовой резонансный преобразователь, фазовое управление, снижение коммутационных потерь, переключение в нуле напряжения, переключение в нуле тока.

**Optimization of a Full-Bridge Resonant DC/DC Converter with Power Transistors Phase Control**

For resonant DC/DC-converters it is desirable that at maximum output load, power transistor switching frequency corresponds to the resonance frequency of the serial LC-circuit. In this case, transistors' switching off occurs at a current which is equal to the magnetizing current of the primary winding. Appropriate choice of parameters of the transformer magnetizing current is normally set so that it meets two conditions. On one hand, the maximum value of the magnetizing current must be substantially lower than its peak value, which is proportional to the power transmitted by the transformer. This reduces switching off losses of power transistors. On the other hand, the magnetizing current should be sufficient that the energy stored in the transformer and the magnetic energy of LC-circuit was enough to ensure, that power transistors would switch on at zero voltage across them (Zero Voltage Switch - ZVS). Thus low power losses of transistors' switching on achieved.

Phase control application for power transistors of a full-bridge resonant converter under conditions of appropriate changes in schematic topology allows load power regulation with load current and voltage variations in the range from zero to maximum. Wherein the magnetizing current of the power transformer primary winding can be minimized (reduced to practically zero). This article describes the modified circuitry of DC/DC-converter and its performance.

**Key words:** bridge resonant converter, phase shift control, reducing switching power losses, ZVS, ZCS.

Модифицированная схема мостового резонансного DC/DC-преобразователя, которая представлена на рис. 1, работает на частоте, равной резонансной. Возможность работы на этой частоте без опасности неконтролируемого возрастания амплитуды токов и напряжений на элементах LC-цепи, вызванного резонансными процессами, обусловлена применением технических решений, предложенных в [3]. Их общая сущность, независимо от конкретной топологии схемы, состоит в том, что амплитуда знакопеременного напряжения на конденсаторе LC-цепи ограничивается. Уровень ограничения амплитуды

равен удвоенному значению напряжения источника питания E.

Если используется фазовое управление транзисторами мостовой схемы, то при снижении выходной мощности и величины выходного напряжения уменьшается ток резонансной LC-цепи и первичной обмотки силового трансформатора [2]. Следствием этого является снижением магнитной энергии, запасаемой в LC-цепи и трансформаторе. Из-за этого при низких уровнях выходного напряжения и мощности перестают выполняться условия для обеспечения режима ZVS, и коммутационные потери в силовых транзисторах существенно возрастают.

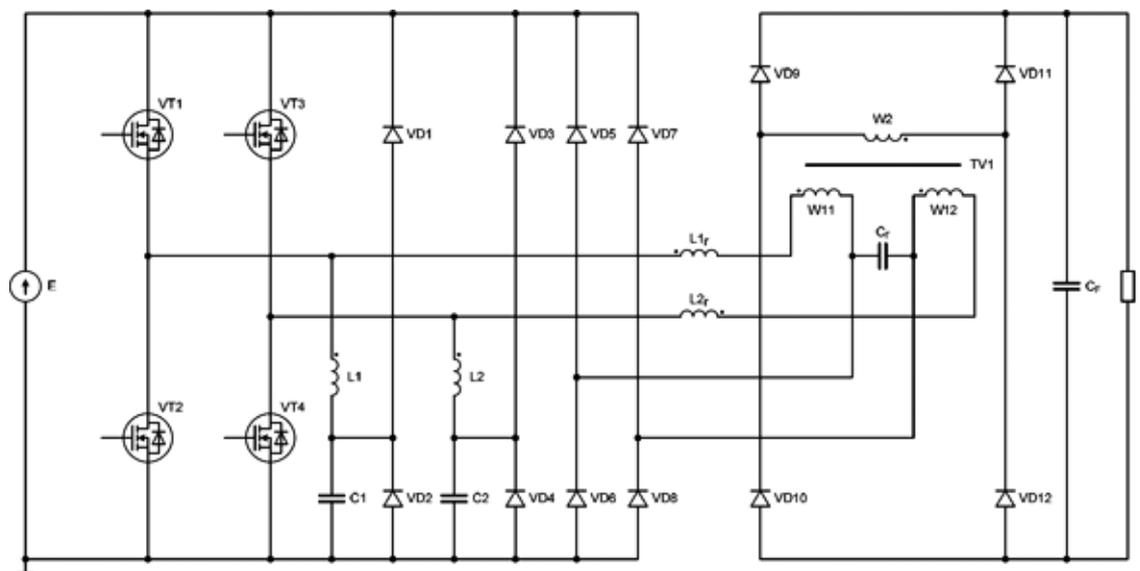


Рис. 1. Модифицированная схема мостового резонансного DC/DC-преобразователя

Ограничение амплитуды знакопеременного напряжения на конденсаторе резонансной  $LC$ -цепи своим следствием имеет ограниченность мощности, потребляемой от источника питания и передаваемой трансформатором в цепь нагрузки, а также ограниченность амплитуды тока первичной обмотки. Это ограничение амплитуды напряжения на конденсаторе  $C_r$  резонансной  $LC$ -цепи в схеме на рис. 1 обеспечено тем, что выводы конденсатора  $C_r$  связаны с выводами выходной цепи транзисторной мостовой схемы через два двухполюсника. Двухполюсники одинаковы по конструкции и параметрам. Каждый из них содержит секцию первичной обмотки трансформатора и обмотку магнитного накопителя (дросселя), соединенные последовательно ( $W11$  и  $L_{1r}$ ,  $W12$  и  $L_{2r}$ ). Числа витков  $W11$  и  $W12$  секций первичной обмотки одинаковы, а также равны друг другу индуктивности обмоток  $L_{1r}$  и  $L_{2r}$  дросселей  $L_{1r}$  и  $L_{2r}$ .

При фазовом управлении силовыми транзисторами мостовой схемы потенциал каждого из выводов ее выходной цепи одну половину периода работы практически равен потенциалу одной шины питания, а в другую половину периода — потенциалу другой шины. Поэтому средние значения потенциалов каждого из выводов выходной цепи транзисторной мостовой схемы одинаковы и равны значению  $E/2$ .

Из-за симметрии топологии схемы, а также в силу отмеченного характера изменения во времени потенциалов на выводах выходной цепи моста, образованного силовыми транзисторами, потенциалы на выводах конденсатора  $C_r$  представляются двумя функциями времени, которые изменяются симметрично относительно уровня  $E/2$ . При этом в каждый момент времени отклонение потенциала одного вывода конденсатора  $C_r$  относительно уров-

ня  $E/2$  равно и противоположно по знаку отклонению потенциала другого вывода этого конденсатора по отношению к тому же уровню. Соответственно изменение напряжения на конденсаторе представляется в виде симметричной знакопеременной функции времени. Ее амплитуда ограничена значением, равным  $E$ , и это ограничение обеспечивается цепью, образованной диодами  $VD5$ – $VD8$ .

В каждом цикле работы преобразователя энергия потребляется от источника питания на интервалах, когда создан контур, по которому замыкается ток, протекающий через источник. Образованию контура отвечают два условия. Во-первых, в состоянии проводимости должны находиться силовые транзисторы противоположных плеч мостовой схемы ( $VT1$  и  $VT4$  — во время первого такта,  $VT2$  и  $VT3$  — во время второго). Во-вторых, ток должен замыкаться через конденсатор  $C_r$ , и, следовательно, должна изменяться во времени разность потенциалов между его выводами. На интервалах, когда с помощью диодов  $VD5$ – $VD8$  разность потенциалов фиксируется на уровне, равном  $E$ , контур протекания тока через источник питания разрывается, и потребление энергии от источника прекращается.

При фазовом управлении транзисторами мостовой схемы первое условие для потребления энергии от источника питания, т. е. состояние проводимости транзисторов противоположных плеч моста, оказывается выполненным практически в течение всего цикла работы, если параметр регулирования  $D$  равен единице. Исключение составляет незначительная пауза, вводимая в каждой из двух последовательностей импульсов управления между первым и вторым импульсами [1]. На протяжении паузы транзисторы мостовой схемы, соединенные в ней последовательно ( $VT1$ ,  $VT2$  и  $VT3$ ,  $VT4$ ), заперты.

В режиме управления, при котором  $D = 1$ , на

каждом данном уровне  $U_{out}$  выходного напряжения в нагрузку передается максимальная мощность, отвечающая этому уровню. При этом  $U_{out}$  и напряжение на первичной обмотке  $U_1$  связаны соотношением  $U_1 \approx U_{out}/K_{tr}$  [2]. Для схемы на рис. 1 напряжение  $U_1$  представляется как сумма напряжений на секциях W11 и W12 этой обмотки. Коэффициентом трансформации является величина  $K_{tr} = W_2/W_1$ , где  $W_2$  – число витков вторичной обмотки,  $W_1$  – число витков первичной обмотки, причем  $W_1 = W_{11} + W_{12}$ .

За время интервала, когда напряжение на конденсаторе  $C_r$  емкостью  $C_r$  изменяется во времени, и это изменение ограничено значением  $2E$ . От источника питания во входную цепь преобразователя доставляется заряд, равный  $2C_r E$ . Ему соответствует порция энергии, поступающая во входную цепь, которая равна  $2C_r E^2$ . При выполнении условия  $D = 1$  напряжение на конденсаторе  $C_r$  в каждом цикле работы схемы изменяется во времени дважды: в первом такте – от значения  $+E$  до значения  $-E$ , во втором такте – от значения  $-E$  до значения  $+E$  (рис. 2–4). Число циклов в единицу времени равно частоте  $f$ , и, таким образом, мощность, которую получает преобразователь напряжения от источника питания, оказывается ограниченной значением

$$P_{max} = 4 \cdot C_r \cdot E^2 \cdot f.$$

Оно определяет максимум мощности, которую преобразователь способен передать в нагрузку.

При максимальном уровне выходного напряжения, чему соответствует  $U_1 \rightarrow E$ , в схеме устанавливается состояние, характерное для идеального резонансного процесса [1]. В этом случае изменения во времени тока резонансной  $LC$ -цепи и напряжения на конденсаторе  $C_r$  описываются гармоническими функциями. Ток протекает по первичной обмотке и изменяется по синусоидальному закону. Амплитудное значение тока равно

$$I_{LC,max} = \frac{E}{R_{LC}},$$

где  $R_{LC} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ ;  $L_r = L_{1r} + L_{2r}$ .

Напряжение на конденсаторе резонансной  $LC$ -цепи описывается функцией времени в виде косинусоиды. Ее амплитуда равна  $E$ , и поэтому диоды VD5–VD8 заперты.

Возникновение и установление в схеме на рис. 1 резонансного процесса, иллюстрируется диаграммами, представленными на рис. 2. Диаграммы получены в результате моделирования. Они соответствуют случаю, когда первая последовательность парафазных сигналов, управляющих силовыми транзисторами VT1 и VT2, поступает в начальный момент, а вторая последовательность парафазных сигналов, управляющих силовыми транзисторами VT3 и VT4, в каждом цикле, включая первый, задер-

жана по отношению к первой последовательности на время, которое равно половине периода. Частота следования сигналов – 100 кГц. Конденсатор  $C_r$  выходного фильтра заряжен до напряжения, равного заданному значению (это напряжение, например, может создаваться другими преобразователями, выходные цепи которых соединены параллельно и подключены к общему емкостному фильтру).

На интервалах перезаряда конденсатора резонансной  $LC$ -цепи во время тактов, когда напряжения на обмотках трансформатора имеют положительную полярность, ток  $I_1$  замыкается по контуру: источник питания  $E$  – транзистор VT1 – обмотка дросселя  $L_{1r}$  – секция W11 первичной обмотки трансформатора – конденсатор  $C_r$  – секция W12 первичной обмотки – обмотка дросселя  $L_{2r}$  – транзистор VT4 – источник питания  $E$ . При этом в дросселях  $L_{1r}$  и  $L_{2r}$  запасается энергия, и ток  $I_1$  нарастает со скоростью, определяемой выражением

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

При понижении уровня выходного напряжения, которому пропорционально напряжение  $U_1$ , возрастает значение  $dI_1/dt$ . Соответственно ускоряется процесс перезаряда конденсатора  $C_r$ . Поэтому промежуток времени, за который напряжение на нем изменяется между предельными значениями  $+E$  и  $-E$ , тем меньше, чем ниже значение  $U_1$ . В любом случае этот промежуток времени короче, чем при идеальном резонансном процессе, который возникает при условии  $U_1 \rightarrow E$ , и для которого характерно, что указанный промежуток равен длительности такта, т. е. половине периода работы схемы (рис. 2). По достижении указанных предельных значений напряжения на конденсаторе, перестают изменяться во времени потенциалы его выводов. Фиксация потенциалов обеспечивается с помощью диодов VD5–VD8.

Возникновение и установление в схеме на рис. 1 электрических процессов при условиях  $D = 1$  и  $U_1 < E$  иллюстрируется диаграммами на рис. 3 и 4. Описание процессов дается ниже при-

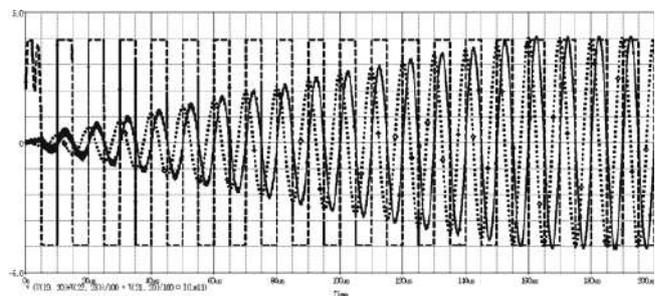


Рис. 2. Диаграммы изменения электрических величин при условиях  $D = 1$ ;  $E = 400$  В;  $U_1 = 0,98E$ :

$I_1$  – сплошная линия, символ – квадрат, масштаб – 1 А/дел;  
 $U_1$  – пунктир, символ – треугольник, масштаб – 100 В/дел;  
 $U_{C1}$  – точки, символ – ромб, масштаб – 100 В/дел

менительно к установившемуся режиму работы устройства. Например, в диаграммах на рис. 3 и 4 третий рабочий цикл уже соответствует установившемуся режиму, а момент  $t_0 = 20$  мкс является началом первого такта в третьем рабочем цикле.

Характер процессов в схеме на рис. 1 одинаков для первого и второго тактов в каждом рабочем цикле. Поэтому применительно к режиму работы, при котором  $D = 1$ , и трансформатором передается максимальная мощность, отвечающая каждому данному значению напряжения  $U_1$ , достаточно рассмотреть процессы только во время первого такта. Сигналами управления в этом такте в состоянии проводимости переведены силовые транзисторы VT1 и VT4. Поэтому напряжение на выходе транзисторной мостовой схемы положительно и равно  $E$ .

Перед моментом  $t_0$ , когда начинается первый такт в очередном рабочем цикле, в состоянии проводимости находились транзисторы VT2 и VT3. По секциям W11 и W12 первичной обмотки силового трансформатора протекали одинаковые токи. Они имели отрицательный знак, поскольку создавали отрицательную компоненту магнитодвижущей силы (м. д. с.) в магнитопроводе трансформатора [2].

Транзисторы VT2 и VT3 запираются с небольшим опережением по отношению к моменту  $t_0$  начала первого такта в новом цикле работы преобразователя. Поэтому отрицательный ток секций первичной обмотки почти не изменяется по отношению к моменту запираения VT2 и VT3 (рис. 4,  $t_{off} \approx 19,9$  мкс). Протекание тока обеспечивается, благодаря энергии, запасенной дросселями  $L_{1r}$  и  $L_{2r}$ .

После момента  $t_0$  ток первой секции W11 первичной обмотки трансформатора замыкается по контуру: обмотка дросселя  $L_{1r}$  (от конца к началу) – транзистор VT1 (в инверсном направлении) – источник питания  $E$  (в инверсном направлении) – диод VD6 – секция W11 (от конца к началу) – обмотка дросселя  $L_{1r}$ . Ток второй секции W12 первичной обмотки трансформатора замыкается по другому контуру: обмотка дросселя  $L_{2r}$  (от конца к началу) – секция W12 (от конца к началу) – диод VD7 – источник  $E$  (в инверсном направлении) –

транзистор VT4 (в инверсном направлении) – обмотка дросселя  $L_{2r}$ .

При циркуляции токов в указанных контурах энергия поступает в первичную обмотку трансформатора, и им передается в цепь нагрузки, а также частично возвращается в источник питания. Источниками энергии, которые обеспечивают циркуляцию токов на интервале  $t_0 < t < t_1$ , являются дроссели  $L_{1r}$  и  $L_{2r}$ . Запас энергии, накопленной в них, сокращается. Соответственно снижаются по модулю токи обмоток дросселей и отрицательный ток первичной обмотки трансформатора (рис. 4). При этом

$$\left| \frac{dI_1}{dt} \right| = \frac{2 \cdot E + U_1}{L_r}$$

В момент  $t_1$  ток первичной обмотки спадает до нуля (рис. 4,  $t_1 \approx 21,3$  мкс). При условии, что  $D = 1$ , на протяжении первого такта напряжение на выходе транзисторной мостовой схемы положительно, и его значение равно  $E$ . Поэтому после момента  $t_1$  ток изменяет направление, становясь положительным и нарастая во времени. Этим током конденсатор  $C_r$  перезаряжается. Напряжение положительной полярности на нем сначала снижается по модулю, затем полярность напряжения изменяется на обратную, и абсолютное значение этого напряжения, но теперь имеющего отрицательную полярность, возрастает. В момент  $t_2$  напряжение отрицательной полярности на конденсаторе  $C_r$  достигает значения, равного  $E$ , и затем оно фиксируется на этом уровне с помощью диодов VD5–VD8 (рис. 4,  $t_2 \approx 23,8$  мкс).

После момента  $t_2$  по секциям W11 и W12 первичной обмотки силового трансформатора протекают одинаковые токи, которые циркулируют в двух контурах. Первый из них: обмотка дросселя  $L_{1r}$  (от начала к концу) – секция W11 (от начала к концу) – диод VD5 – транзистор VT1 (в прямом направлении) – обмотка дросселя  $L_{1r}$ . Другой контур: обмотка дросселя  $L_{2r}$  (от начала к концу) – транзистор VT4 (в прямом направлении) – диод VD7 – секция W12 (от начала к концу) – обмотка дросселя  $L_{2r}$ . Токи, протекающие по секциям первичной обмотки,

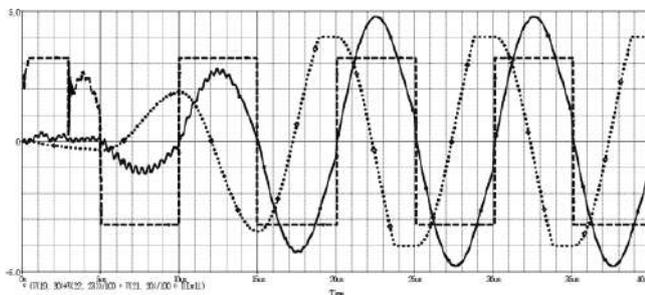


Рис. 3. Диаграммы изменения электрических величин при условиях  $D = 1$ ;  $E = 400$  В;  $U_1 = 0,8E$ :

$I_1$  – сплошная линия, символ – квадрат, масштаб – 1 А/дел;  
 $U_1$  – пунктир, символ – треугольник, масштаб – 100 В/дел;  
 $U_{C1}$  – точки, символ – ромб, масштаб – 100 В/дел

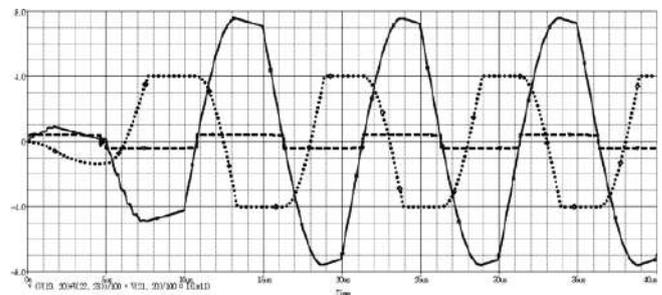


Рис. 4. Диаграммы изменения электрических величин при условиях  $D = 1$ ;  $E = 400$  В;  $U_1 = 0,1E$ :

$I_1$  – сплошная линия, символ – квадрат, масштаб – 1 А/дел;  
 $U_1$  – пунктир, символ – треугольник, масштаб – 100 В/дел;  
 $U_{C1}$  – точки, символ – ромб, масштаб – 100 В/дел

имеют положительный знак, так как положительны создаваемые ими м. д. с. в магнитопроводе трансформатора.

При циркуляции токов в указанных контурах энергия поступает в первичную обмотку трансформатора, и им передается в цепь нагрузки. Источниками энергии, которые обеспечивают циркуляцию токов, являются дроссели  $L_{1r}$  и  $L_{2r}$ . Запас энергии, накопленной в них, сокращается. Соответственно снижаются по модулю токи обмоток дросселей и положительный ток первичной обмотки трансформатора (рис. 4). При этом

$$\left| \frac{dI_1}{dt} \right| = \frac{U_1}{L_r}.$$

В режиме работы, при котором  $D = 1$ , и трансформатор передает максимальную мощность, отвечающую каждому данному значению напряжения  $U_1$ , запирающие силовые транзисторы VT1 и VT4 происходит в момент времени  $t_3$ , незначительно опережающий начало второго такта, когда в проводящее состояние переводятся транзисторы VT2 и VT3 (рис. 4,  $t_3 \approx 24,9$  мкс).

После момента  $t_3$  по секциям W11 и W12 первичной обмотки силового трансформатора протекают одинаковые токи, которые циркулируют в двух контурах. Первый из них: обмотка дросселя  $L_{1r}$  (от начала к концу) – секция W11 (от начала к концу) – диод VD5 – источник питания E (в инверсном направлении) – транзистор VT2 (в инверсном направлении) – обмотка дросселя  $L_{1r}$ . Другой контур: обмотка дросселя  $L_{2r}$  (от начала к концу) – транзистор VT3 (в инверсном направлении) – источник питания E (в инверсном направлении) – диод VD8 – секция W12 (от начала к концу) – обмотка дросселя  $L_{2r}$ .

При циркуляции токов в указанных контурах энергия поступает в первичную обмотку транс-

форматора, и им передается в цепь нагрузки, а также частично возвращается в источник питания. Источниками энергии, которые обеспечивают циркуляцию токов, являются дроссели  $L_{1r}$  и  $L_{2r}$ . Запас энергии, накопленной в них, сокращается. Соответственно снижаются по модулю токи обмоток дросселей и положительный ток первичной обмотки трансформатора (рис. 4). При этом

$$\left| \frac{dI_1}{dt} \right| = \frac{2 \cdot E + U_1}{L_r}.$$

Второй такт в рабочем цикле начинается отпиранием транзисторов VT2 и VT3 в момент времени, который задержан относительно  $t_0$  на половину периода. Процессы, которые за этим следуют, происходят подобно тому, как это было рассмотрено для первого такта.

Реализация режима ZVS при изменении параметров электрического режима в широких пределах для транзисторов VT1 и VT2 в схеме на рис. 1 обеспечивается с помощью первой цепи, содержащей дроссель L1, конденсатор C1, диоды VD1 и VD2. Для транзисторов VT3 и VT4 эта же задача решается с помощью второй цепи (L2, C2, VD3, VD4), которая по топологии и принципу действия аналогична первой. Поэтому электрические процессы далее рассматриваются применительно только к первой цепи, и они иллюстрируются диаграммами изменения электрических величин, представленными на рис. 5 и 6.

Фазовый принцип управления мостовой схемой предполагает, что импульсы управления, отпирющие транзисторы VT1 и VT2, подаются поочередно соответственно в первую и вторую половины периода их повторения в каждом рабочем цикле, и эти импульсы разделены небольшой паузой. Поэтому в каждом цикле работы существуют незначительные по продолжительности промежутки времени, когда

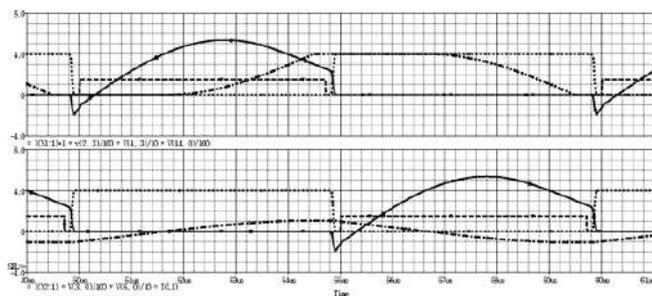


Рис. 5. Диаграммы, иллюстрирующие режим работы транзисторов VT1 (вверху) и VT2 (внизу) при условиях  $D = 1$ ;  $E = 400$  В;  $U_1 = 0,8E$ :  
 сигналы управления – пунктир, символ – треугольник, масштаб – 10 В/дел;  
 токи транзисторов – сплошная линия, символ – квадрат, масштаб – 1 А/дел;  
 напряжения на транзисторах – точки, символ – ромб, масштаб – 100 В/дел;  
 напряжение  $U_{C1}$  – тире-две точки-тире, символ – крест, масштаб – 100 В/дел;  
 ток  $I_{L1}$  – штрих-пунктир, символ – кольцо, масштаб – 1 А/дел

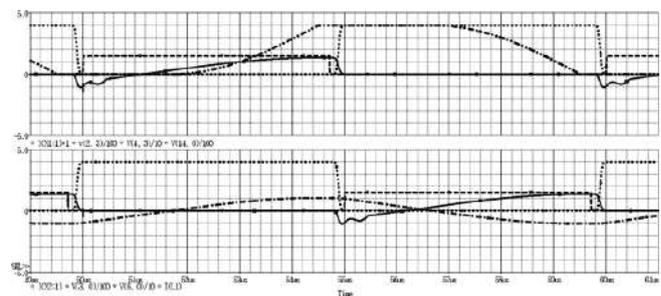


Рис. 6. Диаграммы, иллюстрирующие режим работы транзисторов VT1 (вверху) и VT2 (внизу) при условиях  $D = 0,1$ ;  $E = 400$  В;  $U_1 = 0,8E$ :  
 сигналы управления: – пунктир, символ – треугольник, масштаб – 10 В/дел;  
 токи транзисторов – сплошная линия, символ – квадрат, масштаб – 1 А/дел;  
 напряжения на транзисторах – точки, символ – ромб, масштаб – 100 В/дел;  
 напряжение  $U_{C1}$  – тире-две точки-тире, символ – крест, масштаб – 100 В/дел;  
 ток  $I_{L1}$  – штрих-пунктир, символ – кольцо, масштаб – 1 А/дел

одновременно отсутствуют отпирающие сигналы во входных цепях транзисторов VT1 и VT2 (рис. 5 и 6).

В установившемся режиме перед моментом  $t_0$ , который соответствует началу очередного цикла работы схемы ( $t_0 = 50$  мкс на рис. 5 и 6), в состоянии проводимости находится транзистор VT2. Через него и диод VD2 замыкается ток обмотки дросселя L1, протекающий в отрицательном направлении, т. е. от конца обмотки к началу. При этом напряжение на конденсаторе C1, который соединен с VD2 параллельно, близко к нулю.

Транзистор VT2 переходит в запертое состояние с незначительным опережением по отношению к моменту  $t_0$ , когда в новом рабочем цикле во входную цепь транзистора VT1 поступает отпирающий сигнал. Соответственно в течение короткого интервала времени транзисторы VT1 и VT2 одновременно находятся в состоянии низкой проводимости. Токи обмоток дросселей L1 и L<sub>1r</sub> на этом интервале “вытекают” в первый вывод выходной цепи мостовой схемы, являющийся общей точкой для транзисторов VT1 и VT2. Этими токами осуществляется перезаряд емкостей транзисторов, причем направление токов соответствует повышению потенциала точки соединения транзисторов. Как следствие, возрастает напряжение на транзисторе VT2, и уменьшается – на транзисторе VT1 (рис. 5 и 6).

При низком уровне выходной мощности и выходного напряжения, когда близок к нулю ток, протекающий по первичной обмотке трансформатора и обмотке дросселя L<sub>1r</sub> [2], процесс перезаряда емкостей транзисторов обеспечивается только током обмотки дросселя L1. Соответственно максимальная продолжительность этого процесса (рис. 6).

Спад напряжения на транзисторе VT1 продолжается до тех пор, пока не возникает состояние его инверсной проводимости. Если соответствующим образом выбраны значения индуктивности дросселя L1 и емкости конденсатора C1, а также время паузы между сигналами управления транзисторами, то VT1 переходит в состояние инверсной проводимости до момента  $t_0$ , когда поступает управляющий сигнал отпираания. Тем самым реализуется режим ZVS при отпираании VT1 (рис. 5 и 6).

Индуктивность L<sub>1</sub> обмотки дросселя L1 и емкость C<sub>1</sub> конденсатора C1 определяют значение тока обмотки дросселя на интервале перезаряда емкостей транзисторов VT1 и VT2, т. е. определяют максимальную продолжительность процесса перезаряда. Пауза между управляющими импульсами транзисторов VT1 и VT2 должна ее превышать (рис. 6).

После перехода VT1 в состояние проводимости, обмотка дросселя L1, по которой, благодаря накопленной энергии, продолжает протекать ток отрицательного направления, оказывается подключенной к шинам питания через диод VD2 и выходную цепь транзистора VT1. Напряжение на обмотке

устанавливается практически равным напряжению питания, а его полярность, если ее отобразить вектором, совпадает с направлением отрицательного тока обмотки. Это означает, что дроссель L1 работает в режиме отдачи накопленной энергии, которая возвращается в источник питания. Отрицательный ток обмотки дросселя спадает линейно во времени со скоростью  $dI_{L1}/dt = |E/L_1|$ .

В момент времени  $t_1$  отрицательный ток обмотки дросселя снижается до нуля ( $t_1 \approx 51,7$  мкс на рис. 5), запирается диод VD2, и начинается колебательный процесс заряда конденсатора C1. В момент  $t_2$ , когда напряжение на конденсаторе доходит до уровня напряжения питания ( $t_2 \approx 54,5$  мкс на рис. 5), ток обмотки дросселя, имеющий положительное направление (от начала обмотки к концу) достигает амплитудного значения  $I_{L1,max} = E/(L/C)^{0,5}$ .

После момента  $t_2$  и до конца интервала проводимости транзистора VT1 ток обмотки дросселя L1 замыкается по контуру: обмотка дросселя L1 (от начала к концу) – диод VD1 – транзистор VT1 (в прямом направлении) – обмотка дросселя L1. Потери энергии в контуре незначительны, и поэтому положительный ток обмотки дросселя остается практически на уровне амплитудного значения.

Транзистор VT1 переходит в запертое состояние с незначительным опережением по отношению к моменту ( $t_0 + T/2$ ), когда во входную цепь транзистора VT2 поступает отпирающий сигнал. Соответственно в течение короткого интервала времени транзисторы VT1 и VT2 одновременно находятся в состоянии низкой проводимости. Токи обмоток дросселей L1 и L<sub>1r</sub> на этом интервале “вытекают” из первого вывода выходной цепи мостовой схемы, образованного точкой соединения VT1 и VT2. Этими токами осуществляется перезаряд емкостей транзисторов, причем направление токов соответствует понижению потенциала общей точки транзисторов. Как следствие, напряжение на VT1 возрастает, а на VT2 уменьшается (рис. 5 и 6).

Спад напряжения на транзисторе VT2 продолжается до тех пор, пока не возникает состояние его инверсной проводимости. Переход в состояние инверсной проводимости происходит до момента ( $t_0 + T/2$ ), когда поступает сигнал отпираания VT2. Тем самым реализуется режим ZVS при отпираании VT2.

На интервале между моментами времени ( $t_0 + T/2$ ) и ( $t_0 + T$ ) процессы происходят аналогично тому, как на интервале между моментами  $t_0$  и ( $t_0 + T/2$ ). Отличие состоит только в том, что ток обмотки дросселя изменяется от  $+I_{L1,max}$  до  $-I_{L1,max}$ , а конденсатор C1 разряжается. Напряжение на нем изменяется от положительного значения, которое превышает напряжение питания на величину падения напряжения на диоде VD1 от тока обмотки дросселя L1, протекающего по нему, до отрицательного значения, равного падению напряжения

на диоде VD2. Разряд конденсатора C1, как и его заряд, имеет колебательный характер (рис. 5 и 6).

Все изменяющиеся во времени электрические величины в рассмотренном процессе пропорциональны напряжению питания. Поэтому вариация этого напряжения в широких пределах не влияет на качественный характер протекания этого процесса. В частности, при любом значении напряжения питания в заданном диапазоне его изменения (например, от нескольких десятков до нескольких сотен Вольт) сохраняются условия, обеспечивающие режим *ZVS* при отпирании транзисторов VT1 и VT2.

Благодаря применению цепи, содержащей L1, C1, VD1 и VD2, кроме улучшения коммутационного процесса отпирания силовых транзисторов, можно улучшить процесс их запираания. Это достигается путем искусственного замедления нарастания напряжения на транзисторе на интервале, когда происходит спад тока его выходной цепи, вызванный действием сигнала во входной цепи. С этой целью используются дополнительные конденсаторы, шунтирующие выходные цепи транзисторов. Энергия, необходимая для перезаряда дополнительных конденсаторов, запасается в элементах резонансной LC-цепи, образованной дросселем L1 и конденсатором C1. При этом условия, необходимые для реализации режима *ZVS* при отпирании VT1 и VT2, обеспечиваются соответствующим выбором параметров резонансной LC-цепи и увеличением паузы между сигналами управления транзисторами.

Основные характеристики *DC/DC*-преобразователя могут быть получены на основе анализа схемы, в результате которого устанавливаются соотношения между параметрами ее элементов и параметрами происходящих в ней электрических процессов.

Традиционный способ анализа схемы состоит в составлении системы уравнений, описывающей электрические процессы в ней, и решения этой системы уравнений [1 и др.]. Недостаток этого способа состоит в его сложности и трудоемкости. Трудоемкость многократно возрастает, и получить результаты становится практически невозможно, если учитывать некоторые дополнительные факторы, из-за которых повышается порядок дифференциальных уравнений, описывающих процессы, и возрастает число этапов этих процессов. Применительно к схеме на рис. 1 к таким факторам, например, могут быть отнесены относительная сложность топологии схемы, увеличение числа этапов электрического процесса при использовании фазового управления силовыми транзисторами, необходимость учета тока намагничивания силового трансформатора и др.

Более продуктивно и одновременно более точно можно установить взаимосвязи между параметрами элементов схемы *DC/DC*-преобразователя резонансного типа и параметрами происходящих в ней электрических процессов на основе мо-

делирования. Оно, по существу, представляет собой прямое численное решение системы дифференциальных уравнений, описывающих работу схемы. При этом отсутствует как необходимость упрощенного качественного рассмотрения процессов для того, чтобы выявить отдельные их этапы и отобразить их соответствующими эквивалентными схемами, так и необходимость составления самих дифференциальных уравнений, а также определения граничных условий для этапов процессов и их состыковки при переходе от одного этапа к другому. Эти задачи исполняемая программа моделирования (например, *PSpice* [5]) выполняет в автоматическом режиме.

Принцип моделирования, основанный на численных методах решения дифференциальных уравнений, описывающих электрические процессы, предопределяет “частный характер” получаемых результатов. Иными словами, моделирование процессов возможно только применительно к конкретному объекту, параметры элементов которого имеют заданные числовые значения. Проблема состоит в том, чтобы результаты, которые при моделировании получены для данного варианта выполнения устройства, распространить на другие, подобные ему по структуре, но отличающиеся по параметрам. Методология решения этой проблемы применительно к *DC/DC*-преобразователям резонансного типа имеет два аспекта. Первый из них состоит в определении требований, которым должны отвечать конкретные данные моделируемого устройства. Второй аспект – форма представления результатов моделирования.

Обычно анализ работы устройства проводится при некоторой его идеализации, что необходимо для упрощения системы уравнений, описывающих электрические процессы. Цель анализа идеализированной схемы состоит в выявлении основных ее характеристик при условии исключения ряда второстепенных факторов, к которым в первую очередь относятся падения напряжения на ключевых и вентильных элементах, их инерционность, отсутствие 100%-й магнитной связи между обмотками силового трансформатора, пульсация выходного напряжения [1 и др.].

При использовании моделирования в качестве инструмента для описания характеристик идеализированной схемы *DC/DC*-преобразователя резонансного типа ослабление влияния указанных второстепенных факторов на получаемые результаты достигается тем, что:

- напряжение питания моделируемой схемы устанавливается существенно превышающим падения напряжения на силовых транзисторах в состоянии их высокой проводимости;

- уровни выходного напряжения, при которых проводится моделирование, существенно превышают падения напряжения на вентильных элементах

выпрямителя тока вторичной обмотки силового трансформатора;

- в выходном фильтре используется конденсатор столь большой емкости, что напряжения на нем практически неизменно на протяжении интервала времени, в течение которого моделируются процессы;

- период следования сигналов управления, определяющий рабочую частоту преобразователя, существенно превышает длительность коммутационных процессов в транзисторах и вентильных элементах моделируемого устройства;

- трансформатор схемы обладает линейной магнитной характеристикой, а его обмотки связаны с общим для них магнитным потоком трансформатора.

Выполнение перечисленных требований по отношению к моделируемому устройству, с одной стороны, позволяет рассматривать его схему как идеализированную. Однако, с другой стороны, использование в моделируемом устройстве реальных полупроводниковых приборов дает возможность выявить особенности коммутационных процессов в них, а также оценить эффективность мер по улучшению этих процессов.

Форма представления характеристик  $DC/DC$ -преобразователя на основе результатов моделирования учитывает тот факт, что в основу его работы положено использование резонансных процессов. С помощью резонансной  $LC$ -цепи формируются токи обмоток силового трансформатора, передающего энергию в цепь нагрузки.

С целью обобщения результатов моделирования, характеристики схемы, отображающие функциональные связи между электрическими величинами в ней, представляются в нормализованном виде, т. е. в относительных единицах. Это означает, что численные значения амплитудных и средних значений токов, напряжений и мощности, полученные в результате моделирования, делятся на нормирующие константы. В их качестве рационально использовать амплитудные значения напряжения на первичной обмотке трансформатора, тока обмотки и мощности, передаваемой в нее, которые имеют место в схеме на рис. 1 в состоянии идеального колебательного процесса. Это состояние, как ранее было отмечено, возникает при условии  $U_1 \rightarrow E$ . Таким образом, в качестве нормирующих констант принимаются:

- для напряжения  $U_N = E$ ;

- для тока  $I_N = \frac{E}{\sqrt{L_r/C_r}}$ ;

- для мощности  $P_N = \frac{E^2}{\sqrt{L_r/C_r}}$ .

По отношению к первичной обмотке силового трансформатора остальная часть схемы преобразователя выступает в виде эквивалентного источника тока  $I_1$ . Ток эквивалентного источника представляется в виде последовательности положительных и отрицательных импульсов, плавно от

нуля нарастающих и плавно до нуля спадающих. В установившемся режиме работы положительные и отрицательные импульсы симметричны по величине и длительности (рис 2–4).

Преобразователь как регулятор среднего значения  $\bar{I}_1$  положительных и отрицательных импульсов тока, передаваемых в первичную обмотку, может быть охарактеризован семейством регулировочных характеристик. Оно представляется совокупностью функциональных зависимостей  $\bar{I}_1(D)$ , отвечающих ряду значений напряжения  $U_1$ , которые пропорциональны значениям выходного напряжения  $U_{out}$ .

На рис. 7 представлено семейство регулировочных характеристик, полученное в результате моделирования процессов в схеме, отвечающей сформулированным выше требованиям. При моделировании принято, что индуктивность  $L_{w1}$  первичной обмотки трансформатора больше в  $K_L=100$  раз индуктивности  $L_r$  резонансной  $LC$ -цепи, которая формирует ток первичной обмотки. Электрические величины на рис. 7 даны в относительных единицах (*relative*). При этом приняты следующие обозначения:  $U_r = U_1/U_N$ ,  $\bar{I}_{1r} = \bar{I}_1/I_N$ .

Из зависимостей, изображенных на рис. 7, следует:

- Функции  $\bar{I}_{1r}(D)$  близки к нулю, если  $D \rightarrow 0$ , и монотонно нарастают при увеличении параметра  $D$ . Таким свойством функции обладают в широком диапазоне выходных напряжений, которым пропорционально напряжение на первичной обмотке трансформатора. Это означает, что фазовое управление транзисторами резонансного  $DC/DC$ -преобразователя, выполненного по схеме на рис. 1, эффективно для обеспечения широких пределов регулирования параметров электрического режима в выходной цепи, к которой подключена нагрузка.

- Среднее значение мощности, которое от схемы поступает в первичную обмотку трансформатора, учитывая неизменность во времени напряжения на ней на интервалах, когда мощность передается во

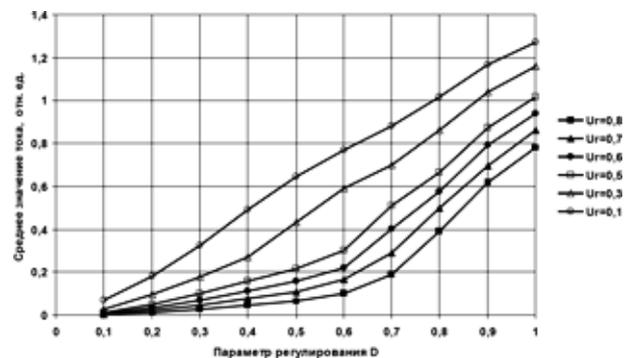


Рис. 7. Характеристики регулирования среднего значения положительных и отрицательных импульсов тока первичной обмотки, трансформируемого во вторичную обмотку силового трансформатора

вторичную обмотку [2], равно произведению напряжения на первичной обмотке и среднего значения импульсов тока, протекающих по ней. Соответственно среднее значение мощности, выраженное в относительных единицах, представляется в виде  $\bar{P}_{1r}(D) = U_r \cdot \bar{I}_{1r}(D)$ .

– Так как функции  $\bar{I}_{1r}(D)$  монотонно нарастают при увеличении регулирующего параметра  $D$ , то при выполнении условия  $D = 1$  для каждого данного значения  $U_r$  функция  $\bar{I}_{1r}(D)$  достигает максимума, который обозначается как  $\bar{I}_{1r,\max}(U_r)$ . Соответственно достигает максимума выраженное в относительных единицах среднее значение  $\bar{P}_{1r}(U_r)$  мощности, поступающей в первичную обмотку трансформатора при данном значении  $U_r$ . Т. е.  $\bar{P}_{1r}(U_r) = \bar{P}_{1r,\max}(U_r)$ , где  $\bar{P}_{1r,\max}(U_r) = U_r \cdot \bar{I}_{1r,\max}(U_r)$ .

На рис. 8 представлены зависимости среднего и амплитудного значений импульсов тока первичной обмотки трансформатора, а также среднего значения мощности, поступающей в нее, от напряжения на обмотке. Зависимости соответствуют режиму управления, при котором  $D = 1$ . В этом режиме все величины, показанные на рис. 8, максимальны при каждом данном значении  $U_r$ . Величины даны в относительных единицах, а нормирующими константами являются  $U_N, I_N, P_N$ .

Из зависимостей, изображенных на рис. 8, следует:

– Во всем диапазоне изменения выходного напряжения, которому пропорционально напряжение на первичной обмотке силового трансформатора, оказываются ограниченными предельные значения параметров его электрического режима, равно как и электрического режима работы преобразователя в целом.

– Максимум мощности, которую схема способна передать через трансформатор в цепь нагрузки при каждом данном значении напряжения на первичной обмотке, возрастает при увеличении этого напряжения. Однако, если напряжение на первичной обмотке соответствует выполнению неравенства

$0,6 \leq U_r \leq 1$ , то увеличение предела передаваемой мощности незначительно (менее 15%).

– Если при изменении питающего напряжения и (или) в результате регулирования выходного напряжения значение  $U_r$  не выходит за границы, ограниченные неравенством  $0,6 \leq U_r \leq 1$ , то схему можно рассматривать как параметрический стабилизатор выходной мощности, которая, согласно рис. 8, выражена в относительных единицах. Если питающее напряжение предварительно стабилизировано (например, с помощью корректора коэффициента мощности [1]), а выходное напряжение регулируется в пределах, которые отвечают неравенству  $0,6 \leq U_r \leq 1$ , то схема на рис. 1 по отношению к нагрузке выступает как параметрический стабилизатор мощности, причем мощность в этом случае представлена в абсолютных единицах.

– При уменьшении уровня выходного напряжения возрастает амплитуда импульсов тока первичной обмотки трансформатора. Амплитуда, выраженная в относительных единицах и обозначаемая как  $I_{1Ur,amp}$ , практически линейно зависит от значения  $U_r$ . А именно:  $I_{1Ur,amp} \approx 2 - U_r$ .

Методика первоначального расчета параметров основных элементов силовой схемы учитывает ее свойства и характеристики, рассмотренные выше. Первоначальный расчет назван потому, что он основан на некоторых упрощающих допущениях, и его целью является создание модели первого приближения для силовой схемы с конкретными числовыми значениями параметров ее элементов. На основе результатов моделирования электрических процессов в этой схеме с использованием созданной модели осуществляется коррекция параметров, полученных при первоначальном расчете.

Как правило, процедура моделирования осуществляется методом последовательных приближений в соответствии с алгоритмом: цикл моделирования с записью данных об электрическом процессе → анализ этих данных → коррекция параметров схемы на основе анализа → новый цикл моделирования → ... Окончательный выбор параметров схемы производится путем сравнения данных об электрических процессах, полученных при моделировании ряда вариантов выполнения схемы.

В качестве исходной информации для проведения первоначального расчета указываются:

- нижняя и верхняя границы диапазона изменения напряжения питания, –  $E_{\min}, E_{\max}$ ;
  - нижний и верхний пределы регулирования выходного напряжения, –  $U_{out,\min}, U_{out,\max}$ ;
  - среднее значение мощности, которое гарантированно должно быть обеспечено в нагрузке во всем диапазоне регулирования выходного напряжения, –  $\bar{P}_{out}$ ;
  - частота коммутаций силовых транзисторов, –  $f$ .
- В качестве упрощающих допущений принимается, что имеются потери напряжения на первичной

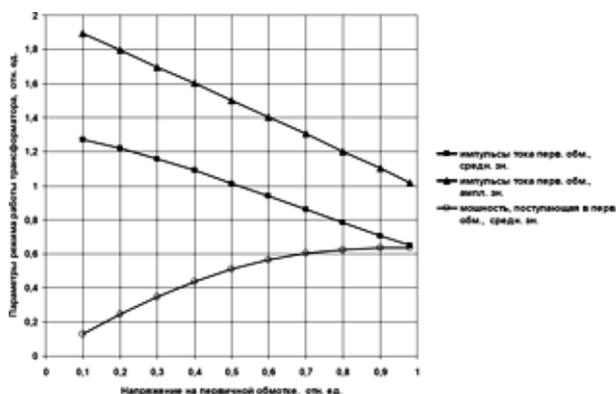


Рис. 8. Зависимости среднего и амплитудного значений импульсов тока первичной обмотки трансформатора, а также среднего значения мощности, поступающей в нее, от напряжения на обмотке

стороне (в транзисторах мостовой схемы и элементах контура тока первичной обмотки трансформатора), а также – на вторичной стороне (во вторичной обмотке и вентильных элементах выпрямителя ее тока). Потери напряжения обозначаются, как  $\Delta U_1$  и  $\Delta U_2$ .

Для обеспечения некоторого запаса при проведении расчета среднее значение мощности  $\bar{P}_1$ , которая должна задаваться в первичную обмотку трансформатора, полагается несколько большей, чем  $\bar{P}_{out}$  (например,  $\bar{P}_1 = 1,05 \cdot \bar{P}_{out}$ ).

При каждом данном значении  $U_r$  максимум среднего значения мощности, передаваемой в первичную обмотку, представляется в виде произведения

$$\bar{P}_{1,max}(U_r) = \bar{P}_{1r,max}(U_r) \cdot \frac{E^2}{\sqrt{L_r/C_r}}.$$

В этом произведении при увеличении  $E$  значение первого сомножителя уменьшается, но “медленнее”, чем растет  $E$  (рис. 8). Соответственно произведение в целом возрастает при увеличении  $E$ . Поэтому расчет необходимо проводить, полагая  $E = E_{min}$ . Если при таком условии обеспечивается передача в первичную обмотку среднего значения мощности, равного  $\bar{P}_1$ , то это гарантируется в режиме работы, когда  $E > E_{min}$ .

Приняв за основу расчета выполнение равенства  $E = E_{min}$ , коэффициент трансформации  $K_r$  следует выбирать так, чтобы значение

$$U_{r,max} = \frac{1}{K_r} \cdot \frac{U_{out,max} + \Delta U_2}{E_{min} - \Delta U_1}$$

отвечало бы неравенству  $0,8 \leq U_{r,max} < 1$ . В этом случае, как следует из рис. 8, среднее значение мощности, передаваемой в первичную обмотку трансформатора, близко к пределу (меньше его примерно на 2%).

При расчете целесообразно задаваться значением  $U_{r,max}$ , равным 0,8. Тогда, согласно рис. 8, амплитуда тока первичной обмотки при передаче в нее заданной мощности, составляет  $1,2I_N$ . Более выгодный вариант схемы, при котором амплитуда тока минимальна и равна  $I_N$ , можно реализовать, приняв  $U_{r,max} \rightarrow 1$ . Однако, при этом условии существенно возрастает инерционность процесса регулирования тока и мощности, передаваемых трансформатором (рис. 2). Если  $U_r < 0,8$ , то промежуток времени от момента поступления сигналов управления транзисторами до момента установления стационарного режима работы схемы не превышает двух периодов повторения управляющих сигналов (рис. 3 и 4), т. е. достигается достаточно высокое быстродействие процесса регулирования.

Таким образом, значение коэффициента трансформации целесообразно вычислять, используя соотношение

$$K_r = 1,25 \cdot \frac{U_{out,max} + \Delta U_2}{E_{min} - \Delta U_1}.$$

Амплитуда напряжения на первичной обмотке, выраженная в относительных единицах, которая соответствует нижней границе диапазона регулирования выходного напряжения, представляется в виде

$$U_{r,min} = U_{r,max} \cdot \frac{U_{out,min} + \Delta U_2}{U_{out,max} + \Delta U_2},$$

где  $U_{r,max} = 0,8$ .

Для передачи в первичную обмотку трансформатора мощности, среднее значение которой равно  $\bar{P}_1$  при условии  $U_r = U_{r,min}$ , необходимо выполнение равенства

$$\sqrt{L_r/C_r} = \bar{P}_{1r,max}(U_{r,min}) \cdot \frac{(E_{min})^2}{\bar{P}_1},$$

где числовое значение  $\bar{P}_{1r,max}(U_{r,min})$  может быть найдено, если использовать третью функцию, представленную на рис. 8. Принимая во внимание записанное равенство, и учитывая, что  $f_{res} = f$ , где

$$f_{res} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_r \cdot C_r}},$$

можно вычислить значения параметров резонансной  $LC$ -цепи, формирующей ток первичной обмотки силового трансформатора. А именно:

$$L_r = \left( \frac{\bar{P}_{1r,max}(U_{r,min})}{2 \cdot \pi} \right) \cdot \left( \frac{1}{f} \right) \cdot \left( \frac{(E_{min})^2}{\bar{P}_1} \right);$$

$$C_r = \left( \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \bar{P}_{1r,max}(U_{r,min})} \right) \cdot \left( \frac{1}{f} \right) \cdot \left( \frac{\bar{P}_1}{(E_{min})^2} \right).$$

Расчет параметров реактивных элементов  $L1$ ,  $C1$ ,  $L2$  и  $C2$ , которые содержатся в цепях, обеспечивающих снижение коммутационных потерь в силовых транзисторах, целесообразно проводить таким образом, чтобы токи этих цепей, дополнительно нагружающие силовые транзисторы, были бы существенно меньше по амплитуде, чем ток первичной обмотки силового трансформатора.

Если  $E = E_{min}$ ,  $U_r = U_{r,min}$  и  $D = 1$ , то амплитуда тока первичной обмотки определяется равенством

$$I_{1,amp} = (2 - U_{r,min}) \cdot \frac{E_{min}}{\sqrt{L_r/C_r}},$$

а амплитуда тока дросселя  $L1$  – равенством

$$I_{L1,amp} = \frac{E_{min}}{\sqrt{L1/C1}}.$$

Принимая, что  $I_{L1,amp} = K_{amp} I_{1,amp}$ , где  $K_{amp} \ll 1$  (например,  $K_{amp} \approx 0,1 \dots 0,2$ ), соотношение, которое

устанавливает связь между величинами  $L_1$ ,  $C_1$ ,  $L_r$  и  $C_r$ , можно представить в виде

$$\sqrt{L_1/C_1} = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{K_{amp} \cdot (2 - U_r)}$$

В каждом такте процесс изменения во времени тока, протекающего по обмотке дросселя L1, содержит два этапа (рис. 5 и 6). Во время первого из них абсолютное значение тока спадает линейно во времени со скоростью  $E_{min}/L_1$  от значения  $I_{L1,amp}$  до нуля. Продолжительность спада тока равна  $(L_1, C_1)^{0.5}$ . Во время второго этапа ток обмотки дросселя L1 нарастает во времени по синусоидальному закону от нуля до значения  $I_{L1,amp}$ . Этот процесс занимает время, равное  $\pi(L_1, C_1)^{0.5}/2$ . Сумма длительностей первого и второго этапов не должна превышать половину периода работы схемы, из чего следует

$$\sqrt{L_1 \cdot C_1} = \frac{1}{(2 + \pi) \cdot f}$$

Соотношения, записанные для величин  $(L_1, C_1)^{0.5}$  и  $(L_r, C_r)^{0.5}$ , позволяют получить выражения для расчета значений L1 и C1. А именно:

$$L_1 = \frac{1}{(2 + \pi) \cdot (2 - U_{r, min}) \cdot K_{amp}} \cdot \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{f};$$

$$C_1 = \frac{(2 - U_{r, min}) \cdot K_{amp}}{(2 + \pi)} \cdot \frac{1}{f \cdot \sqrt{L_r/C_r}}.$$

Параметры второй LC-цепи (L2, C2) – такие же, как и первой (L1, C1), т. е.  $L_2 = L_1$  и  $C_2 = C_1$ .

### Заключение

Использование резонансных LC-цепей в рассмотренной схеме DC/DC-преобразователя позволяет

снизить потери энергии во время коммутационных процессов. Как следствие, при условии приемлемого для практики значения КПД, появляется возможность работы с высокой частотой повторения циклов преобразования энергии, что является предпосылкой для улучшения массогабаритных показателей устройства и снижения его стоимости.

### Литература

1. Мелешин В. И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера. 2005.
2. Мелешин В. И., Овчинников Д.А. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии. – М.: Техносфера. 2011.
3. Патент на изобретение РФ № 2455745. Патентообладатель ЗАО “Связь инжиниринг”. Автор Глебов Б. А. Двухтактный мостовой преобразователь. Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений РФ 10 июля 2012 г.
4. Патент на изобретение РФ № 2510864. Патентообладатель ЗАО “Связь инжиниринг”. Авторы Антонов В. И., Глебов Б.А. Мостовой преобразователь напряжения. Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений РФ 05 февраля 2014 г.
5. Разевиг В. Д. Система проектирования OrCAD 9.2. – М.: СОЛОН-Р. 2001.

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

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

П. А. Воронин, И. П. Воронин, Н. П. Щепкин

## ССЛЕДОВАНИЕ ЭНЕРГИИ ДИНАМИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ НА ИНТЕРВАЛАХ УСТАНОВЛЕНИЯ СТАЦИОНАРНЫХ СОСТОЯНИЙ IGBT

### Часть 1. Жесткая коммутация и коммутация с демпфирующими цепями

*P. A. Voronin, I. P. Voronin,  
N. P. Shchepkin*

*В работе представлено исследование энергии динамических потерь в NPT – IGBT с учетом процессов установления стационарных состояний. Показано, что применение демпфирующих цепей обеспечивает эффективное снижение энергии динамических потерь на быстрых фронтах и практически не влияет на величину дополнительных потерь, рассеиваемых в ключе на интервалах динамического насыщения и остаточного тока.*

*Ключевые слова: энергия динамических потерь, динамическое насыщение, остаточный ток, силовой ключ, транзистор, демпфирующая цепь.*

**Analysis of dynamic energy losses at the settling intervals of IGBT: Part 1. Hard switching and switching with snubbers**

*This article presents an analysis of dynamic energy losses in NPT - IGBT with account for the process of stationary states settling. It is shown that the implementation of snubber circuits provides effective reduction of energy losses of fast dynamic fronts and practically has no effect on the value of the additional losses on the intervals of dynamic saturation and tail current.*

*Key words: dynamic energy loss, dynamic saturation, tail current, power switch, transistor, snubber.*

Потери мощности в силовых ключах можно разделить на динамические (коммутационные потери), статические (потери проводимости), потери в закрытом состоянии и потери в цепи управления [1].

Поскольку токи утечки закрытых приборов относительно малы, а большинство из современных силовых ключей коммутируются, как правило, по цепи управления с изолированным затвором, двумя последними из перечисленных составляющих потерь мощности обычно пренебрегают.

Униполярные силовые ключи (МДП, ПТУП), ввиду отсутствия накопления заряда и модуляции проводимости, имеют повышенное сопротивление в открытом состоянии и, как следствие, относительно высокие статические потери мощности. С другой стороны, униполярные ключи обладают высоким быстродействием и малыми коммутационными потерями.

Коммутационные потери в биполярных ключах (IGBT, СИТ, тиристоры) складываются из динамических потерь на этапах формирования фронтов и дополнительных потерь на интервалах установления стационарных состояний, связанных с накоплением и рассасыванием зарядов в базовых слоях [2, 3].

Интервалы установления представляют собой медленно изменяющиеся во времени стадии установления прямого напряжения (динамическое насыщение) и спада остаточного (хвостового) тока при отпирании и запираии ключа. Длительность интервалов установления может составлять едини-

цы, а для высоковольтных приборов – и десятки микросекунд.

Динамические параметры процессов установления и выделяющаяся на данных интервалах энергия не приводятся в справочных данных. При этом удельный вес дополнительных или “квазидинамических” потерь может достигать нескольких десятков процентов. Типовые методы мягкой коммутации, применяемые в униполярных ключах для снижения коммутационных потерь, для ключей с биполярной проводимостью оказываются не столь эффективным, и, прежде всего, из-за наличия процессов установления.

Исследованию энергии динамических потерь в IGBT, в том числе и на интервалах установления стационарных состояний, а также оценке эффективности схемотехнических методов ее снижения посвящена данная работа.

#### Энергия динамических потерь при жесткой коммутации

Динамические потери мощности в полупроводниковом ключе зависят от амплитуды и скорости изменения тока и напряжения в его выходной цепи.

Процесс замыкания IGBT можно разделить на следующие основные стадии: задержка включения, формирование положительного фронта тока, формирование отрицательного фронта напряжения и накопление избыточного заряда в базе. Процесс размыкания IGBT сопровождается задержкой выключения, формированием положительного

фронта напряжения, формированием отрицательного фронта тока и рассасыванием остаточного заряда в базе. Процесс коммутации, при котором формирование фронтов тока протекает при максимальном уровне напряжения на ключе, и наоборот, называется “жесткой” коммутацией. При этом в структуре ключа рассеивается максимальная энергия динамических потерь. Данный вид коммутации характерен для большинства видов реальных комплексных нагрузок.

Энергия динамических потерь определяется как интеграл мгновенной мощности, рассеиваемой в ключе на интервале времени между 10% – ми уровнями фронтов тока и напряжения при отпирании ( $E_{on}$ ) и запирации ( $E_{off}$ ). Для определения энергии, рассеиваемой на интервалах установления стационарных состояний, измерение мгновенной мощности потерь должно проводиться при значительно меньших уровнях напряжения и тока. С учетом высоких требований к точности измерений, необходимо исключить влияние случайных искажений и шумов на полезные сигналы малого уровня.

На рис. 1а показана измеренная в полной полосе пропускания осциллограмма мгновенной мощности потерь  $p(t)$ , рассеиваемой в  $IGBT$  в процессе коммутации. Зарегистрированный при этом уровень шума не позволяет с высокой точностью контролировать энергию потерь на интервалах с малыми амплитудами.

Для решения проблемы был применен метод усреднения исследуемых кадров развертки. Данный метод обеспечивает выделение точек реального процесса из нескольких кадров захвата, устраняя тем самым влияние сигналов случайных шумов.

На рис. 1б показана осциллограмма мгновенной мощности потерь в режиме усреднения. Получен-

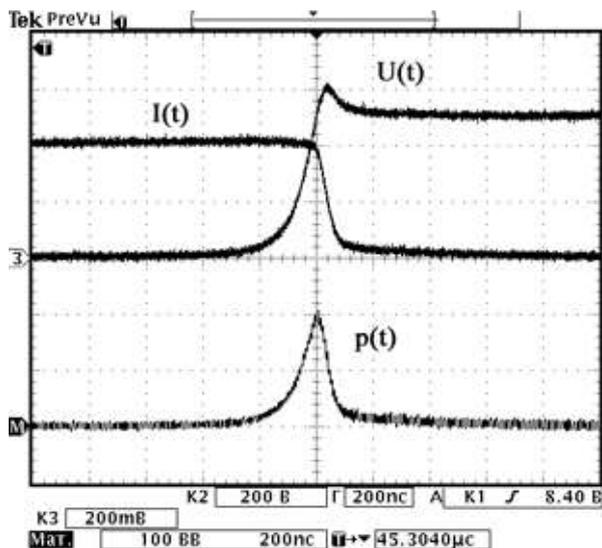
ная разрешающая способность позволила установить отсечку по фронтам токов и напряжений на уровне порядка 2%.

В табл. 1 представлены значения энергий динамических потерь, для десяти экспериментальных образцов отечественных транзисторов  $IGBT$ , изготовленных по технологии  $NPT$  с прозрачным эмиттером. Измерения проводились при температуре кристалла  $25^\circ\text{C}$  и максимально-допустимой температуре  $125^\circ\text{C}$ . Напряжение и ток при электрических измерениях выбирались соответствующими 1/2 максимально допустимого напряжения ключа и его среднему току. Нагрузка – индуктивная в режиме непрерывного тока.

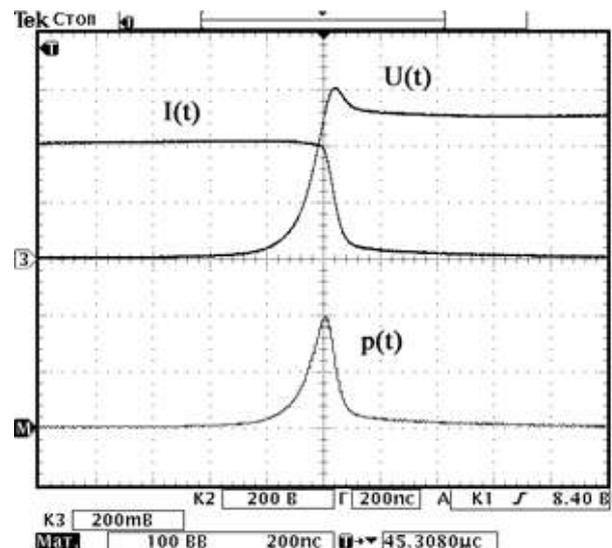
Энергия потерь на интервалах установления стационарных состояний  $E_{on(уст.)}$  и  $E_{off(уст.)}$  оценивалась как разность энергий, измеренных при уровнях коммутируемых токов и напряжений 10% и 2%, соответственно. В табл. 1 приведена также относительная доля данных энергий  $\delta E_{on(уст.)}$  и  $\delta E_{off(уст.)}$  в общей энергии динамических потерь в  $IGBT$ .

Анализ полученных данных показывает, что значение энергии  $\delta E_{on(уст.)}$ , рассеиваемой в исследуемых транзисторах на интервале установления прямого напряжения, составляет не более 2–5%. Транзисторы  $IGBT$ , изготовленные по гомогенной  $NPT$  технологии, характеризуются высоким временем жизни неосновных носителей заряда. За счет этого уже при малых токах нагрузки в значительном объеме структуры  $NPT-IGBT$  реализуется высокий уровень инжекции, что обеспечивает эффективную модуляцию проводимости базы транзистора и снижение энергии потерь на интервале динамического насыщения.

Значение энергии  $\delta E_{off(уст.)}$ , рассеиваемой в структуре  $NPT-IGBT$  на интервале остаточного



а



б

Рис. 1. Переходный процесс коммутации  $IGBT$  и мощность потерь:  
а – измерение в полной полосе пропускания; б – измерение в режиме усреднения кадров развертки

Таблица 1

Прибор	$E_{on} (10\%),$ мДж	$E_{on} (2\%),$ мДж	$E_{on(уст.)},$ мДж	$\delta E_{on(уст.)},$ %	$E_{off} (10\%),$ мДж	$E_{off} (2\%),$ мДж	$E_{off(уст.)},$ мДж	$\delta E_{off(уст.)},$ %
Температура кристалла 25 °С								
Электрические параметры измерения 600 В/75 А								
№ 1	12,77	13,35	0,58	4,3	4,46	9,09	4,63	50,9
№ 2	11,76	12,33	0,57	4,6	4,30	8,70	4,40	50,6
№ 3	14,52	15,26	0,74	4,8	4,19	8,58	4,39	51,2
№ 4	16,50	17,03	0,53	3,1	4,68	7,47	2,79	37,3
№ 5	14,40	14,80	0,40	2,7	4,71	7,90	3,19	40,4
Электрические параметры измерения 850 В/50 А								
№ 6	11,51	11,97	0,46	3,8	4,25	7,08	2,83	39,9
№ 7	10,23	10,66	0,43	4,0	4,30	7,28	2,98	40,9
№ 8	8,83	9,09	0,26	2,8	5,02	6,72	1,70	25,3
№ 9	12,78	13,04	0,26	2,0	5,91	9,40	3,49	37,1
№ 10	12,62	12,93	0,31	2,4	6,24	9,72	3,48	35,8
Температура кристалла 125 °С								
Электрические параметры измерения 600 В/75 А								
№ 1	13,32	13,99	0,67	4,8	5,55	10,15	4,60	45,3
№ 2	12,48	13,20	0,72	5,5	6,30	12,99	6,69	51,5
№ 3	15,01	15,81	0,80	5,1	5,05	9,42	4,37	46,4
№ 4	20,26	20,77	0,51	2,5	6,13	8,19	2,06	25,2
№ 5	18,03	18,46	0,43	2,3	6,68	9,59	2,91	30,3
Электрические параметры измерения 850 В/50 А								
№ 6	11,73	12,27	0,54	4,4	5,42	10,32	4,90	47,5
№ 7	11,07	11,70	0,63	5,4	5,77	11,90	6,13	51,5
№ 8	9,47	9,95	0,48	4,8	6,88	9,92	3,04	30,6
№ 9	15,40	15,91	0,51	3,2	7,06	11,05	3,99	36,1
№ 10	14,40	14,83	0,43	2,9	8,19	12,46	4,27	34,3

тока составляет относительно большую величину 25–50%. Высокое значение дополнительных коммутационных потерь при запириании ключа связано с повышенной длительностью остаточного тока, составляющей единицы микросекунд, что характерно для транзисторов с большим временем жизни носителей.

С ростом температуры полупроводникового кристалла дополнительные потери на интервалах установления в транзисторах 12 класса напряжения практически не изменяются. Более существенный рост дополнительных потерь наблюдается в транзисторах 17 класса напряжения. Однако их относительная доля в суммарной энергии динамических потерь практически не изменяется, поскольку одновременно растут и потери на фронтах.

Основным методом снижения энергии динамических потерь в силовом ключе является метод разделения во времени фронтов тока и напряжения ключа, причем в определенной последовательности. В переходном процессе включения фронт тока должен следовать за фронтом напряжения, а в переходном процессе выключения наоборот.

#### Коммутация с демпфирующими цепями

Рассмотрим реализацию пассивного разделения фронтов с использованием демпфирующих цепей, с помощью которых регулируется скорость изменения тока и напряжения на коммутируемом ключе [1, 4].

Для разделения фронтов напряжения и тока при отпирании ключа в выходную цепь транзистора вводится последовательный дроссель, индуктивность которого обеспечивает снижение скорости нарастания тока (рис. 2а). За счет этого фронт тока отстает от фронта напряжения, что снижает энергию динамических потерь при включении.

Для разделения фронтов напряжения и тока при запириании ключа в выходную цепь транзистора вводится параллельный конденсатор, емкость которого обеспечивает снижение скорости нарастания напряжения (рис. 2б). За счет этого фронт напряжения отстает от фронта тока, что снижает энергию динамических потерь при выключении.

При использовании демпфирующих цепей требуется отвод избыточной энергии, запасаемой в реактивных элементах. Наиболее простое реше-

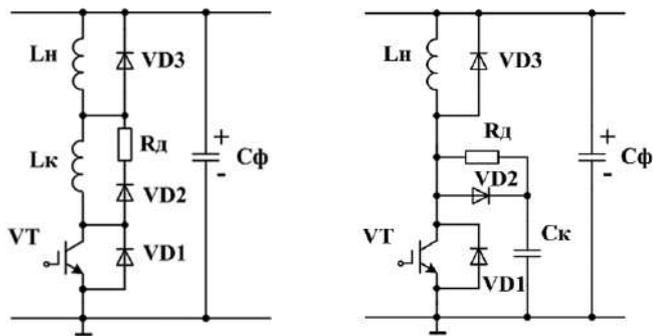


Рис. 2. Демпфирующие цепи:  
а – RLD демпфирующая цепь; б – RCD демпфирующая цепь

ние основано на рассеянии избыточной энергии в демпфирующих резисторах, однако это ведет к снижению КПД схемы. Более эффективным способом является резонансный обмен энергией между элементами демпфирующих цепей с последующей рекуперацией в источник питания или нагрузку. При этом накладываются ограничения на максимальную величину номиналов реактивных элементов. При типовой рабочей частоте коммутации IGBT 10–20 кГц, величина индуктивности демпфирующего дросселя составляет, как правило, 1–5 мкГн, а емкость демпфирующего конденсатора 50–250 нФ [5].

При использовании демпфирующих цепей требуется отвод избыточной энергии, запасаемой в реактивных элементах. Наиболее простое решение основано на рассеянии избыточной энергии в демпфирующих резисторах, однако это ведет к снижению КПД схемы. Более эффективным способом является резонансный обмен энергией между элементами демпфирующих цепей с последующей рекуперацией в источник питания или нагрузку. При этом накладываются ограничения на максимальную величину номиналов реактивных элементов. При типовой рабочей частоте коммутации IGBT 10–20 кГц, величина индуктивности демпфирующего дросселя составляет, как правило, 1–5 мкГн, а емкость демпфирующего конденсатора

50–250 нФ [5].

В качестве исследуемого прибора использовались отечественные NPT–IGBT 12 класса напряжения. Все электрические измерения проводились при напряжении источника питания ключа 500В. Характер нагрузки – индуктивный в режиме непрерывного тока 50А.

На рис. 3 представлены осциллограммы включения и выключения IGBT при жесткой коммутации с максимальным уровнем динамических потерь. При этом в переходном процессе включения в транзисторе рассеивается энергия 4,51 мДж, а в переходном процессе выключения 4,48 мДж.

На рис. 4 представлены осциллограммы включения IGBT с последовательным дросселем в коллекторной цепи транзистора, индуктивность которого устанавливалась равной 1,2 мкГн, 2,4 мкГн и 3,6 мкГн, соответственно.

На рис. 5 представлены осциллограммы выключения IGBT с параллельным подключением к выходной цепи транзистора одного, двух и трех конденсаторов с эквивалентной емкостью 68 нФ, 136 нФ и 204 нФ, соответственно.

Энергия динамических потерь, измеренная в процессе коммутации при уровне отсечки тока и напряжения ключа 2% от номинального значения, для переходного процесса включения представлена в табл. 2, а для переходного процесса выключения в табл. 3.

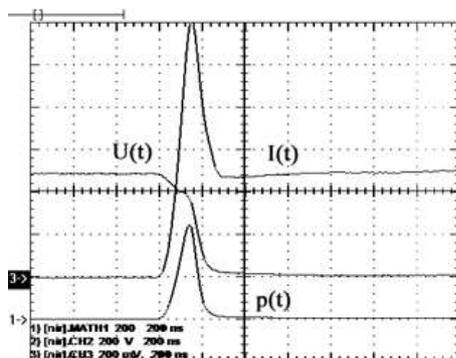
Таблица 2

$L_k$ , мкГн	0	1,2	2,4	3,6
$E_{on}(2\%)$ , мДж	4,51	1,51	0,55	0,41
$\delta E_{on}(2\%)$ , отн. ед.	1	0,33	0,12	0,09

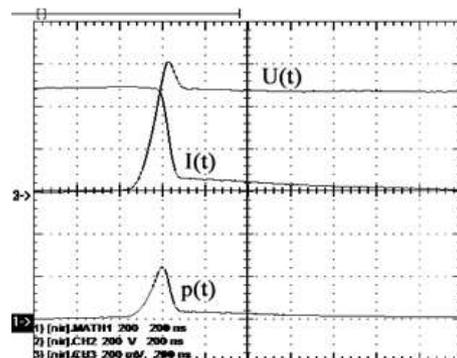
Таблица 3

$C_k$ , мкГн	0	68	136	204
$E_{off}(2\%)$ , мДж	4,48	2,92	2,60	2,51
$\delta E_{off}(2\%)$ , отн. ед.	1	0,65	0,65	0,55

На рис. 6 и рис. 7 показаны графики зависимости относительной энергии динамических потерь при изменении индуктивности демпфирующего

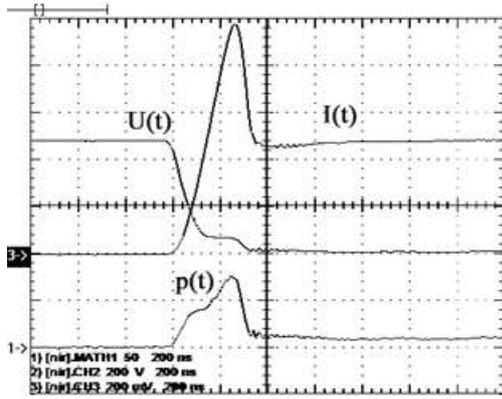


а

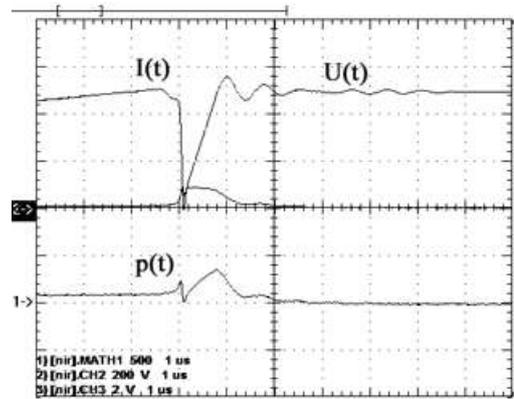


б

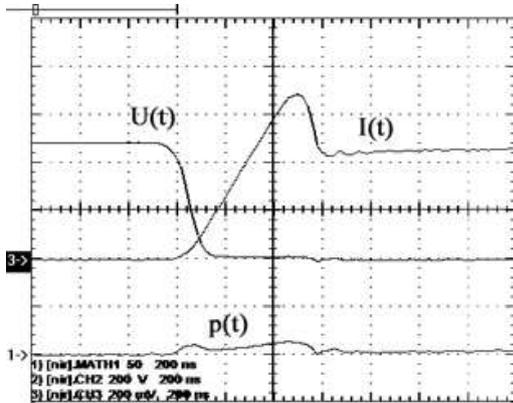
Рис. 3 Жесткая коммутация IGBT: а – переходный процесс включения; б – переходный процесс выключения



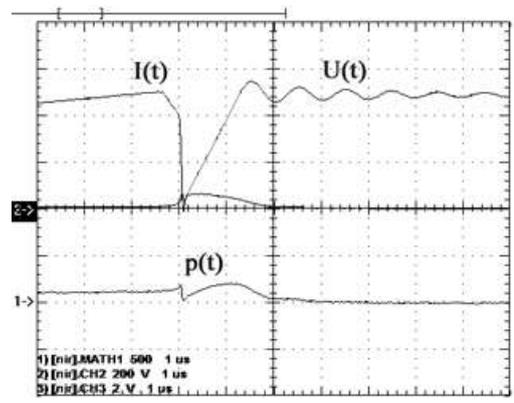
а



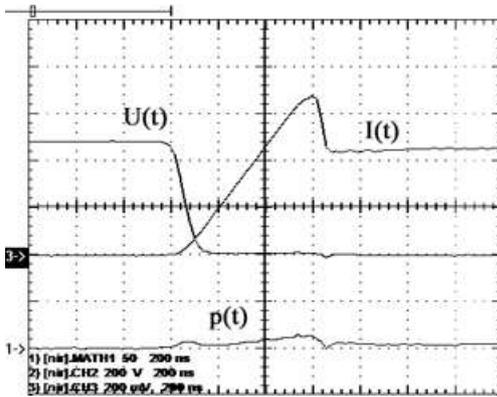
а



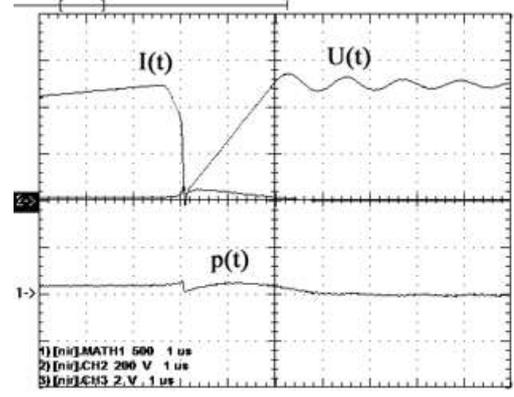
б



б



в



в

Рис. 4. Переходный процесс включения IGBT:  
 а – индуктивность демпфирующего дросселя 1,2 мкГн;  
 б – индуктивность демпфирующего дросселя 2,4 мкГн;  
 в – индуктивность демпфирующего дросселя 3,6 мкГн

Рис. 5. Переходный процесс выключения IGBT:  
 а – емкость демпфирующего конденсатора 68 нФ;  
 б – емкость демпфирующего конденсатора 136 нФ;  
 в – емкость демпфирующего конденсатора 204 нФ

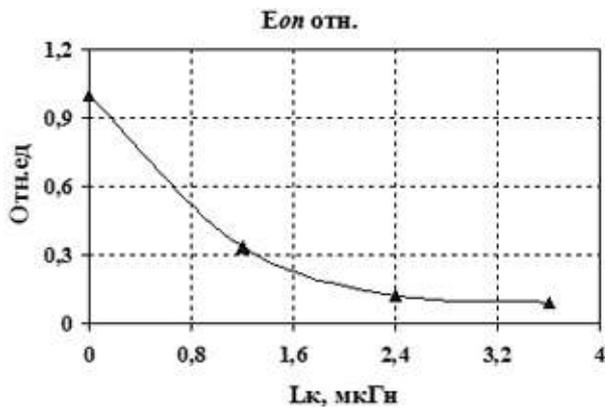


Рис. 6. Зависимость относительной энергии динамических потерь при включении IGBT от индуктивности демпфирующего дросселя

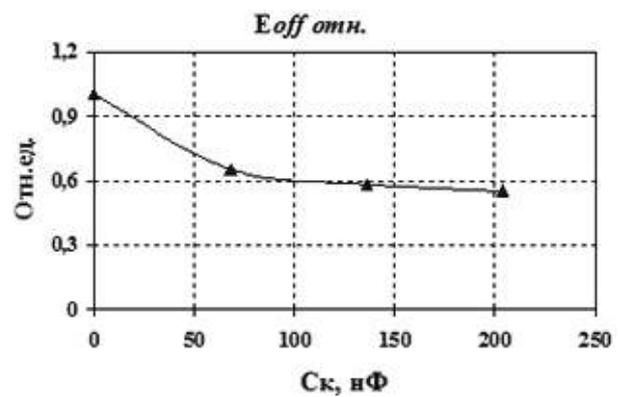


Рис. 7. Зависимость относительной энергии динамических потерь при выключении IGBT от емкости демпфирующего конденсатора

дросселя и емкости демпфирующего конденсатора, соответственно.

Как следует из зависимости, представленной на рис. 6, снижение энергии динамических потерь в переходном процессе включения асимптотически стремится к уровню, соответствующему относительной энергии “квазидинамических” потерь на интервале динамического насыщения, составляющую величину порядка 5–6%.

Аналогично, для зависимости, представленной на рис. 7 можно утверждать, что энергии динамических потерь в переходном процессе выключения асимптотически стремится к уровню, соответствующему относительной энергии “квазидинамических” потерь на интервале остаточного тока, составляющего величину порядка 40–50%.

Таким образом, результаты эксперимента показывают, что применение коммутации с демпфирующими цепями обеспечивает эффективное снижение энергии динамических потерь на быстрых фронтах. В то же время демпфирующие цепи при выбранных номиналах реактивных элементов практически не влияют на величину дополнительных потерь, рассеиваемых в ключе на интервалах установления стационарных состояний.

Дополнительные измерения показали, что эффективное влияние демпфирующих цепей на снижение энергии “квазидинамических” потерь становится заметным при величине индуктивности дросселя  $L_k > 15$  мкГн и емкости конденсатора  $C_k > 1,0$  мкФ. Однако практическое применение демпфирующих цепей с увеличенными параметрами реактивных компонентов существенно ограничивает частоту коммутации ключа.

### Выводы

1. Наиболее значимой составляющей дополнительных потерь энергии в процессе установления стационарных состояний в NPT – IGBT являются потери на интервале остаточного тока, доля которых в энергии коммутационных потерь при выключении составляет 25–50%.

2. Доля дополнительных потерь энергии на интервале динамического насыщения в NPT – IGBT составляет относительно малую величину 2–5%, что связано с высокой скоростью модуляции проводимости базы данных транзисторов при высоком уровне инжекции.

3. Демпфирующие цепи обеспечивают эффективное снижение энергии динамических потерь на быстрых фронтах и практически не влияют на величину дополнительных потерь, рассеиваемых в ключе на интервалах установления стационарных состояний.

*Работа выполнена на кафедре Промышленной электроники “НИУ “МЭИ” при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 14–07–00181).*

### Литература

1. Воронин П. А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. – М.: ДМК Пресс, 2015. – 382 с.
2. Воронин И. П. Исследование энергии динамических потерь в силовых модулях NPT IGBT с прозрачным эмиттером // Силовая электроника. – 2011. – №5. – С. 36 – 40.
3. Pittet S., Rufer A. Analytical analysis of quasi-saturation effect in PT and NPT IGBTs // Laboratoire d'Electronique Industrielle Ecole Polytechnique Federale de Lausanne, Switzerland.
4. SEMIKRON, Application Handbook “IGBT and MOSFET power modules”, 2010.
5. Воронин П. А., Воронин И. П. Резонансные ключи: основные типы и применение // Электротехника. – 2013. – № 12. – С. 40–46.

**Воронин Павел Анатольевич**, к. т. н., доцент кафедры Промышленной электроники “НИУ “МЭИ”; тел: 8 (925) 143-40-11; e-mail: voroninpa@list.ru;

**Воронин Игорь Павлович**, к. т. н., ассистент кафедры Промышленной электроники “НИУ “МЭИ”;

**Щепкин Николай Павлович**, к. т. н., профессор кафедры Промышленной электроники “НИУ “МЭИ”.

П. А. Воронин, И. П. Воронин, Н. П. Щепкин

## ИССЛЕДОВАНИЕ ЭНЕРГИИ ДИНАМИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ НА ИНТЕРВАЛАХ УСТАНОВЛЕНИЯ СТАЦИОНАРНЫХ СОСТОЯНИЙ IGBT

### Часть 2. Активное разделение фронтов

P. A. Voronin, I. P. Voronin,  
N. P. Shchepkin

Analysis of dynamic energy losses at the settling intervals  
of IGBT: Part 2. Active fronts partition

В работе представлено исследование энергии динамических потерь в NPT – IGBT при активном разделении фронтов тока и напряжения. Показано, что для снижения минимального уровня динамических потерь наравне с активным разделением фронтов необходимо уменьшать скорость нарастания тока ключа при его отпирании и скорость нарастания напряжения на ключе при его запирании.

Ключевые слова: энергия динамических потерь, фронт тока, фронт напряжения, силовой ключ, транзистор, заряд.

This article presents an analysis of dynamic energy losses in NPT – IGBT with active current and voltage fronts partition. It is shown that for dynamic losses reduction it is necessary to reduce current rise rate during the switch turn-on and voltage rise rate during its turn-off together with active fronts partition.

Key words: dynamic energy loss, current front, voltage front, power switch, transistor, charge.

В первой части работы проведена количественная оценка динамических потерь на интервалах установления стационарных состояний IGBT. При этом было показано, что коммутация с применением пассивных демпфирующих цепей, параметры реактивных элементов которых соответствуют типовым частотам коммутации, практически не снижает потери энергии на интервалах времени, связанных с процессами установления. Другими словами демпфирующие цепи не влияют на дополнительные потери энергии, присущие ключам с биполярной проводимостью. Во второй части работы рассмотрены источники “квазидинамических” потерь при установлении стационарных состояний IGBT и проведена оценка эффективности метода активного разделения фронтов для минимизации данных потерь.

#### Установление открытого состояния IGBT

В переходном процессе включения IGBT наблюдается стадия динамического насыщения, которая обусловлена модуляцией проводимости высокоомного базового слоя транзистора [1, 2].

За счет увеличения времени жизни носителей модуляция проводимости в большей части гомогенной структуры NPT–IGBT протекает при высоком уровне инжекции даже при малых токах нагрузки. Напряжение динамического насыщения у NPT–IGBT при этом не превышает нескольких десятков вольт, а ее начальная амплитуда практически линейно зависит от напряжения источника питания.

Наличие дополнительного буферного слоя в эпитаксиальной структуре PT–IGBT приводит к тому, что высокий уровень инжекции достигается в

данных транзисторах при значительно более высоких токах нагрузки. Напряжения динамического насыщения в PT–IGBT значительно больше и может достигать величины порядка ста вольт и более. При этом начальная амплитуда остаточного напряжения нелинейно возрастает с увеличением напряжения источника питания [3].

При изготовлении IGBT с максимально-допустимым напряжением от 2500 В и более используются кремниевые подложки с высоким удельным сопротивлением. За счет этого, амплитуда напряжения динамического насыщения у высоковольтных транзисторов сильно зависит не только от рабочего напряжения, но и от величины тока нагрузки и может достигать нескольких сотен вольт (рис. 1).

Внешнее напряжение, приложенное к IGBT, определяет ширину коллекторного перехода и размеры области пространственного заряда (ОПЗ). Перераспределение заряда в ОПЗ можно рассматривать как изменение заряда барьерной емкости транзистора.

При работе на индуктивную нагрузку начальное включение транзистора сопровождается быстрым нарастанием тока по цепи открытого противофазного диода и конденсатора входного фильтра. И только когда коллекторный ток транзистора увеличивается до значения тока нагрузки, начинается снижение напряжения на ключе, т. е. разряд его барьерной емкости.

Несмотря на то, что процесс модуляции в транзисторе протекает при полном токе нагрузки, его можно разделить на две составляющие.

Первая составляющая процесса модуляции является относительно быстрой и протекает при

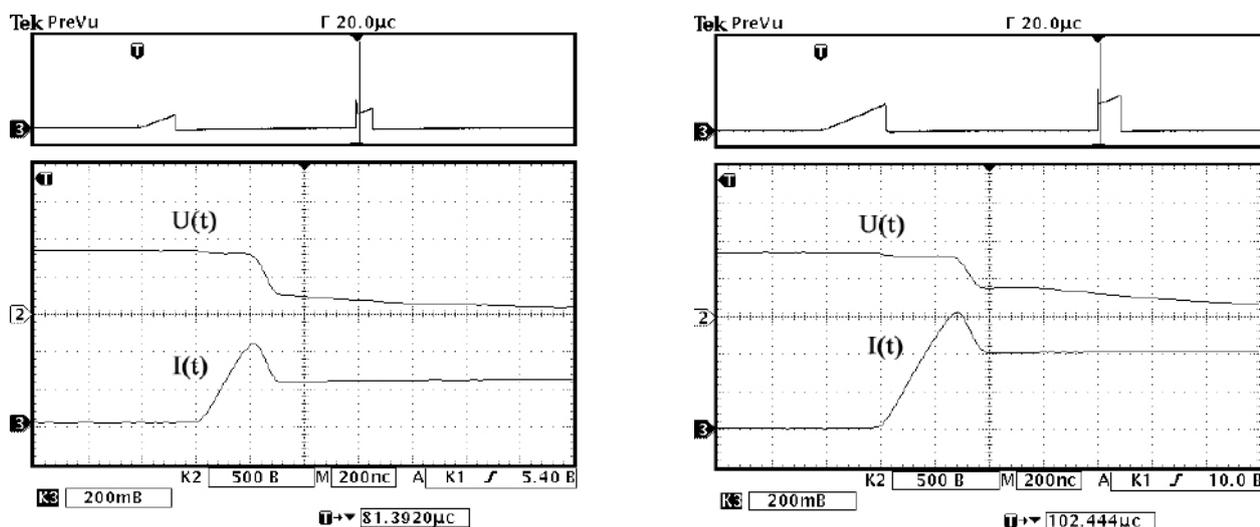


Рис. 1. Переходный процесс включения высоковольтного IGBT:  
а – ток нагрузки 20 А; б – ток нагрузки 40 А

высоком уровне инжекции в той части базового слоя, где изначально отсутствовала ОПЗ.

Вторая составляющая процесса модуляции, наоборот, является медленной, поскольку протекает при низком начальном уровне инжекции в той части базы, где располагалась ОПЗ непосредственно перед включением транзистора. Именно эта медленная составляющая процесса модуляции определяет скорость установления прямого напряжения ключа при его отпирании.

Чем выше напряжение на закрытом приборе, тем больше размеры ОПЗ в высокоомном базовом слое транзистора и выше начальная амплитуда напряжения динамического насыщения. Таким образом, главным источником дополнительных потерь энергии при установлении прямого напряжения является заряд, накопленный в барьерной емкости транзистора перед его включением.

#### Установление закрытого состояния IGBT

В переходном процессе выключения IGBT наблюдается затянутая по времени стадия остаточного тока [3, 4], определяющая длительность процесса установления закрытого состояния ключа.

В единую структуру IGBT объединены функции полевого управления и биполярной проводимости. При этом быстрое выключение управляющей МОП структуры IGBT сопровождается отсечкой базового слоя биполярной структуры ключа. В результате заряд неосновных носителей, накопленный в базовом слое IGBT перед его выключением, может уменьшаться только за счет относительно медленного процесса рекомбинации. Начальная амплитуда остаточного тока пропорциональна току нагрузки и нелинейно растет при увеличении напряжения источника питания.

В NPT-IGBT приборах, обладающих большим временем жизни носителей заряда, длительность

остаточного тока составляет единицы и даже десятки микросекунд. При этом начальная амплитуда “хвоста” тока у данных транзисторов практически не зависит от температуры.

В PT-IGBT транзисторах время жизни носителей и, соответственно, длительность остаточного тока на порядок меньше. Однако, в полном диапазоне допустимых температур начальная амплитуда “хвоста” тока у эпитаксиальных транзисторов может возрастать практически в два раза.

Таким образом, основным источником дополнительных потерь в процессе установлении закрытого состояния ключа является начальный заряд, накопленный в диффузионной емкости транзистора.

Наиболее эффективным способом снижения дополнительных потерь на интервалах установления стационарных состояний является искусственный разряд паразитных емкостей транзистора.

Со схемотехнической точки зрения искусственный разряд барьерной емкости представляет собой принудительный сброс напряжения в выходной цепи транзистора перед его включением по цепи управления. Соответственно, искусственный разряд диффузионной емкости представляет собой принудительный сброс тока в выходной цепи транзистора перед его выключением по цепи управления.

#### Активное разделение фронтов

Принудительный сброс напряжения и тока ключа представляет собой процесс активного разделения во времени его фронтов при коммутации. Для исследования влияния длительности разделения фронтов на энергию динамических потерь применялась тестовая схема IGBT ключа с индуктивной нагрузкой и вспомогательным МДП-транзистором, обеспечивающим активное разделение фронтов (рис. 2). На практике активное разделение фронтов

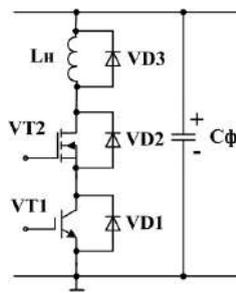


Рис. 2. Ключ IGBT с индуктивной нагрузкой и вспомогательным МДП-транзистором

обеспечивают с помощью методов резонансной коммутации [5].

Как и в первой части работы в качестве исследуемого прибора использовались отечественные *NPT-IGBT* 12 класса напряжения. Все электрические измерения проводились при напряжении источника питания ключа 500 В. Характер нагрузки – индуктивный в режиме непрерывного тока 50 А.

На рис. 3 представлены осциллограммы включения *IGBT* с предварительным сбросом напряжения в коллекторной цепи транзистора, при этом задержка начала нарастания тока в ключе устанавливалась равной 0,8 мкс, 1,0 мкс и 1,5 мкс, соответственно.

На рис. 4 представлены осциллограммы выключения *IGBT* с предварительным сбросом тока в коллекторной цепи транзистора, при этом задержка начала нарастания напряжения на ключе устанавливалась равной 1,0 мкс, 2,8 мкс и 3,8 мкс, соответственно.

Энергия динамических потерь, измеренная в процессе коммутации с предварительным сбросом напряжения и тока ключа, для переходного процесса включения представлена в табл. 1, а для переходного процесса выключения в табл. 2.

Таблица 1

$t_p$ , мкс	0	0,8	1,0	1,5
$E_{on}(2\%)$ , мДж	4,51	0,16	0,15	0,14
$\delta E_{on}(2\%)$ , отн. ед	1	0,036	0,033	0,032

Таблица 2

$t_p$ , мкс	0	1,0	2,8	3,8
$E_{off}(2\%)$ , мДж	4,48	3,14	1,70	1,21
$\delta E_{off}(2\%)$ , отн. ед	1	0,70	0,38	0,20

На рис. 5 показаны графики зависимости относительной энергии динамических потерь от длительности разделения фронтов тока и напряжения в переходном процессе включения *IGBT*.

Начиная с момента времени разделения фронтов  $t_p = 0,5$  мкс, относительная энергия динамических потерь в переходном процессе включения снижается до своего минимального уровня, соответствующего потерям энергии при модуляции базы транзистора заданным током нагрузки. Поскольку в тестовой схеме за указанное время обеспечивается

полный разряд барьерной емкости транзистора, минимальный уровень потерь при модуляции током нагрузки перестает зависеть от времени задержки подачи импульса тока на полностью открытый ключ. Для всех тестовых интервалов времени скорость нарастания тока нагрузки задавалась скоростью включения дополнительного транзистора и составляла постоянную величину 0,25 А/нс.

Дополнительно было проведено исследование зависимости амплитуды напряжения динамического насыщения и энергии динамических потерь от скорости нарастания импульса тока. На рис. 6 представлены осциллограммы напряжения на открытом транзисторе при скорости нарастания тока нагрузки 0,25 А/нс и 0,1 А/нс, соответственно.

За счет увеличенного времени жизни носителей в структуре *NPT-IGBT* даже при малых токах нагрузки обеспечивается быстрое накопление заряда. Поэтому с уменьшением скорости нарастания тока амплитуда напряжения на модулируемом сопротивлении базы транзистора заметно снижается. Относительная энергия динамических потерь при скорости нарастания тока ключа 0,1 А/нс показана на рис. 5 пунктирной линией.

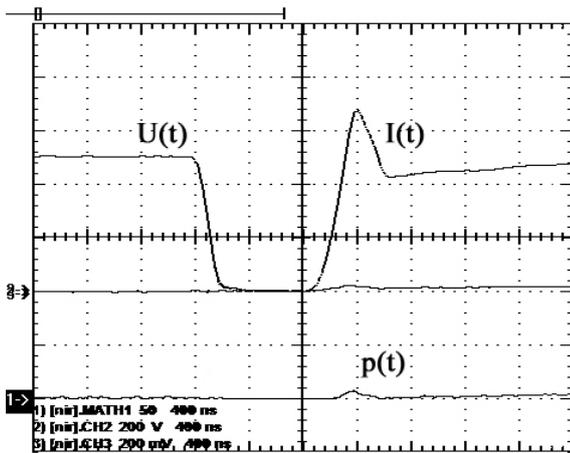
На рис. 7 показаны графики зависимости относительной энергии динамических потерь от длительности разделения фронтов тока и напряжения в переходном процессе выключения.

С увеличением задержки подачи импульса напряжения на закрытый ключ энергия динамических потерь снижается практически экспоненциально, снижаясь до минимального уровня 0,2 относительных единиц.

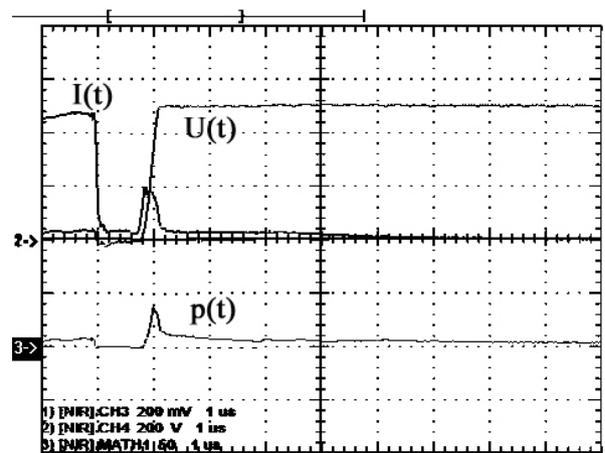
Уменьшение энергии потерь связано с постепенным рассасыванием накопленного в транзисторе заряда за счет процесса рекомбинации с постоянной времени жизни неосновных носителей. Значение постоянной времени жизни по полученным данным составляет около 1,5 мкс, что согласуется с длительностью интервала протекания остаточного тока, оцениваемого как три постоянных времени жизни.

Минимальный уровень потерь определяется скоростью изменения напряжения на закрытом ключе. При работе в режиме жесткой коммутации запираемом ключе первым нарастает напряжение. Когда напряжение в выходной цепи ключа увеличивается до значения напряжения источника питания, отпирается противофазный диод, и только тогда начинается спад тока транзистора. Таким образом, процесс коммутации тока нагрузки протекает при постоянном напряжении на запираемом ключе.

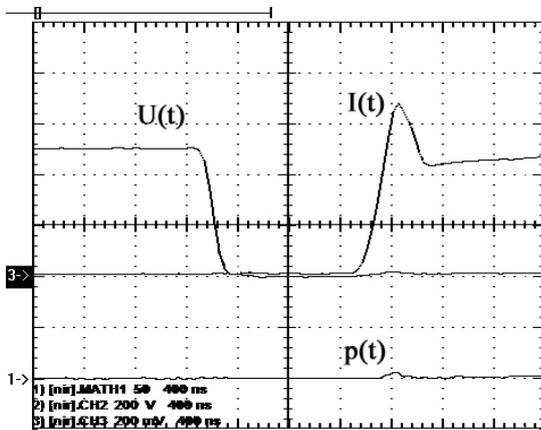
В рассматриваемых вариантах с разделением фронтов первым спадает ток ключа, а импульс напряжения подается с фиксированной задержкой и скоростью нарастания фронта 1700 В/мкс. При заданной скорости изменения напряжения на закрытом ключе через проходную емкость коллекторного перехода в базу транзистора начинает поступать до-



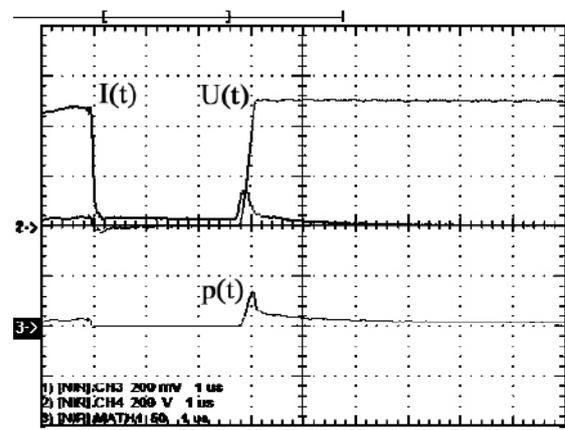
a



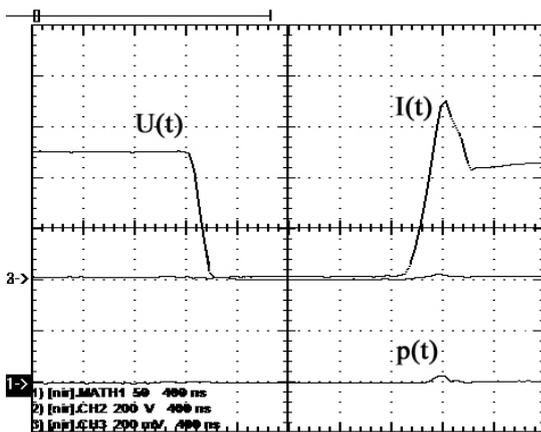
a



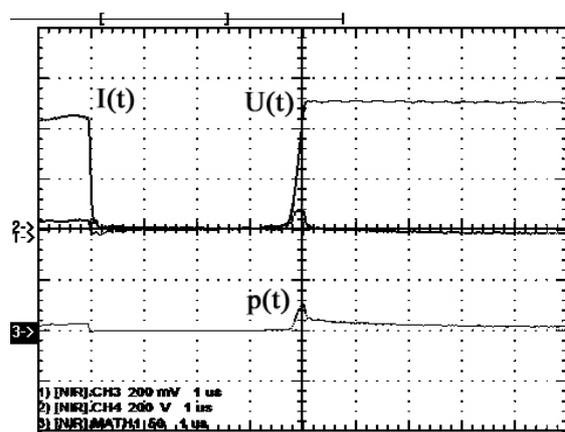
б



б



в



в

Рис. 3. Переходный процесс включения IGBT:  
 а – задержка нарастания тока в ключе 0,8 мкс;  
 б – задержка нарастания тока в ключе 1,0 мкс;  
 в – задержка нарастания тока в ключе 1,5 мкс

Рис. 4. Переходный процесс выключения IGBT:  
 а – задержка нарастания напряжения на ключе 1,0 мкс;  
 б – задержка нарастания напряжения на ключе 2,8 мкс;  
 в – задержка нарастания напряжения на ключе 3,8 мкс

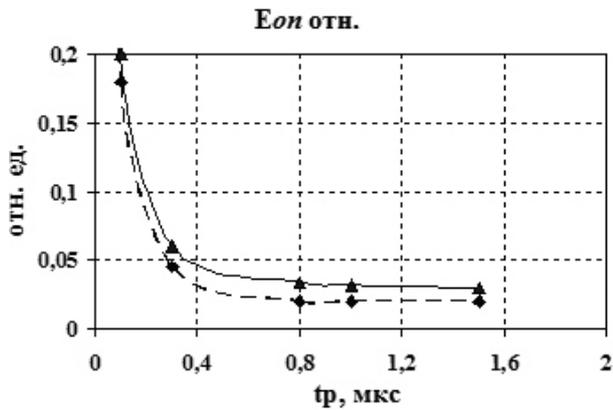


Рис. 5. Зависимость относительной энергии динамических потерь при включении IGBT от длительности разделения фронтов тока и напряжения: сплошная линия – при скорости нарастания тока 0,25 А/нс; пунктирная линия – при скорости нарастания тока 0,1 А/нс

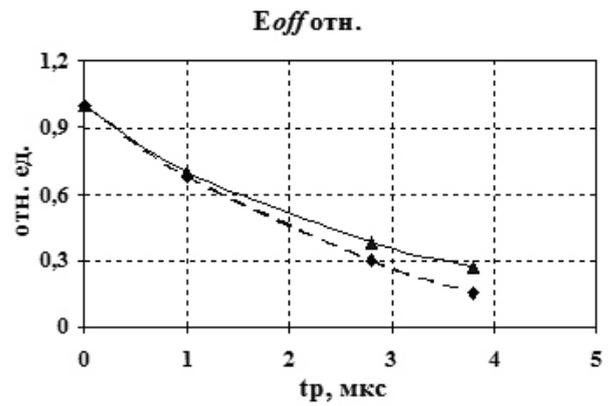
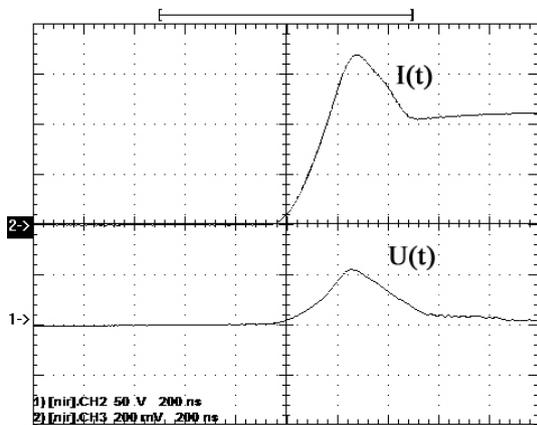
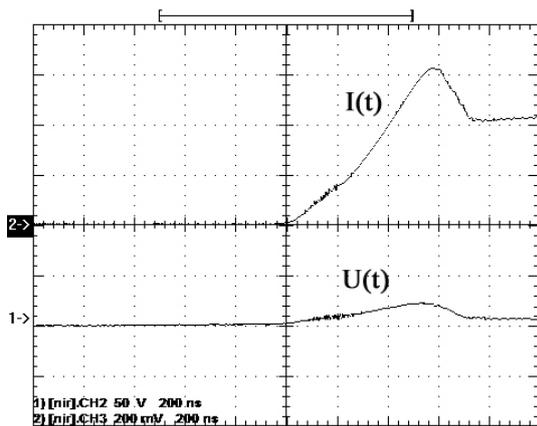


Рис. 7. Зависимость относительной энергии динамических потерь при выключении IGBT от длительности разделения фронтов тока и напряжения: сплошная линия – скорость нарастания напряжения 1700 В/мкс; пунктирная линия – скорость нарастания напряжения 100 В/мкс

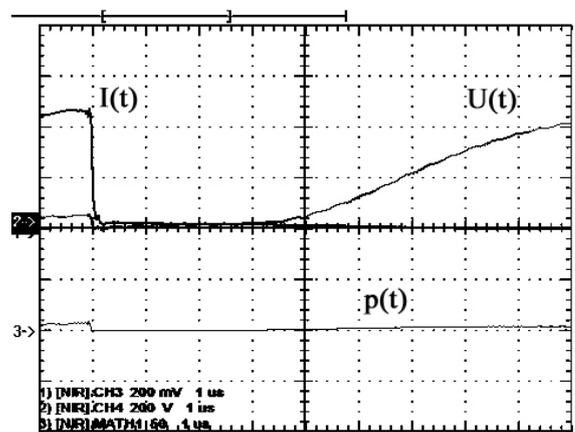


а

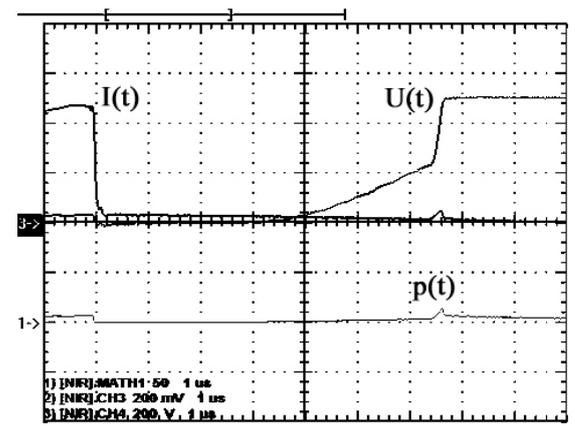


б

Рис. 6. Диаграммы тока и напряжения на открытом транзисторе: а – при скорости нарастания тока коллектора 0,25 А/нс; б – при скорости нарастания тока коллектора 0,1 А/нс



а



б

Рис. 8. Диаграммы остаточного тока транзистора: а – скорости нарастания напряжения 100 В/мкс; б – регулируемая скорость нарастания напряжения 100 В/мкс и 1700 В/мкс

полнительный заряд. Если при этом в транзисторе уже накоплен первоначальный заряд, действие отрицательной обратной связи усиливается подобно “эффекту Миллера”, а амплитуда и длительность остаточного тока возрастают.

Минимальный уровень дополнительных потерь можно существенно уменьшить за счет снижения скорости нарастания напряжения на запираемом транзисторе. На рис. 8а показан вариант разделения фронтов при скорости нарастания напряжения 100 В/мкс. При этом действие отрицательной обратной связи практически подавлено.

На рис. 8б показан вариант разделения фронтов при регулируемой скорости нарастания напряжения. Сначала напряжение на запираемом ключе медленно нарастает со скоростью 100 В/мкс, величина которой затем резко увеличивается до 1700 В/мкс. Поскольку в момент увеличения скорости нарастания напряжения начальный заряд в базе транзистора все еще сохраняется, эффект усиления остаточного тока мгновенно вступает в действие.

Относительная энергия динамических потерь при скорости нарастания напряжения на ключе 100 В/мкс показана на рис. 7 пунктирной линией.

#### Выводы

1. Источниками дополнительных динамических потерь на интервалах установления стационарных состояний являются паразитные емкости транзистора и накопленный в них заряд.

2. Разделение фронтов напряжения и тока ключа обеспечивает принудительный разряд емкостей транзистора и эффективно снижает энергию “квазидинамических” потерь.

3. Для снижения минимального уровня динамических потерь наравне с активным разделением

фронтов необходимо уменьшать скорость нарастания тока ключа при его отпирании и скорость нарастания напряжения на ключе при его запираании.

*Работа выполнена на кафедре Промышленной электроники “НИУ “МЭИ” при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 14–07–00181).*

#### Литература

1. *Pittet S., Rufer A.* Analytical analysis of quasi-saturation effect in PT and NPT IGBTs // Laboratoire d'Electronique Industrielle Ecole Polytechnique Federale de Lausanne, Switzerland.
2. *Воронин П.А.* Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. – М.: ДМК Пресс, 2015. – 382 с.
3. *Воронин И.П.* Исследование энергии динамических потерь в силовых модулях NPT IGBT с прозрачным эмиттером // Силовая электроника. – 2011. – №5. – С. 36 – 40.
4. SEMIKRON, Application Handbook “IGBT and MOSFET power modules”, 2010.
5. *Воронин П.А., Воронин И.П.* Резонансные ключи: основные типы и применение // Электротехника. – 2013. – № 12. – С. 40–46.

**Воронин Павел Анатольевич**, к. т. н., доцент кафедры Промышленной электроники “НИУ “МЭИ”; тел: 8 (925) 143-40-11; e-mail: voroninpa@list.ru;

**Воронин Игорь Павлович**, к. т. н., ассистент кафедры Промышленной электроники “НИУ “МЭИ”;

**Щепкин Николай Павлович**, к. т. н., профессор кафедры Промышленной электроники “НИУ “МЭИ”.

Г. А. Белов

## ВЛИЯНИЕ ПАРАЗИТНЫХ КОЛЕБАНИЙ НА КПД ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ В РЕЖИМЕ ПРЕРЫВИСТЫХ ТОКОВ

G. A. Belov

The impact of parasitic oscillations on converter in discontinuous current mode efficiency

Обосновано обобщенное дифференциальное уравнение в векторно-матричной форме, описывающее паразитные колебания, возникающие в силовой части импульсных преобразователей понижающего, повышающего и инвертирующего типов во время бестоковой паузы в режиме прерывистого тока. Получены и проанализированы выражения для расчета дополнительных потерь мощности и снижения КПД преобразователя за счет этих колебаний, которые обуславливают дополнительные ограничения при выборе параметров элементов силовой части.

**Ключевые слова:** импульсные преобразователи, режим прерывистого тока, паразитные колебания, потери мощности, КПД.

The article substantiates the generalized differential equation in vector-matrix form, describing the parasitic oscillations that occur in the power stage of the buck, boost and buck-boost switched converters during the dead time in the discontinuous current mode. The author obtained and analyzed the expression for calculation of additional power loss and the efficiency reduction of the converter due to these oscillations, which imposes additional constraints on the parameters selection of the power stage elements.

**Key words:** switched mode converters, discontinuous current mode, parasitic oscillations, power losses, efficiency.

Большинство импульсных преобразователей постоянного напряжения (ППН) разрабатывается для работы в режиме непрерывного тока (РНТ) при номинальной нагрузке. Однако при уменьшении среднего значения тока нагрузки до граничного значения происходит переход в режим прерывистого тока (РПТ). ППН оказывается в РПТ также при питании аппаратуры, работающей в режиме ожидания, когда потребляемый от ППН ток существенно снижается [1]. При переходе в РПТ возникают паразитные колебания, потери при которых могут существенно снизить КПД в этом режиме, что при работе питаемой аппаратуры в режиме ожидания весьма нежелательно.

На рис. 1 представлены эквивалентные схемы силовых частей импульсных ППН во время бестоковой паузы и временные диаграммы для РПТ, где  $C_1$  – паразитная емкость силового транзистора,  $C_2$  – паразитная емкость силового диода. Положительными считаются прямое напряжения на силовом транзисторе  $u_{C1}$  и обратное напряжение на силовом диоде  $u_{C2}$ . Не учитывается влияние эквивалентного последовательного сопротивления (ЭПС) выходного конденсатора, которое в рассматриваемой задаче вызывает лишь дополнительные пульсации выходного напряжения ППН  $u_{\text{вых}}$ .

Для эквивалентной схемы понижающего ППН (рис. 1а) справедливы уравнения

$$L \frac{di_L}{dt} + r_L = u_{\text{вх}} - u_{\text{вых}} - u_{C1};$$

$$C_1 \frac{du_{C1}}{dt} = i_L + C_2 \frac{du_{C2}}{dt};$$

$$u_{C2} = u_{\text{вх}} - u_{C1}.$$

Подставляя выражение для  $u_{C2}$  во второе уравнение, при  $u_{\text{вх}} = \text{const}$ ,  $u_{\text{вых}} = \text{const}$  получаем уравнения в форме пространства состояний

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{u_{\text{вх}} - u_{\text{вых}} + r_L - u_{C1}}{L}; \\ \frac{du_{C1}}{dt} &= \frac{i_L}{C_k}, \end{aligned} \quad (1)$$

где  $C_k = C_1 + C_2$  – емкость последовательного паразитного  $LC$ -контура. Уравнениям (1) соответствует эквивалентная схема, представленная на рис. 1г, где эквивалентная ЭДС контура  $e_k = u_{\text{вх}} - u_{\text{вых}}$ . Начальные условия при отсчете времени от момента начала бестоковой паузы:  $i_L(0) = 0$ ,  $u_{C1}(0) = u_{\text{вх}}$ .

Для эквивалентной схемы повышающего ППН (рис. 1б) справедливы уравнения

$$L \frac{di_L}{dt} + r_L = u_{\text{вх}} - u_{C1};$$

$$C_1 \frac{du_{C1}}{dt} = i_L + C_2 \frac{du_{C2}}{dt};$$

$$u_{C2} = u_{\text{вх}} - u_{C1}.$$

Подставляя выражение для  $u_{C2}$  во второе уравнение, при  $u_{\text{вх}} = \text{const}$  получим уравнения в форме пространства стояний

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{u_{\text{вх}} - r_L - u_{C1}}{L}; \\ \frac{du_{C1}}{dt} &= \frac{i_L}{C_k}, \end{aligned} \quad (2)$$

где  $i_L(0) = 0$ ,  $u_{C1}(0) = u_{\text{вх}}$ . Уравнениям (2), так же как в предыдущем случае, соответствует эквивалентная

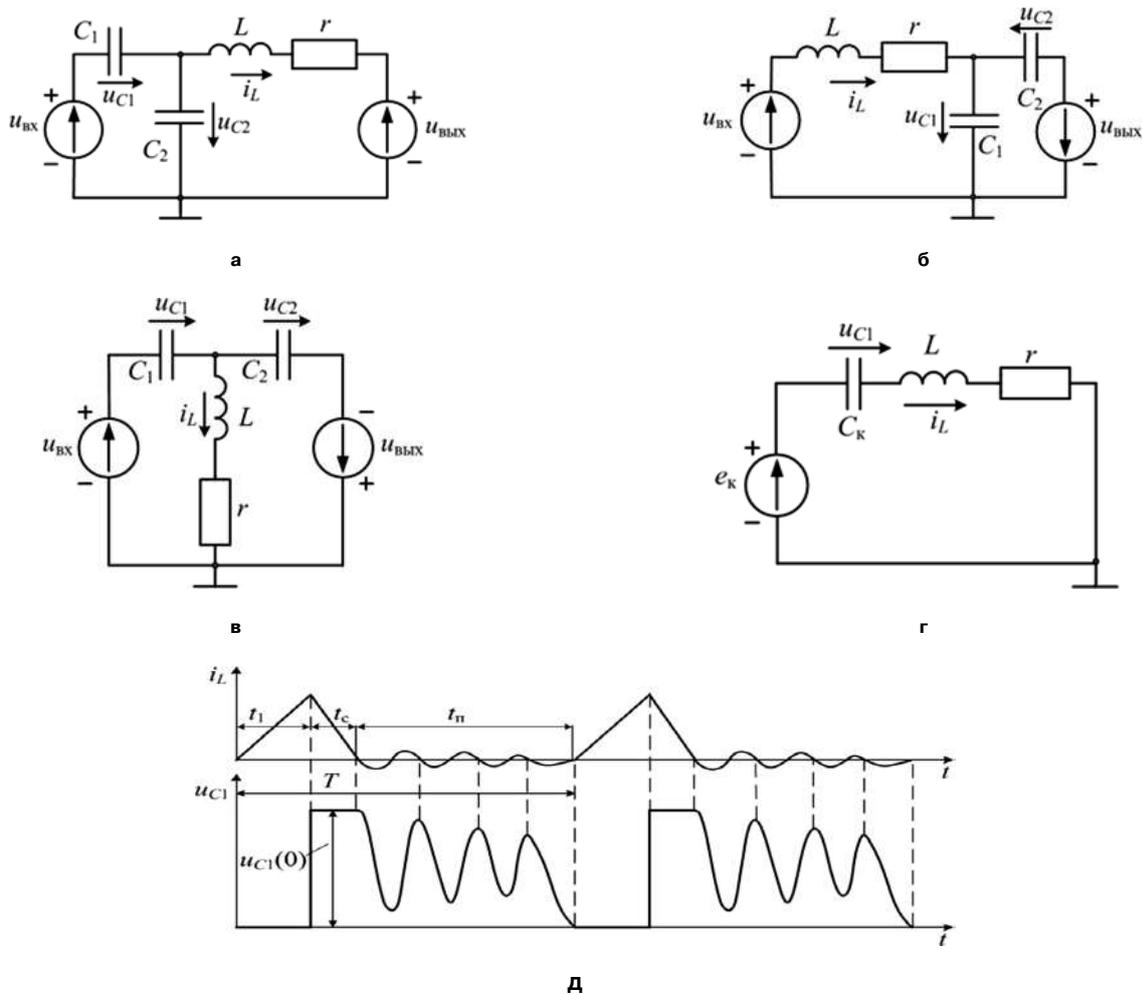


Рис. 1. Эквивалентные схемы силовых частей импульсных ППН во время бестоковой паузы для: понижающего ППН (а), повышающего ППН (б), инвертирующего ППН (в); обобщенная (г); временные диаграммы для РПТ (д); положительными считаются прямое напряжение на силовом транзисторе  $u_{C1}$  и обратное на силовом диоде  $u_{C2}$

схема на рис. 1г, но с иной эквивалентной ЭДС  $e_K = u_{BX}$ .

Для эквивалентной схемы инвертирующего ППН (рис. 1в) справедливы уравнения

$$L \frac{di_L}{dt} + r_L = u_{BX} - u_{C1};$$

$$C_1 \frac{du_{C1}}{dt} = i_L + C_2 \frac{du_{C2}}{dt};$$

$$u_{C2} = -u_{C1} + u_{BX} + u_{VЫX}.$$

Подставляя выражение для  $u_{C2}$  во второе уравнение, при  $u_{BX} = \text{const}$ ,  $u_{VЫX} = \text{const}$  получим уравнения,

совпадающие с (2), но с иными начальными условиями:  $i_L(0) = 0$ ,  $u_{C1}(0) = u_{BX} + u_{VЫX}$ .

Выражения для  $e_K$ ,  $u_{C1}(0)$  и  $u_{C1}(\infty)$  приведены в табл. 1.

Таким образом, для всех трех схем ППН справедливо векторно-матричное дифференциальное уравнение

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bv, \tag{3}$$

где  $x$  – вектор состояния,  $v = e_K$  – внешнее воздействие

$$x = \begin{bmatrix} i_L \\ u_{C1} \end{bmatrix}; \quad A = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_K} & 0 \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Таблица 1. Начальные и асимптотические значения напряжения на конденсаторе C1 в эквивалентной схеме ППН (время отсчитывается от начала паузы)

Схема	$e_K$	$u_{C1}(0)$	$u_{C1}(\infty)$	$u_{C1}(0) - u_{C1}(\infty)$	$K_U$
Понижающая	$u_{BX} - u_{VЫX}$	$u_{BX}$	$u_{BX} - u_{VЫX}$	$u_{VЫX}$	$(u_{VЫX}/u_{BX})^2$
Повышающая	$u_{BX}$	$u_{VЫX}$	$u_{BX}$	$u_{VЫX} - u_{BX}$	$(u_{VЫX}/u_{BX} - 1)^2$
Инвертирующая	$u_{BX}$	$u_{BX} + u_{VЫX}$	$u_{BX}$	$u_{VЫX}$	$(u_{VЫX}/u_{BX})^2$

Решение уравнения (3) при  $v = \text{const}$  определяется выражением

$$x(t) = e^{At} [x(0) - x(\infty)] + x(\infty), \tag{4}$$

где фундаментальную (переходную) матрицу системы (3) определим операторным методом [2]:

$$e^{A t} = (p \mathbf{1} - \mathbf{A})^{-1}. \quad (5)$$

Имеем

$$p \mathbf{1} - \mathbf{A} = \begin{vmatrix} p + \frac{r}{L} & \frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_k} & p \end{vmatrix};$$

$$(p \mathbf{1} - \mathbf{A})^{-1} = \frac{1}{(p + \alpha_k)^2 + \omega_k^2} \begin{vmatrix} p & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_k} & p + \frac{r}{L} \end{vmatrix}, \quad (6)$$

где  $\mathbf{1}$  – единичная матрица,  $p$  – комплексная переменная,  $\alpha_k$  и  $\omega_k$  – коэффициент затухания и собственная частота паразитного LC-контура, определяемые выражениями

$$\alpha_k = \frac{r}{2L}; \quad \omega_k = \sqrt{\frac{1}{T_k^2} - \alpha_k^2}, \quad (7)$$

где  $T_k = (LC_k)^{0,5}$  – постоянная времени паразитного LC-контура.

Определяя поэлементно обратное преобразование Лапласа матрицы (6), с учетом (5) получим

$$e^{A t} = \begin{vmatrix} \Phi_{11}(t) & \Phi_{12}(t) \\ \Phi_{21}(t) & \Phi_{22}(t) \end{vmatrix}, \quad (8)$$

где элементы переходной матрицы определяются следующими выражениями:

$$\Phi_{11}(t) = e^{-\alpha_k t} \left( \cos \omega_k t - \frac{\alpha_k \sin \omega_k t}{\omega_k} \right);$$

$$\Phi_{12}(t) = \frac{e^{-\alpha_k t} \sin \omega_k t}{\omega_k L};$$

$$\Phi_{21}(t) = \frac{e^{-\alpha_k t} \sin \omega_k t}{\omega_k C_k};$$

$$\Phi_{22}(t) = e^{-\alpha_k t} \left( \cos \omega_k t + \frac{\alpha_k \sin \omega_k t}{\omega_k} \right).$$

Выражение (4) с учетом (8) переписывается в виде

$$\begin{vmatrix} i_L \\ u_{C1} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \Phi_{11}(t) & \Phi_{12}(t) \\ \Phi_{21}(t) & \Phi_{22}(t) \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} 0 \\ u_{C1}(0) - u_{C1}(\infty) \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 0 \\ u_{C1}(\infty) \end{vmatrix}, \quad (10)$$

откуда с учетом (9) следуют формулы, справедливые для всех трех рассматриваемых схем при  $i_L(0) = 0$ :

$$i_L = -\frac{[u_{C1}(0) - u_{C1}(\infty)] e^{-\alpha_k t} \sin \omega_k t}{\omega_k L};$$

$$u_{C1} = [u_{C1}(0) - u_{C1}(\infty)] e^{-\alpha_k t} \left( \cos \omega_k t + \frac{\alpha_k \sin \omega_k t}{\omega_k} \right) + u_{C1}(\infty). \quad (11)$$

Формулы (11) с учетом выражений для  $u_{C1}(0)$  и  $u_{C1}(\infty)$  совпадают с полученными в [3] классическим методом.

Для расчета потерь мощности в паразитном колебательном контуре  $\Delta P_{\Pi}$  воспользуемся равенством

$$\Delta P_{\Pi} = \frac{r}{T} \int_0^{t_n} i_L^2 dt = \frac{r [u_{C1}(0) - u_{C1}(\infty)] S}{T \omega_k^2 L^2}, \quad (12)$$

где с учетом (11), тригонометрической формулы для квадрата синуса и известного интеграла [4] имеем вспомогательную величину

$$S = \int_0^{t_n} e^{-2\alpha_k t} \sin^2 \omega_k t dt = \int_0^{t_n} e^{-2\alpha_k t} (1 - \cos 2\omega_k t) dt =$$

$$= \frac{1 - e^{-2\alpha_k t_n}}{4\alpha_k} - \frac{1}{4(\alpha_k^2 + \omega_k^2)} \times$$

$$\times [\omega_k e^{-2\alpha_k t} \sin 2\omega_k t_n + \alpha_k (1 - e^{-2\alpha_k t_n} \cos 2\omega_k t_n)].$$

Поскольку с учетом (7)

$$\alpha_k^2 + \omega_k^2 = \frac{1}{T_k^2},$$

получим

$$S = \frac{1 - 2e^{-2\alpha_k t_n}}{4\alpha_k} - \frac{LC_k}{4} [\omega_k e^{-2\alpha_k t_n} \sin 2\omega_k t_n + \alpha_k (1 - e^{-2\alpha_k t_n} \cos 2\omega_k t_n)]. \quad (13)$$

Если длительность бестоковой паузы  $t_n$  равна целому числу периодов колебаний, т. е.

$$t_n = \frac{2\pi n}{\omega_k}, \quad (14)$$

где  $n$  – число периодов колебаний в интервале  $t_n$ , то выражение (13) принимает вид

$$S = \frac{(1 - \zeta_k^2)(1 - 2e^{-2\alpha_k t_n})}{4\alpha_k}, \quad (15)$$

где  $\zeta_k = \alpha_k T_k$  – безразмерный коэффициент затухания контура, называемый коэффициентом демпфирования и удобный тем, что во всех колебательных контурах он находится в пределах от 0 до 1,  $t_n$  определяется формулой (14).

Для проверки выражения (15) рассмотрим случай контура без потерь, когда  $r = 0$ ,  $\alpha_k = 0$ ,  $\zeta_k = 0$  и выражение (12) сразу дает  $\Delta P_{\Pi} = 0$ . Тогда из (15) следует

$$\lim_{\alpha_k \rightarrow 0} S = \frac{t_n}{2} \lim_{x \rightarrow 0} \frac{1 - e^{-x}}{x} = \frac{t_n}{2} \lim_{x \rightarrow 0} e^{-x} = \frac{t_n}{2},$$

где  $x = 2\alpha_k t_n$ ; с учетом (14)

$$\lim_{\alpha_k \rightarrow 0} S = \frac{\pi n}{\omega_k}.$$

Поскольку при  $\alpha_k = 0$  согласно первому равенству (11) в контуре в этом случае имеют место незатухающие синусоидальные колебания тока  $i_L$ , последнее выражение для  $S$  при  $n = 1$  можно использовать для определения среднеквадратичного значения величины  $\sin \omega_k t$ :

$$\sqrt{\frac{\omega_k}{2\pi} \int_0^{2\pi/\omega_k} \sin^2 \omega_k t dt} = \sqrt{\frac{\omega_k}{2\pi} (S|_{\alpha_k \rightarrow 0})} = \frac{1}{\sqrt{2}},$$

т. е. среднеквадратичное значение величины  $\sin \omega_k t$  в  $\sqrt{2}$  раз меньше амплитудного, что является общеизвестным фактом и проверка подтверждает правильность выражения (15).

Из выражения (12) с учетом (15), (7), (14) получим

$$\Delta P = \frac{C_k [u_{C1}(0) - u_{C1}(\infty)]^2 \left(1 - e^{-\frac{4\pi n \zeta_k}{\sqrt{1-\zeta_k^2}}}\right)}{2T} \quad (16)$$

Снижение КПД преобразователя за счет потерь в паразитном колебательном контуре оценим величиной  $\Delta \eta = \Delta P_{\text{п}} / P_{\text{вх}}$ , где  $P_{\text{вх}} = u_{\text{вх}} i_{\text{вх.ср}}$  — входная мощность ППН. Тогда из (16) следует формула

$$\Delta \eta = K_{C_k} K_U K_n, \quad (17)$$

где  $K_{C_k}$ ,  $K_U$ ,  $K_n$  — коэффициенты, зависящие соответственно от емкости  $C_k$ , входного и выходного напряжений и числа периодов колебаний  $n$  за время бестоковой паузы, определяемые выражениями

$$\begin{aligned} K_{C_k} &= \frac{f C_k R_{\text{вх.ст}}}{2}; \\ K_U &= \frac{[u_{C1}(0) - u_{C1}(\infty)]}{u_{\text{вх}}^2}; \\ K_n &= 1 - e^{-\frac{4\pi n \zeta_k}{\sqrt{1-\zeta_k^2}}}, \end{aligned} \quad (18)$$

$R_{\text{вх.ст}} = u_{\text{вх}} / i_{\text{вх.ср}}$  — статическое входное сопротивление ППН.

Выражения для коэффициента  $K_U$  приведены в табл. 1. Расчетные кривые для определения коэф-

фициентов  $K_n$  и  $K_U$  представлены на рис. 2а и б для понижающего (1), повышающего (2) и инвертирующего (3) ППН.

Как видно из (16)–(18), коэффициент  $K_{C_k}$ , а следовательно, и потери мощности в паразитном контуре растут с увеличением паразитной емкости  $C_k$ ; коэффициент  $K_n$  растет с увеличением числа периодов  $n$  и коэффициента демпфирования  $\zeta_k$  (см. рис. 2а). В случае, когда паразитные колебания полностью затухают за время  $t_n$ , имеем  $K_n = 1$ . Согласно табл. 1, коэффициент  $K_U$  в понижающем ППН меньше 1, а в повышающем и инвертирующем ППН может быть как меньше, так и больше 1 (см. рис. 2б).

Вычислим значения коэффициентов (18) для повышающего ППН, построенного на микросхеме MAX752 [5], при частоте переключений  $f = 170$  кГц, выходном напряжении  $u_{\text{вых}} = 12$  В. По приведенным в [5] осциллограммам напряжения  $u_{C1}$  и тока  $i_L$  в РПТ при  $u_{\text{вх}} = 3$  В токе нагрузки  $i_{\text{н.ср}} = 0,2$  А найдем  $t_1 = t_c = 2$  мкс, максимальное значение тока дросселя  $I_{L\text{max}} = 0,46$  А, период паразитных колебаний  $T_n \approx 0,7$  мкс, индуктивность силового дросселя

$$L = \frac{u_{\text{вх}} t_1}{I_{L\text{max}}} = \frac{3 \cdot 2 \cdot 10^{-6}}{0,46} = 13 \text{ мкГн},$$

среднее значение входного тока ППН

$$\begin{aligned} i_{\text{вх.ср}} = i_{L\text{ср}} &= \frac{I_{L\text{max}} (t_1 + t_c) f}{2} = \\ &= \frac{0,46 \cdot 4 \cdot 10^{-6} \cdot 0,17 \cdot 10^6}{2} = 0,156 \text{ А}. \end{aligned}$$

Значение паразитной емкости  $C_k$  вычислим по найденному из осциллограмм периоду колебаний

$$T_n = \frac{2\pi}{\omega_k} \approx 2\pi \sqrt{LC_k},$$

откуда следует

$$C_k = \frac{1}{L} \left(\frac{T_n}{2\pi}\right)^2 = \frac{0,7^2 \cdot 10^{-12}}{(2\pi)^2 \cdot 13 \cdot 10^{-6}} = 0,995 \text{ мкФ}.$$

Тогда согласно (18)

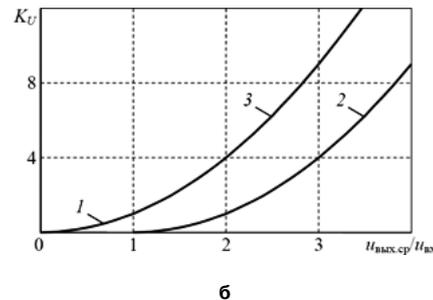
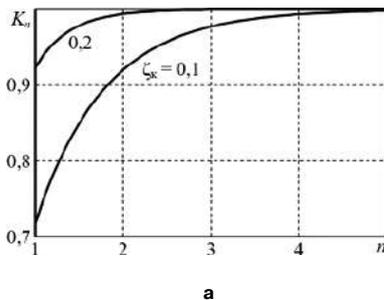


Рис. 2. Графики для определения коэффициентов, отражающих снижение КПД за счет паразитных колебаний в РПТ: для коэффициента, зависящего от числа периодов паразитных колебаний (а); для коэффициента, зависящего от входного и выходного напряжений (б); 1 – понижающий ППН; 2 – повышающий ППН; 3 – инвертирующий ППН

$$K_{C_k} = \frac{0,17 \cdot 10^6 \cdot 0,995 \cdot 10^{-9} \cdot 3}{2 \cdot 0,156} = 1,56 \cdot 10^{-3};$$

$$K_U = \left( \frac{12}{3} - 1 \right)^2 = 9.$$

Поскольку  $K_{C_k} K_U = 1,56 \cdot 10^{-3} \cdot 9 = 1,404 \cdot 10^{-2}$ , то при  $K_n \approx 1$  снижение КПД за счет потерь в паразитном колебательном контуре составляет около 1,5 %.

#### Заключение

Таким образом, для повышения КПД, согласно формуле (17) и рис. 2а, необходимо стремиться к уменьшению числа периодов паразитных колебаний за время бестоковой паузы за счет увеличения индуктивности силового дросселя, но не за счет увеличения паразитной емкости  $C_k$ , поскольку это вызывает пропорциональное увеличение коэффициента  $K_{C_k}$ .

Как видно из рис. 2б, сильное влияние на снижение КПД за счет паразитных колебаний оказывает отношение  $u_{\text{вых.ср}}/u_{\text{вх}}$ .

#### Литература

1. *Satoshi Sugahara, Kohei Yamada, Masaharu Edo, Toshiro Sato, Kiyohito Yamasawa. 90% High Efficiency*

and 100-W cm<sup>3</sup> High Power Density Integrated DC-DC Converter Cellular Phones // IEEE Transaction on Power Electronics. – 2013. – Vol. 28. – No. 4. – PP. 1994-2003.

2. *Ройтенберг Я. Н.* Автоматическое управление. – М.: Наука 1978. – 552 с.

3. *Баскаков С. И.* Лекции по теории цепей. – М.: Издательство МЭИ, 1991. – 224 с.

4. *Бронштейн И. Н., Семендяев К. П.* Справочник по математике для инженеров и учащихся вузов. – М.: Наука, 1967. – 608 с.

5. *Микросхемы для импульсных источников питания и их применение: 2-е изд.* – М.: Додэка-XXI, 2001. – 608 с.

**Белов Геннадий Александрович**, заведующий кафедрой промышленной электроники Чувашского государственного университета имени И. Н. Ульянова, доктор технических наук, профессор; тел.: 8-960-301-09-21; e-mail: belovga\_chuvsu@rambler.ru.

Р. Л. Горбунов, Г. И. Посконный

# СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ КАЧЕСТВА ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ Понижающего Преобразователя Переменного Напряжения и Трехфазного Автономного Инвертора Напряжения

R. L. Gorbunov,  
G. I. Poskonnyu

В статье представлены результаты сравнения качества выходного фазного напряжения понижающего преобразователя переменного напряжения (ППН) при широтно-импульсном способе регулирования и автономного инвертора напряжения (АИН) при синусоидальной ШИМ. Сравнение выполнено по спектральному составу, коэффициентам гармонических составляющих, суммарному коэффициенту гармонических составляющих (коэффициенту гармоник) и интегральному коэффициенту гармоник. Установлено, что качество выходного напряжения ППН в диапазоне регулирования  $\gamma = 0,9 \pm 10\%$  выше, чем у АИН по всем рассмотренным показателям. Результаты теоретического анализа согласуются с результатами компьютерного моделирования.

**Ключевые слова:** понижающий преобразователь переменного напряжения, автономный инвертор напряжения, качество напряжения, коэффициент гармоник, интегральный коэффициент гармоник, ШИР, СШИМ.

Comparative Analysis of Output Voltage Quality of AC Buck Converter and Off-Line Three-Phase Voltage Source Inverter

The paper is focused on output voltage quality analysis for two types of converters: AC Buck converter with equal time-ratio control and Voltage Source Inverter (VSI) with sinusoidal PWM. Comparative analysis was performed considering harmonic composition, harmonic distortion factors, total harmonic distortion (THD) factor and weighted THD factor. It was deduced that in the control range  $\gamma = 0,9 \pm 10\%$  the output voltage quality of AC Buck converter is higher in comparison to VSI at all considered characteristics.

**Keywords:** AC buck converter (AC chopper), voltage source inverter, voltage quality, THD, weighted THD, equal time-ratio control, SPWM.

В автономных системах генерирования электрической энергии (АСГЭЭ) переменного тока на базе синхронных генераторов с магнитоэлектрическим возбуждением стабилизация напряжения обеспечивается силовым полупроводниковым преобразователем (СПП). В качестве СПП обычно используется преобразователь частоты (ПЧ), выходным каскадом которого является автономный инвертор напряжения (АИН) (рис. 1а, б). ПЧ стабилизирует не только амплитуду, но и частоту питающего напряжения. Во многих современных системах электроснабжения стабилизация частоты не требуется, так как потребители электроэнергии снабжены предварительными преобразователями. Переход к системам типа “переменная скорость – переменная частота” позволяет вместо ПЧ использовать регулятор напряжения и тем самым улучшить технико-экономические показатели системы [1–4].

В качестве альтернативы ПЧ в АСГЭЭ возможно применение понижающего преобразователя переменного напряжения (ППН) [5–8], один из вариантов схемной реализации которого изображен на рис. 1в. ППН обладает рядом сравнительных преимуществ, позволяющих добиться более высоких технико-экономических показателей системы. В частности, не требуется громоздкий входной фильтр и возможно построение схемы с меньшим количеством управляемых ключей. При этом выходные

напряжения рассматриваемых преобразователей отличаются значительно (рис. 1б, г) и сравнение их качественных показателей (в конечном счете сказывающихся на технико-экономических показателях выходного фильтра) является актуальной задачей.

## Сравниваемые показатели

В качестве сравниваемых показателей используются коэффициент  $n$ -ой гармонической составляющей  $K_{\Gamma(n)}$ , суммарный коэффициент гармонических составляющих  $K_{\Gamma}$  (коэффициент гармоник) [9] и интегральный коэффициент гармоник  $\bar{K}_{\Gamma}^{(q)}$  [10, 11]:

$$K_{\Gamma(n)} = \frac{U_{(n)}}{U_{(1)}};$$

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_{(n)}^2}}{U_{(1)}};$$

$$\bar{K}_{\Gamma}^{(q)} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{U_{(n)}}{n^q}\right)^2}}{U_{(1)}},$$
(1)

где  $n$  – порядковый номер гармоники при разложении в ряд Фурье;

$U_{(n)}$  – амплитуда  $n$ -ой гармоники;

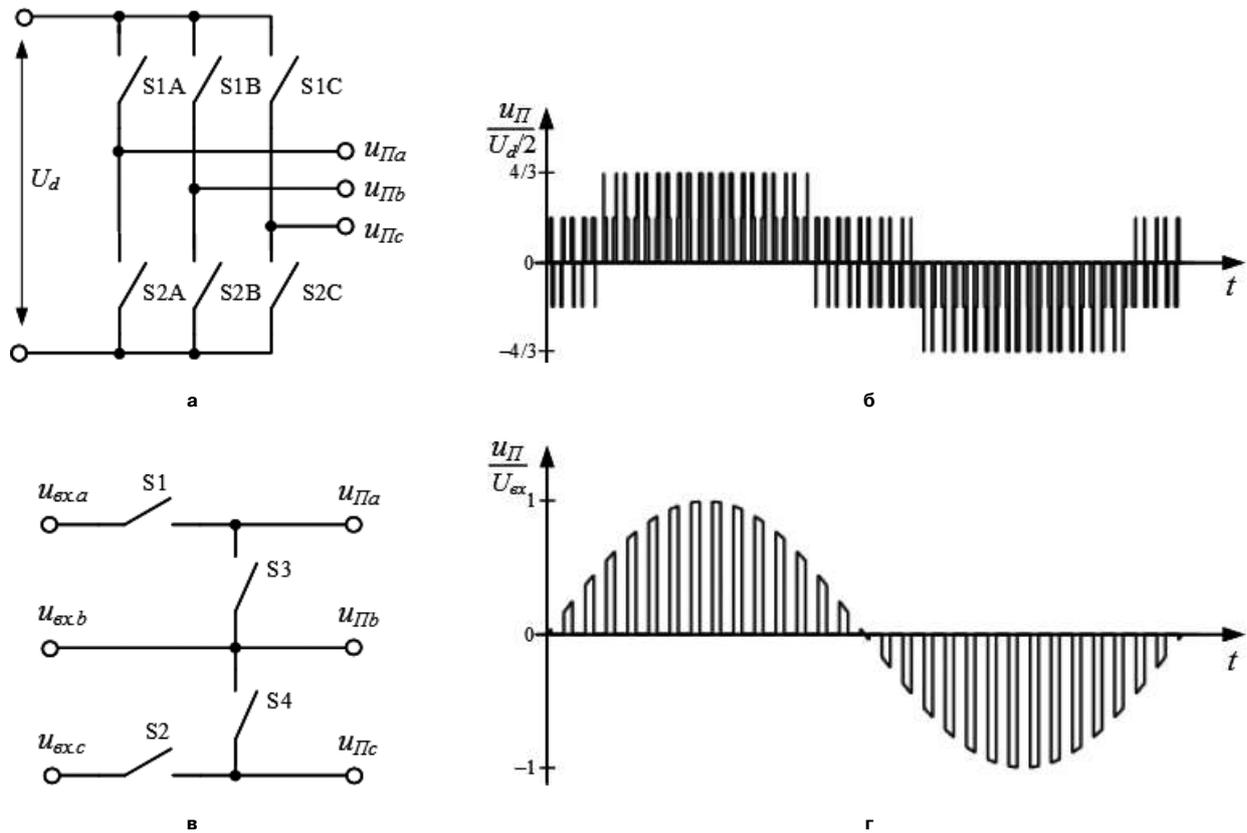


Рис. 1. Схема АИН (а) и временная диаграмма фазного напряжения при коэффициенте модуляции  $m = 0,4$  (б); схема ППН (в) и временная диаграмма фазного напряжения при коэффициенте регулирования  $\gamma = 0,4$  (г)

$q$  – порядковый номер гармоники при разложении в ряд Фурье.

Интегральный коэффициент гармоник является важным показателем при сравнении напряжений с высокочастотной модуляционной составляющей, так как отражает сложность фильтрации искажений, а также позволят прямыми методами [10,11] рассчитать коэффициент гармоник на выходе фильтра нижних частот любой конфигурации.

**Условия анализа и допущения**

1. Входное напряжение преобразователя:
  - ППН – симметричное синусоидальное;
  - АИН – постоянное с нулевыми пульсациями.
2. Способ регулирования:
  - ППН – широтно-импульсное регулирование (ШИР);
  - АИН – двусторонняя синусоидальная ШИМ (СШИМ).
3. Кратность частоты опорного напряжения модулятора (частоты коммутации)  $N_k$  в обоих преобразователях одинакова,  $N_k \gg 10$ .
4. Частота входного напряжения ППН равна частоте задающего сигнала АИН.
5. Ключи идеальны, межкоммутационная пауза отсутствует.
6. Режим статический.

**Показатели качества напряжения ППН**

Выходное напряжение ППН при нулевой начальной фазе и симметричном опорном напряжении модулятора описывается следующим функциональным рядом [12]:

$$u_{\text{П}}^*(t) = \frac{u_{\text{П}}(t)}{U_{\text{ВХ}}} = \gamma \cdot \cos(\omega_C \cdot t) + \sum_{i=1}^{\infty} A_i \cdot \cos[(i \cdot \omega_k \pm \omega_C) \cdot t],$$

где  $U_{\text{ВХ}}$ ,  $\omega_C$  – амплитуда и частота входного напряжения преобразователя;

$\gamma$  – коэффициент регулирования (относительная амплитуда первой гармоники),  $\gamma \in [0, 1]$ ;  $A_i$  – относительные амплитуды высших гармоник;  $\omega_k$  – угловая частота коммутации,  $\omega_k = N_k \omega_C$ .

В спектре (рис. 2а) имеется первая гармоника с частотой  $f_C$  и группы высших гармоник. Каждая  $i$ -я группа содержит две гармоники с одинаковой амплитудой  $A_i$ , расположенные на частотах  $f_n = if_k \pm f_C$ .

Коэффициент  $n$ -ой гармонической составляющей с учетом  $n = iN_k \pm 1$  равен (рис. 3а):

$$K_{\Gamma, \text{ППН}(n)} = \frac{|A_i|}{\gamma} = \frac{|\sin(i \cdot \pi \cdot \gamma)|}{i \cdot \pi \cdot \gamma}.$$

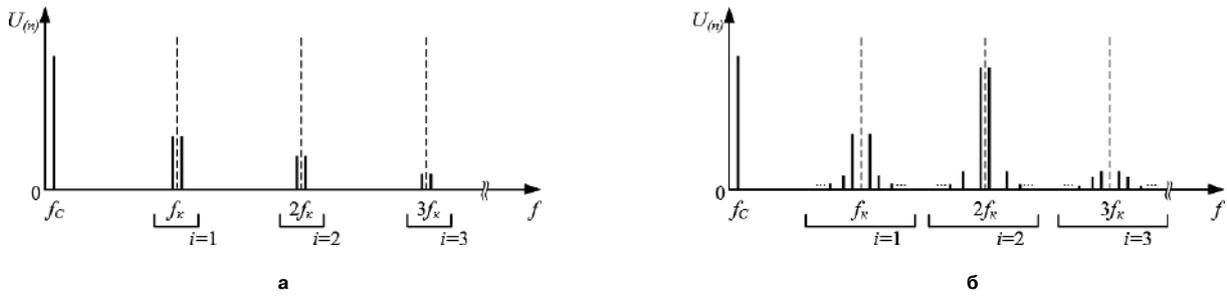


Рис. 2. Спектральный состав фазных напряжений: а – ППН с ШИР, б – АИН с СШИМ

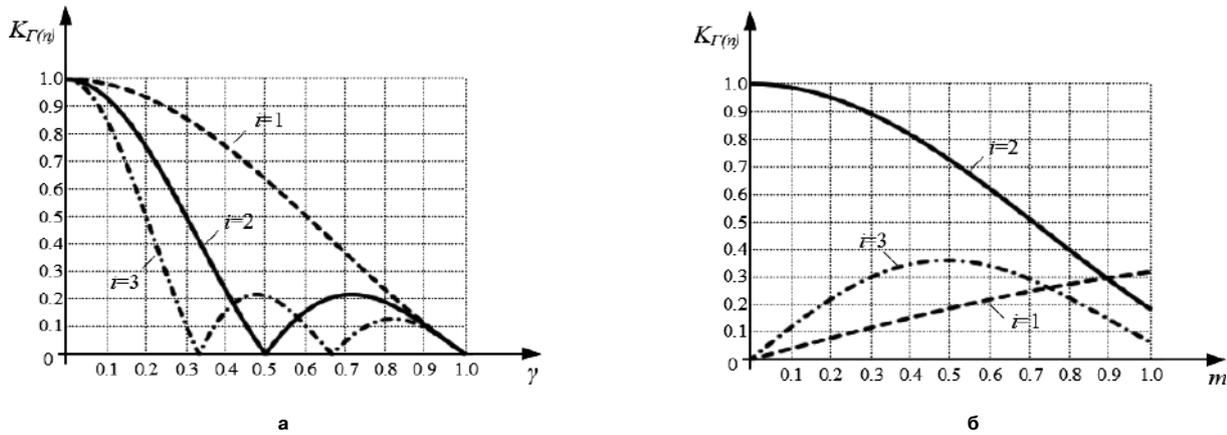


Рис. 3. Графики зависимости коэффициента  $n$ -ой гармонической составляющей для значимых гармоник выходного напряжения: а – ППН от коэффициента регулирования и б – АИН от коэффициента модуляции

Коэффициент гармоник рассчитывается по следующей формуле [12]:

$$K_{Г.ППН(n)} = \sqrt{\frac{1}{\gamma} - 1}.$$

Выражение для расчета интегрального коэффициента гармоник, полученное подстановкой амплитуд  $A_i$  в (1) с учетом  $n = iN_k \pm 1$ , имеет вид:

$$\bar{K}_{Г.ППН(n)}^{(q)} = \sqrt{\sum_{i=1}^{\infty} \left[ \frac{\sin(i \cdot \pi \cdot \gamma)}{i \cdot \pi \cdot \gamma} \right]^2} \times \sqrt{\frac{1}{(iN_k - 1)^{2q}} + \frac{1}{(iN_k + 1)^{2q}}}. \quad (2)$$

В связи с тем, что  $N_k \gg 10$ , выражение (2) можно упростить:

$$\bar{K}_{Г.ППН(n)}^{(q)} = \frac{\sqrt{2}}{\pi \gamma N_k^q} \sqrt{\sum_{i=1}^{\infty} \left[ \frac{\sin(i \cdot \pi \cdot \gamma)}{i^{q+1}} \right]^2}. \quad (3)$$

При учете двух первых членов разложения слагаемых подкоренной суммы (3) в ряд Тейлора в окрестности  $\gamma = 0,5$ , формула для расчета интегрального коэффициента гармоник принимает конечный вид:

$$\bar{K}_{Г.ППН(n)}^{(q)} = \frac{1}{N_k^q} \bar{V}_{Г.ППН}^{(q)}. \quad (4)$$

$$\text{где } \bar{V}_{Г.ППН}^{(q)} = \frac{4\sqrt{2}(1-\gamma)}{\pi}.$$

Выражение (4) позволяет рассматривать интегральный коэффициент гармоник независимо от частоты коммутации анализируя только множитель  $\bar{V}_{Г.ППН}^{(q)}$ . Относительная ошибка замены выражения (2) на (4) для  $q = 1 \dots 3, \gamma > 0,3$  не превышает 4,1%.

### Показатели качества напряжения АИН

Фазное напряжение АИН при нулевой начальной фазе и симметричном опорном напряжении модулятора описывается следующим рядом:

$$u_{\Pi}^*(t) = \frac{u_{\Pi}(t)}{U_d/2} = m \cos(\omega_c t + \theta) + 2 \sum_{i=1}^{\infty} \sum_{j=1}^{\infty} \{ C_i(j) J_j(M_i) \cos[(i\omega_k \pm j\omega_c)t] \},$$

где  $j \neq 3, 6, 9, \dots$ ;

- $U_d$  – входное напряжение преобразователя;
- $m$  – коэффициент модуляции (относительная амплитуда первой гармоники),  $m \in [0, 1]$ ;
- $\omega_c$  – угловая частота задающего напряжения модулятора;
- $J_k$  – функция Бесселя 1-го рода порядка  $k$ ;

$$C_i(j) = \frac{2}{i\pi} \sin\left[\frac{(i+j)\pi}{2}\right]; M_i = i\pi/2.$$

В спектре (рис.2б) имеется первая гармоника с частотой  $f_C$  и высшие гармоники с частотами  $f_{i,j} = if_k \pm jf_C$  ( $j \neq 3, 6, 9, \dots$ ). Интерес представляют гармоники с наибольшей амплитудой, которые далее будем называть значимыми. В группах  $i = 1, 2, 3$  можно выделить по 2 две значимые гармоники, частоты и амплитуды которых приведены табл. 1.

Таблица 1. Значимые гармоники фазного напряжения АИН

	Частота	Амплитуда
$i = 1, j = 2$	$f_k \pm 2f_C$	$\frac{2}{\pi} J_2(M_1) $
$i = 2, j = 1$	$2f_k \pm f_C$	$\frac{1}{\pi} J_1(M_2) $
$i = 3, j = 2$	$3f_k \pm 2f_C$	$\frac{2}{3\pi} J_2(M_3) $

Коэффициент  $n$ -ой гармонической составляющей для значимых гармоник групп  $i = 1, 2, 3$  с учетом  $n = iN_k \pm 1$  равен (рис. 3б):

$$K_{Г.АИН(n)} \Big|_{\substack{i=1 \\ j=2}} = \frac{4}{\pi \cdot m} J_2(\pi \cdot m/2);$$

$$K_{Г.АИН(n)} \Big|_{\substack{i=2 \\ j=1}} = \frac{2}{\pi \cdot m} J_1(\pi \cdot m);$$

$$K_{Г.АИН(n)} \Big|_{\substack{i=3 \\ j=2}} = \frac{4}{3\pi \cdot m} J_2(3\pi \cdot m/2).$$

Коэффициент гармоник рассчитывается по следующей формуле [13]:

$$K_{Г.АИН} = \sqrt{\frac{8}{\sqrt{3}\pi m} - 1}.$$

Интегральный коэффициент гармоник выражается подстановкой амплитуд гармоник в выражение (1). Интерес представляет формула в конечном виде, для вывода которой предлагается рассмотреть только значимые гармоники. В связи с тем, что вклад каждой гармоники в  $\bar{K}_\Gamma^{(q)}$  обратно пропорционален их номеру, то вполне допустимо ограничить количество учитываемых групп. Также, ввиду высокой кратности частоты коммутации допустимо считать частоты значимых гармоник группы  $i$  равными  $f_i = if_k$ . Анализ показал, что расчет с учетом гармоник только первой группы при малых  $q$  не обеспечивает достаточной точности. Это можно объяснить преобладанием гармоник второй группы практически во всем диапазоне регулирования напряжения (рис.3б). Рассматривая гармоники до второй группы включительно и ограничиваясь первыми членами разложений в ряд функций Бесселя (допустимо ввиду малости аргумента) результирующую формулу можно преобразовать к конечному виду (4) с коэффициентом

$$\bar{V}_{Г.АИН}^{(q)} = \sqrt{\frac{(5q-7)\pi^2 m^2}{384} + \frac{1}{2^{2q-1}}}. \quad (5)$$

Относительная ошибка такой замены для  $q = 2$  не превышает 5,2%, для  $q = 3 - 7\%$  во всем диапазоне регулирования напряжения. Для других порядков  $q$  использовать упрощенную формулу (5) не рекомендуется из-за большой погрешности.

### Сравнительный анализ

В обоих преобразователях, высшие гармоники напряжения сосредоточены в области частот, кратных частоте коммутации, при этом  $i$ -я группа высших гармоник напряжения АИН, в отличие от ППН, содержит большее число составляющих (рис. 2). В напряжении ППН преобладает группа гармоник в области частоты коммутации, в то время как в случае АИН практически во всем диапазоне регулирования наибольшие искажения вносят гармоники второй группы (рис. 3), что в принципе можно заметить и визуальнo сравнивая диаграммы на рис. 1. Коэффициент  $n$ -ой гармонической составляющей для гармоник первой группы напряжения ППН меньше этого показателя напряжения АИН при  $\gamma, m > 0,77$ .

Во всем диапазоне регулирования коэффициент гармоник напряжения АИН существенно больше (более чем на 20%), чем в случае ППН (рис.4а), причем наибольшие различия наблюдаются в верхнем диапазоне регулирования.

Интегральный коэффициент гармоник (рис .4б) напряжения ППН в диапазоне регулирования  $\gamma, m < 0,5$  превышает этот показатель напряжения АИН в разы. Это связано с преобладанием гармоник первой группы в напряжении ППН. Однако, при  $\gamma, m > 0,8$  у ППН имеются преимущества по этому показателю.

Таким образом, функционирование ППН в качестве стабилизатора напряжения с диапазоном регулирования  $\gamma = 0,9 \pm 10\%$  характеризуется более высоким качеством выходного напряжения, чем у АИН по всем рассмотренным показателям.

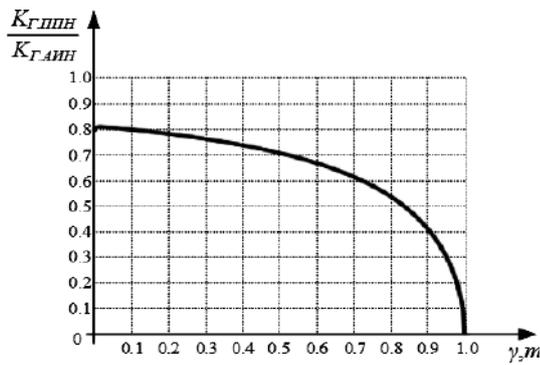
### Моделирование преобразователя с LC-фильтром

Основные результаты теоретического анализа можно наглядно продемонстрировать на имитационных моделях преобразователей с однозвенным LC-фильтром нижних частот. Известно, что коэффициент гармоник напряжения на выходе LC-фильтра рассчитывается по следующей приближенной формуле [10]:

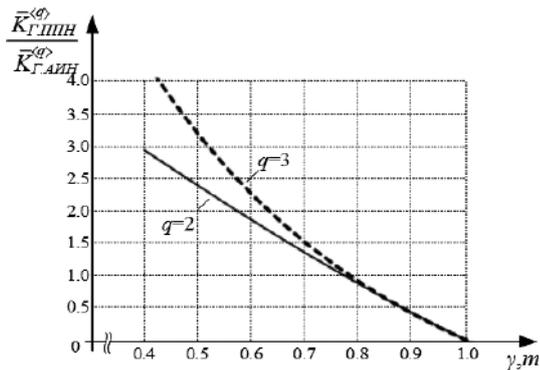
$$K_{Г.Ф} = \bar{K}_\Gamma^{(2)} \cdot N_\Phi, \quad (6)$$

где  $\bar{K}_\Gamma^{(2)}$  – интегральный коэффициент гармоник 2-го порядка напряжения на входе фильтра;

$N_\Phi$  – кратность резонансной частоты фильтра:



а



б

Рис. 4. Графики отношения а – коэффициентов гармоник и б – интегральных коэффициентов гармоник выходных напряжений ППН и АИН при одинаковых коэффициенте регулирования и коэффициенте модуляции

$$N_{\phi} = \frac{f_{\phi}}{f_c} = \frac{1}{2\pi \cdot f_c \sqrt{L_{\phi} \cdot C_{\phi}}}$$

На рис. 5 приведены результаты моделирования в приложении PSIM при следующих параметрах:  $f_c = 50\text{ГГц}$ ;  $f_k = 5\text{кГц}$ ;  $L_{\phi} = 0,3\text{мГн}$ ;  $C_{\phi} = 47\text{мкФ}$ , которым соответствуют  $f_{\phi} = 1,3\text{кГц}$ ;  $N_{\phi} = 26,8$ ;  $N_k = 100$ . Результаты моделирования сопоставлены

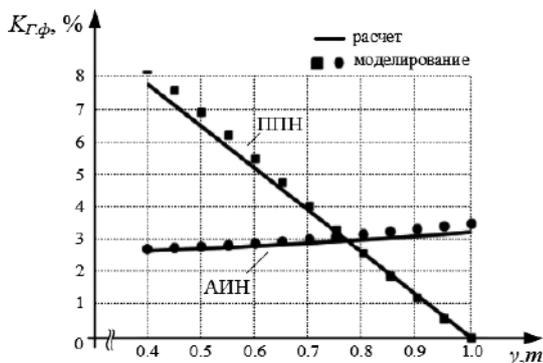


Рис. 5. Зависимость коэффициента гармоник напряжения на выходе LC-фильтра от коэффициента регулирования и коэффициента модуляции

с расчетными значениями по (6) с подстановкой полученных выше упрощенных формул для интегрального коэффициента гармоник.

Результаты моделирования подтверждают, что в диапазоне регулирования  $\gamma, m > 0,8$  искажения напряжения на выходе фильтра при питании от ППН значительно меньше. Благодаря этому имеется возможность использовать фильтр с большим коэффициентом  $N_{\phi}$ , который обратно связан с параметрами элементов  $L_{\phi}, C_{\phi}$ .

Несмотря на то, что при моделировании частота коммутации задана сравнительно не большой, относительное расхождение результатов по сравнению с расчетом по полученным в ходе анализа упрощенным формулам не превышает 7% для ППН и 8% для АИН. Причинами расхождения является не только введенные упрощения, но и приближенность выражения (6).

**Выводы**

1. Коэффициент гармоник выходного напряжения АИН как минимум на 20% больше (по относительной величине) аналогичного показателя ППН во всем диапазоне регулирования напряжения; при  $\gamma, m > 0,85$  различие более чем двукратное.

2. Качество выходного напряжения АИН уступает ППН по интегральному коэффициенту гармоник в диапазоне регулирования  $\gamma, m > 0,8$ ; при  $\gamma, m > 0,9$  различие более чем двукратное.

3. Наибольшие преимущества ППН по качеству напряжения проявляются при работе преобразователя в качестве стабилизатора напряжения с диапазоном регулирования  $\gamma = 0,9 \pm 10\%$ . При этом обеспечивается более высокое по сравнению с АИН качество выходного напряжения по всем рассмотренным показателям и максимально лучшие технико-экономические показатели фильтра.

**Литература**

1. Abu-Rub H., Malinowski M., Al-Haddad K. Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications. – IEEE Press, 2014. – 795 p.
2. Харитонов С. А. Электромагнитные процессы в системах генерирования электрической энергии для автономных объектов. – Новосибирск: Изд. НГТУ, 2011. – 536 с.
3. Стабилизация напряжения синхронного генератора с постоянными магнитами при переменной нагрузке / С. А. Харитонов, Д. В. Коробков, Д. В. Макаров, А. Г. Гарганеев // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – Томск: Изд. ТУСУР, 2012. – № 1(25), часть 1. – С. 139–146.
4. ГОСТ Р 54073–2010: Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. – М.: Стандартинформ, 2011. – 35 с.
5. Arvindan A. N., Prabu A. S. Performance Analysis

of Three-Phase PWM AC Chopper Feeding a Delta Connected Load // SEISCON. – Chennai, 2011. – PP. 278–283.

6. *Ziogas P. D., Vincenti D., Joos G.* A Practical Pwm AC Controller Topology // IEEE-IAS. – Houston, TX, USA, 1992. PP. 880–887.

7. *Ziogas P. D., Vincenti D., Jin H.* Design and Implementation of a 25-kVA Three-Phase PWM AC Line Conditioner // Transactions on Power Electronics. – IEEE, 1994. PP. 384–389.

8. *Hunyar M., Veszpremi K.* Pulse Width Modulated IGBT AC Chopper // Proceedings of Periodical Polytechnica Ser. Electrical Engineering. – 2001. – Vol. 45, No. 3-4. – PP. 159–178.

9. ГОСТ 32144–2013: Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. – М.: Стандартинформ, 2014. – 16 с.

10. *Зиновьев Г. С.* Силовая электроника: 5-е изд., испр. и доп. – М.: Изд. Юрайт, 2014. – 667 с.

11. *Зиновьев Г. С.* Прямые методы расчета энергетических показателей вентильных преобразователей. – Новосибирск: Изд. НГТУ, 1990. – 220 с.

12. *Горбунов Р. Л., Посконный Г. И.* Исследование трехфазного широтно-импульсного преобразователя переменного напряжения для повышения энергоэффективности асинхронных двигателей // Известия Томского политехнического университета. – Томск: Изд. НИ ТПУ, 2014. – Т. 324. – № 4. – С. 76–86.

13. *Баховцев И. А.* Сравнительный анализ выходного напряжения АИН с синусоидальной ШИМ. // Техническая электродинамика, тематический выпуск: “Силовая электроника и энергоэффективность”. – Киев: Институт электродинамики НАН Украины, 2008. – Часть 3. – С. 63–66.

**Горбунов Роман Леонидович**, аспирант кафедры промышленной и медицинской электроники Национального исследовательского Томского политехнического университета, тел.: 8 (3822) 419-869. E-mail: romangorbunov91@gmail.com;

**Посконный Геннадий Ильич**, к. т. н., доцент кафедры промышленной электроники Новоуральского технологического института НИЯУ МИФИ, тел.: 8 (34370) 9-49-51. E-mail: pgi\_ngti@mail.ru.

**В. С. Климаш, В. И. Тараканов**

## СПОСОБЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ТРЕХФАЗНОГО ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЯ И ИХ РЕАЛИЗАЦИЯ

*V. S. Klimash,  
V. I. Tarakanov*

**Three-Phase Electric Equipment Turn-on Techniques and Their Implementation**

*Рассматривается проблема бросков токов при включении трехфазных активно-индуктивных нагрузок и предлагаются новые способы их устранения. Производится моделирование пусковых переходных процессов для схем соединения в треугольник, звезду, звезду с нулевым проводом, либо групп нагрузок с различным сочетанием этих схем. Реализация новых способов гибридными пускателями, в состав которых входят электрический и электронный аппарат, позволит снизить электродинамические усилия на электрооборудование и продлить срок его службы, устранить снижение напряжения у соседних потребителей и уменьшить потери электроэнергии при включении и выключении трехфазных нагрузок.*

*Ключевые слова: способ пуска, трехфазные активно-индуктивные нагрузки, электрические и электронные пускатели, переходные процессы, Matlab.*

*The paper considers the problem of inrush currents in the process of three-phase active-inductive loads turn-on and new ways to eliminate them. Startup transients simulation was carried out for the structures with Delta-type, Y-type, Y-type with neutral, or groups of loads with combinations of such structures. Realization of new methods of the basis of hybrid starters comprising electric and electronic apparatus will allow reducing electrical equipment electrodynamic stresses and prolonging its operating time. It will also contribute to elimination of voltage reduction on adjacent loads and reduce electric power losses during three-phase loads turn-on and turn-off.*

*Keywords: (starting method, three-phase active-inductive loads, electrical and electronic starters, transients, Matlab.*

В процессе эксплуатации промышленных активно-индуктивных трехфазных нагрузок используются электрические аппараты для осуществления их включения и выключения. Для включения трехфазных промышленных нагрузок в настоящее время используются контакторы, магнитные пускатели, автоматы, различных типов выключатели (пакетные, вакуумные, воздушные, элегазовые и др.), которые одновременно подключают все три фазы потребителей и не могут производить управляемый пуск трехфазных нагрузок. В этих случаях пусковые переходные процессы сопровождаются большими бросками токов и просадкой напряжения, а при совпадении момента включения с переходом любого из фазных напряжений через ноль броски токов достигают своих максимальных значений. При выключении нагрузок применяют системы быстрого гашения электрической дуги.

Управляемый пуск трехфазных нагрузок возможен только при применении силовой электроники. Предлагается новый способ и устройство включения трехфазных промышленных нагрузок соединенных в звезду или в треугольник или группы нагрузок, часть из которых соединена в звезду, а другая часть в треугольник. Еще один способ и устройство для его реализации предлагаются для включения четырехпроводной линии электропередач или трехфазных нагрузок соединенных в звезду с нулевым проводом. Способы и их сочетания могут быть применены для электрооборудования различных отраслей промышленности, агропромышленного и оборонного комплекса, системах

электроснабжения жилищно-коммунального хозяйства и городского электрифицированного транспорта [5]. Предлагаемые способы обеспечивают включение без превышения пусковыми токами во всех фазах их установившихся значений и без просадок напряжения в сети. Применение способов позволяет устранить дополнительные пусковые потери и влияние включения трехфазных нагрузок на соседние потребители за счет измененный напряжения.

В курсе ТОЭ рассматривается способ включения однофазной активно-индуктивной нагрузки в момент  $\pi/2$  или максимума напряжения [1]. При таком включении отсутствует переходный процесс, и ток сразу достигает своего установившегося значения. Вместе с тем включению трехфазной активно-индуктивной нагрузки не уделяется должного внимания.

Новый способ включения трехфазных активно-индуктивных нагрузок соединенных в звезду или в треугольник, заключается в том, что сначала включают две фазы в момент перехода фазного напряжения третьей фазы через ноль, а затем включают третью фазу в момент перехода линейного напряжения двух других фаз через ноль [2].

Современная промышленность все больше оснащается нелинейными нагрузками постоянного тока (инверторы, импульсные блоки питания) которые работают от трехфазной сети через выпрямитель и в настоящее время соотношение между нагрузками переменного и постоянного тока в современном производстве составляет примерно пятьдесят

на пятьдесят. В этих условиях точность момента подключения нагрузок к электрическим сетям по известному способу нарушена неоднозначным экстремумом напряжения, искаженным 5-й и 7-й гармониками, и включение двух фаз по первому максимуму их линейного напряжения вызывает переходный процесс токов, затухание которого длится несколько десятков периодов. Наложение на этот переходный процесс включения третьей фазы даже в заданный момент времени при переходе линейного напряжения через ноль не устраняет, а напротив, усугубляет положение от действия переходного процесса, т. е. не достигается желаемый результат. В сравнении с этим, при включении двух других фаз в момент перехода через ноль фазного напряжения третьей фазы, практически сразу достигается установившийся режим токов [5].

Включение трехфазной активно-индуктивной нагрузки с нулевым проводом можно рассматривать как включение трех однофазных нагрузок и распространить включение каждой из фаз в момент перехода линейного напряжения двух других фаз через ноль для поочередного включения всех трех фаз. Однако включение каждой фазы последовательно в прямом порядке их следования приводит к возникновению постоянной составляющей в магнитной системе трехфазных источников (генераторов, трансформаторов), что в свою очередь приводит к дополнительным потерям в магнитопроводах. Включение же фаз поочередно в обратном порядке их следования устраняет этот недостаток, т.к. пуск происходит без одностороннего подмагничивания стали трансформаторно-реакторного оборудования как в системах электропитания, так и в системах электропотребления. На рис.1 представлены схемы соединения трехфазных нагрузок, для которых проводились исследования динамики изменения токов при их включении и выключении в различном порядке. Для проведения этих исследований разработана блочно-модульная математическая

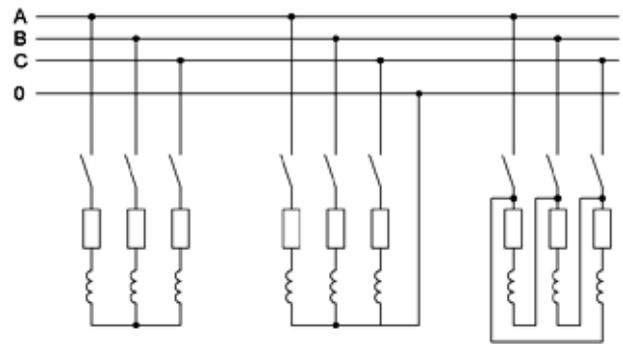


Рис. 1. Схемы соединения трехфазных активно-индуктивных нагрузок

модель в среде *MATLAB* [6], схема которой представлена на рис. 2.

Модель включает в себя трехфазный источник напряжения, управляемые таймерами ключи, соединенные по трем схемам нагрузки, датчики токов и напряжений, осциллографы. Каждая из нагрузок включается по одному из предлагаемых способов, соответствующему схеме ее соединения.

Осциллограммами на рис. 3 показаны динамические процессы токов при переключении нагрузок существующими электрическими аппаратами с неуправляемым моментом включения и одновременным включением всех трех фаз. Из осциллограмм видно, что при незавершенном переходном процессе включения одной нагрузки на него происходит наложение переходного процесса от включения другой, и таким образом создается устойчивая асимметрия в трехфазной системе токов с превышением их установившихся значений, и присутствует постоянная составляющая в переменном токе.

Для разгрузки электрических сетей от динамических составляющих токов и снижения потерь электроэнергии разработан способ переключения трехфазных нагрузок без переходных процессов. На рис. 4 численными экспериментами показано, что независимо от того, индивидуально ли включается

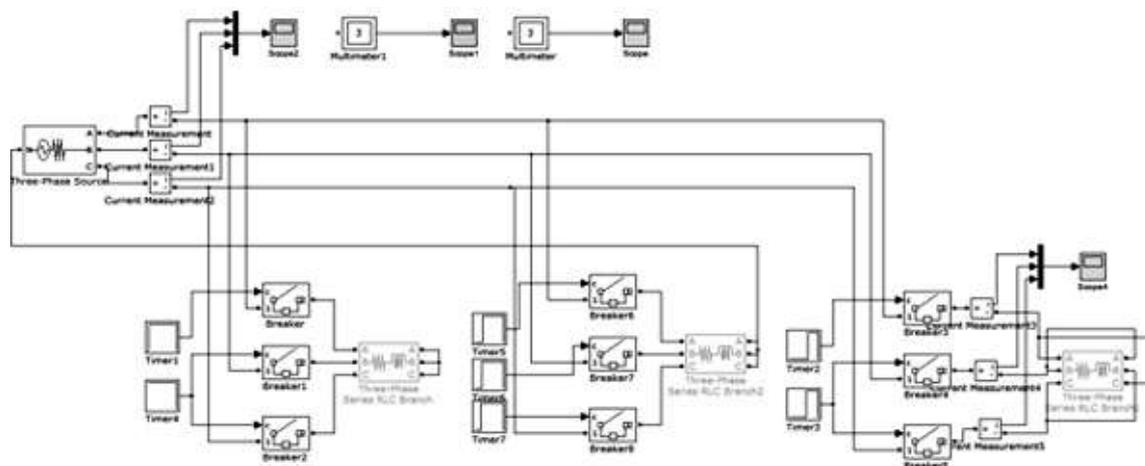


Рис. 2. Математическая модель в среде Matlab для моделирования

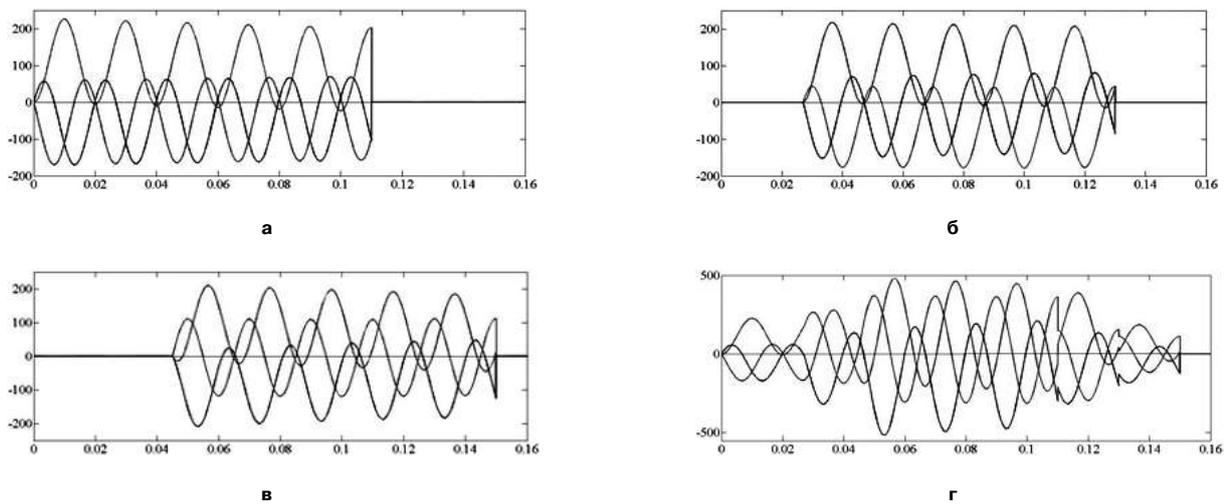


Рис. 3. Осциллограммы токов при одновременном подключении всех трех фаз для схем включения нагрузок в звезду без нулевого провода (а), в звезду с нулевым проводом (б), в треугольник (в) и суммарный ток, потребляемый из сети (г)

одна из нагрузок, или подключается к другой или группе других нагрузок, или включается вся группа нагрузок с различными схемами их соединения токи всегда симметричны, не содержат постоянных составляющих и их величина не превышает установившихся значений.

В начальный момент времени включения трехфазной нагрузки, соединенной в звезду без нулевого провода или треугольник, к двум фазам нагрузки прикладывается линейное напряжение сети и линейные токи этих фаз на четверть периода оказываются в противофазе. Затем при подключении третьей фазы еще за четверть периода токи выстраиваются в трехфазную систему синусоид с установившимися значениями. Таким образом продолжительность процесса включения составляет полпериода сетевого напряжения. При включении трехфазной нагрузки, соединенной в звезду с нулевым проводом, ток в каждой фазе входит в симметричный установившийся режим индивидуально.

После снятия импульсов управления с электронных ключей они закрываются при переходе тока через ноль, причем первым выключится тот, фазный ток через который раньше остальных перейдет через ноль.

Схема устройства для реализации способа включения активно-индуктивной нагрузки [3] без нулевого провода (рис. 5) состоит из силовой части и схемы управления, гальванически развязанных друг от друга. Нагрузка подключается к сети через три тиристорно-диодных ключа с двухсторонней проводимостью тока, а затем параллельно к ним подключаются механические контакты автомата. Схема управления с помощью компараторов, подключенных к сети через синхронизирующий трансформатор, выявляет переходы через ноль напряжения и по сигналу на включение через логику, реализующую последовательность и время включения фаз по предлагаемому способу, подает импульсы включения на тиристорные ключи. Для

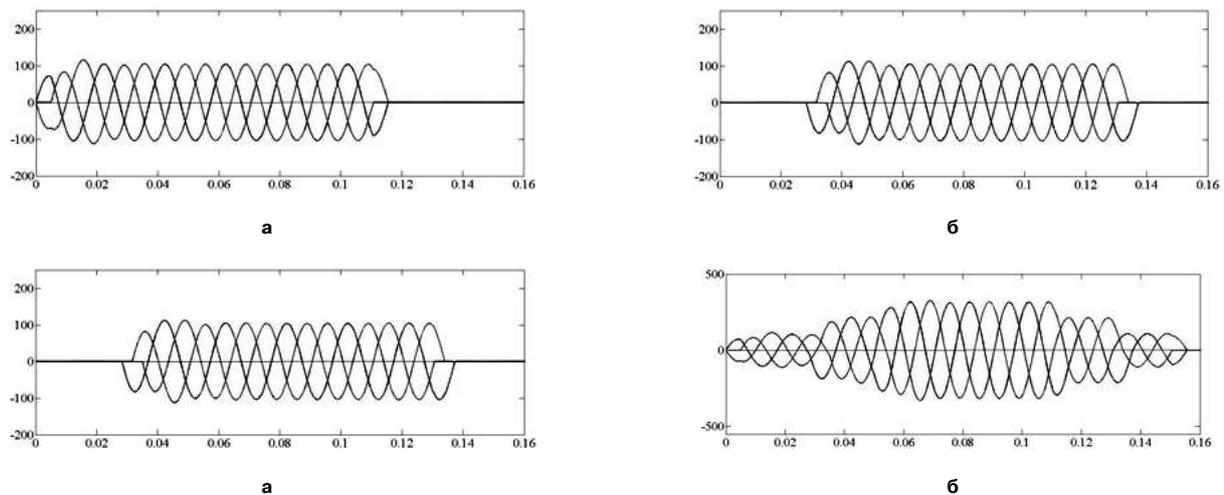


Рис. 4. Осциллограммы токов при новых способах включения нагрузок соединенных в звезду без нулевого провода (а), в звезду с нулевым проводом (б), в треугольник (в) и суммарный ток, потребляемый из сети (г)

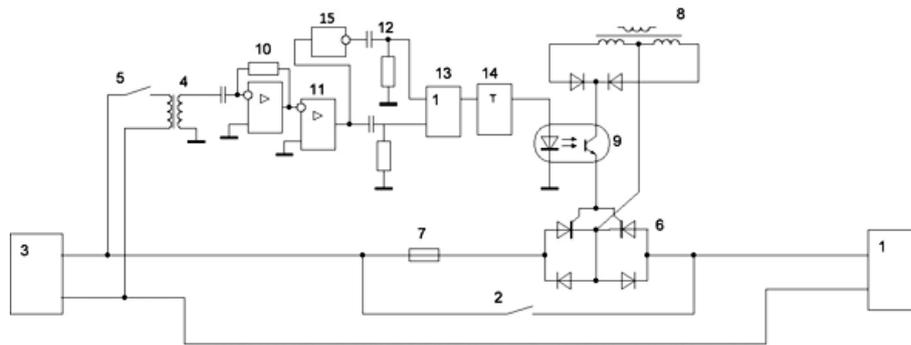


Рис. 5. Схема электронного пускателя трехфазных активно-индуктивных нагрузок: 1 – силовой трансформатор; 2 – контакты автомата; 3 – сеть; 4 – нагрузка с коммутирующей аппаратурой; 5 – синхронизирующий трансформатор; 6 – выключатель; 7, 8, 9 – тиристорный ключ с двухсторонней проводимостью тока; 10, 11, 12 – быстродействующий предохранитель; 13, 14, 15 – двухполупериодный выпрямитель со средней точкой; 16, 17, 18 – оптоспары; 19 – система управления; 20, 21 – первый и второй компаратор; 22 – дифференцирующая цепь; 23 – логический элемент НЕ; 24 – логический элемент ЗАПРЕТ – НЕ; 25, 26 – первый и второй триггеры

устранения потерь на нагрев тиристорных ключей при продолжительной работе после включения они шунтируются контактами автомата (2). Перед выключением контакты автомата размыкаются, и далее после снятия импульсов управления с тиристорных ключей они выключаются естественным

путем при переходе тока через ноль.

Для способа включения нагрузок с нулевым проводом в каждой фазе используется устройство для включения однофазной нагрузки [4], схема которого представлена на рис. 6. Для реализации включения фаз в обратном порядке их следования

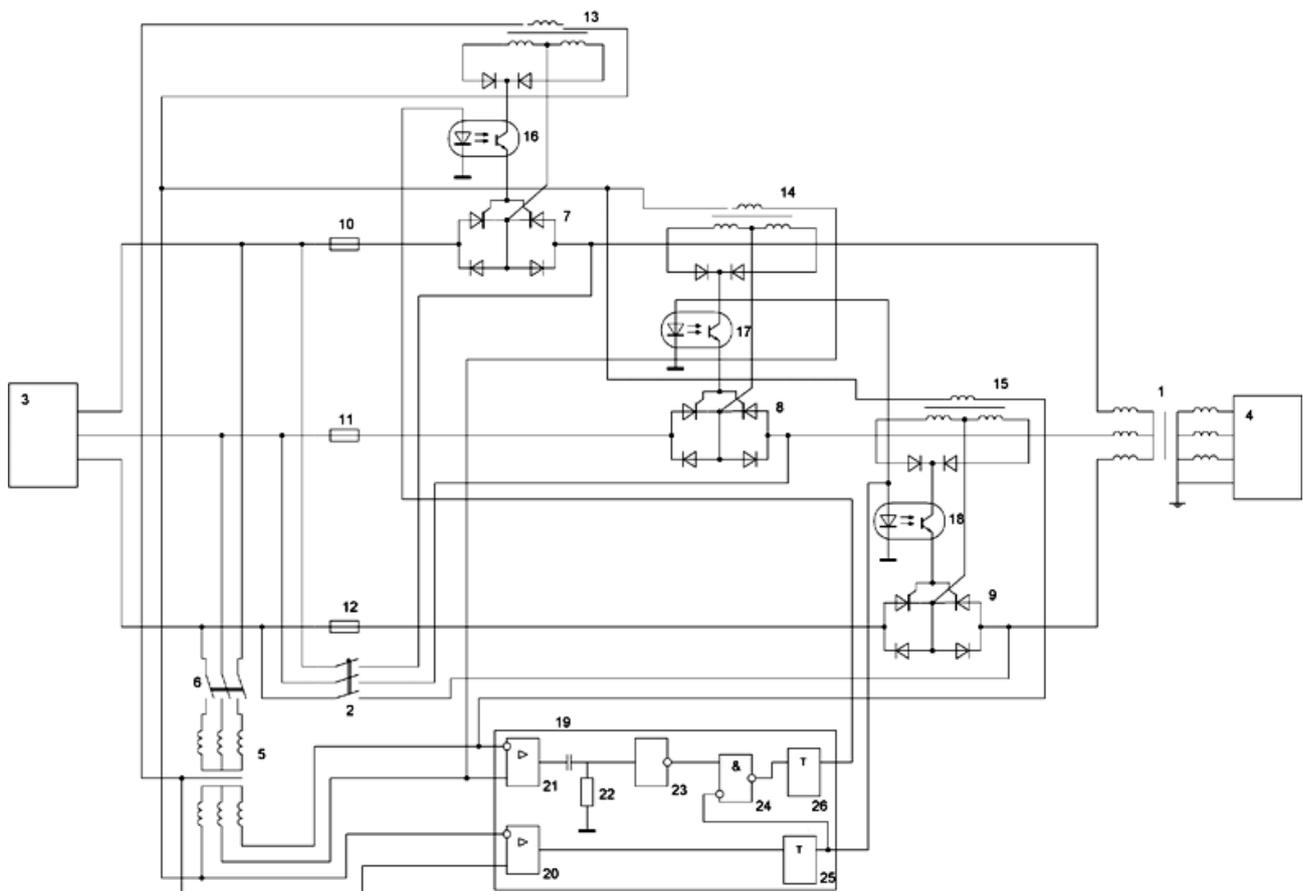


Рис. 6. Схема одной фазы электронного пускателя активно-индуктивных нагрузок соединенных в звезду с нулевым проводом: 1 – нагрузка; 2 – контакты автомата; 3 – сеть; 4 – синхронизирующий трансформатор; 5 – выключатель; 6 – тиристорный ключ с двухсторонней проводимостью тока; 7 – быстродействующий предохранитель; 8 – двухполупериодный выпрямитель со средней точкой; 9 – оптоспары; 10 – дифференциатор на ОУ; 11 – компаратор; 12 – дифференцирующие цепи; 13 – логический элемент ИЛИ; 14 – триггер; 15 – логический элемент НЕ

дифференциатор(10) не используется, а компаратор(11) подключается через синхронизирующий трансформатор к линейному напряжению двух других фаз.

#### Заключение

Одновременное включение всех трех фаз трехфазной активно-индуктивной нагрузки приводит к продолжительному переходному процессу с всплесками токов, а выключение сопровождается перенапряжениями на коммутационной аппаратуре и возникновением дуги. Управляемое включение при помощи электронных пускателей обеспечивает выход токов практически сразу в установившийся режим, а отключение за счет естественных процессов в схеме происходит без перенапряжений и коммутационных потерь. Численными экспериментами выявлены новые способы включения, переключения и отключения трехфазных нагрузок соединенных в звезду, звезду с нулевым проводом, треугольник, при которых отсутствуют амплитудная, фазовая асимметрия и постоянная составляющая токов. Применение этих способов при помощи гибридных электронно-электрических аппаратов существенно повысит электродинамическую стойкость электрооборудования, его срок службы, улучшит качество электроэнергии в линиях электропередач и снизит электрические и магнитные потери в энергосистеме.

#### Литература

1. Бессонов, Л. А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи: Учеб. для вузов // Л. А. Бессонов. — М.: Гардарики, 2002. — 638 с.

2. Патент № 2510070 РФ, МПК G05F 1/10 Способ включения трехфазных нагрузок // Климаш, В. С., Тараканов, В. И. (Россия). Бюл. № 4. 2014 г.

3. Патент №119903 РФ, МПК G05F 1/10, H02M 5/275 Электронный пускатель для трансформаторных подстанций// Климаш В.С., Чичеров Е.А., Тараканов В.И. (Россия), 2011 г.

4. Патент №119904 РФ, МПК G05F 1/10, H02M 5/275 Устройство для включения однофазных нагрузок // Климаш В. С., Дударев С. Ю., Тараканов В. И. (Россия), 2011 г.

5. Патент № 2536304 РФ, МПК В60М 3/00, H02P 13/06, Способ включения трансформатора подстанции// Климаш В. С., Тараканов В. И. (Россия), Бюл. № 35, 2014 г.

6. Свидетельство РФ на математическую программу для ЭВМ № 2014612204 Программа модели в MatLab электронного пускателя для пуска трансформатора и нагрузки трансформаторной подстанции // Климаш В. С., Тараканов В. И., 2013 г.

*Климаш Владимир Степанович, д. т. н., профессор, профессор кафедры "Промышленная электроника" Комсомольского-на-Амуре государственного технического университета (КНАГТУ), тел. 8(4217)24-11-92, e-mail: klimash@yandex.ru;*

*Тараканов Василий Игоревич, магистрант кафедры "Промышленная электроника" Комсомольского-на-Амуре государственного технического университета (КНАГТУ), e-mail: vast\_comsa@mail.ru.*

Л. Э.Рогинская, А. Р. Латыпов

## РАСШИРЕНИЕ ЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НА БАЗЕ МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ (УМНОЖИТЕЛИ ЧАСТОТЫ)

L. E. Roginskaya,  
A. R. Latypov

Индукционный нагрев, для осуществления которого применяются источники питания повышенной частоты, широко используется в автомобильной, машиностроительной, электронной, металлургической и других отраслях промышленности. Применение индукционного нагрева оправдывается высокими показателями качества – большой экономической выгодой, экологической чистотой процессов, концентрированной передачей энергии. Во многом эти преимущества объясняются применением автономных инверторов, которые являются основной частью индукционных установок повышенной частоты. Однако в случае применения тиристорных преобразователей расширение частотного диапазона довольно сложно. Причиной такого недостатка является рост коммутационной нагрузки на силовые ключи с увеличением частоты переключения. Одним из решений по устранению такого недостатка является каскадное включение инвертора и ферромагнитного умножителя (четверителя частоты).

Моделирование каскадного включения тиристорного преобразователя и ферромагнитного четверителя выполнено математическим пакетом Matlab-Simulink. Тиристорный преобразователь выполнен на базе мостового симметричного резонансного инвертора.

В результате моделирования установлена возможность совместной работы тиристорного преобразователя и ферромагнитного четверителя частоты. Определены основные параметры схемы, обеспечивающие максимальную расчетную частоту. Исследована зависимость выходного тока от напряжения питания.

Построенная модель установки позволяет получить на выходе три вида различных по частоте напряжения: выходное напряжение преобразователя ( $f$ ), удвоенная частота на одном выходе ( $2f$ ), четверенная частота на втором выходе ( $4f$ ). Таким образом ферромагнитный умножитель (четверитель) подсоединенный к полупроводниковому преобразователю частоты является многофункциональным источником питания.

**Ключевые слова:** тиристорный преобразователь, ферромагнитный умножитель (четверитель), резонансный инвертор, каскадное включение, пакет Matlab-Simulink.

Frequency range enhancement of semiconductor converter based on multifunctional transformers (frequency multipliers)

Induction heating, which high frequency power supplies are meant for, is widely used in automotive, mechanical engineering, electronics, metallurgy and other industries. Implementation of induction heating is stipulated by high figures of merit – great economic benefits, environmental cleanness of processes, concentrated energy transfer. In many ways, these advantages are accounted for implementation of the off-line inverters, composing a major part of the high frequency induction systems. However, in the case of thyristor converters the frequency range enhancement rather is difficult. The reason for this shortcoming is the growth of the switching load of power switches with the increase of switching frequency. One of the solutions to remove this disadvantage is a cascade connection of the inverter and the ferromagnetic multiplier (quadrupler frequency).

Simulation of the cascade connection of thyristor converter and ferromagnetic quadrupler was carried out in MATLAB-Simulink. Thyristor converter is represented on the basis of full-bridge symmetrical resonant inverter.

As a result of the simulation, we establish the possibility of joint operation of thyristor converter and ferromagnetic frequency quadrupler, and determined the main parameters of the structure to ensure maximum design frequency. The dependence of the output current versus supply voltage was studied.

Created model of the installation allows forming three types of voltages of different frequencies: output voltage ( $f$ ), doubled frequency at one output ( $2f$ ), quadruple frequency at the second output ( $4f$ ). Thus ferromagnetic multiplier (quadrupler) connected to the semiconductor converter becomes a multi-frequency power source.

**Key words:** thyristor converter, ferromagnetic multiplier (quadrupler) resonant inverter, cascade connection, Matlab-Simulink.

Индукционный нагрев, для осуществления которого применяются источники питания повышенной частоты, широко используется в автомобильной, машиностроительной, электронной, металлургической и других отраслях промышленности.

Технологические процессы, в основе которых лежит индукционный нагрев, очень разнообразны. К ним относится нагрев стальных деталей в кузнечно-прессовом производстве, поверхностная закалка,

плавка, сварка труб и термообработка сварных соединений и т. д. Применение индукционного нагрева оправдывается высокими показателями качества – большой экономической выгодой, экологической чистотой процессов, концентрированной передачей энергии. Во многом эти преимущества объясняются применением автономных инверторов, которые являются основной частью индукционных установок повышенной частоты.

Однако в случае применения тиристорных преобразователей расширение частотного диапазона довольно сложно. Причиной такого недостатка является рост коммутационной нагрузки на силовые ключи с увеличением частоты переключения. Одним из решений по устранению такого недостатка является каскадное включение инвертора и ферромагнитного умножителя (учетверителя частоты). Применение такого решения позволяет снизить нагрузку на полупроводниковые ключи и расширить частотный диапазон на выходе инвертора. Для исследования каскадного включения разработана имитационная модель многофункционального источника питания в математическом пакете *Matlab-Simulink*. Разработка модели проводилась в три этапа:

1. Выбор типа инвертора и построение его модели.
2. Выбор типа ферромагнитного умножителя, решение дифференциальных уравнений и построение модели.
3. Каскадное включение инвертора и умножителя, построение имитационной модели.

На первом этапе в качестве преобразователя частоты была выбрана схема мостового симметричного резонансного инвертора. Данная схема позволяет получить симметричную форму кривой напряжения на выходе. Для построения модели полупроводникового преобразователя были заданы следующие начальные условия:  $U_{пит} = 260$  В,  $f_{пит} = 10$  кГц,  $P = 10$  кВт. Схема модели представлена на рис. 1. Однако для питания ферромагнитного умножителя частоты требуется источник питания с трехфазным либо двухфазным выходом, напряжения которых сдвинуты по фазе на  $90^\circ$ . Для решения такой задачи было выполнено следующее: к нагрузке инвертора параллельно подключили элемент *Subsystem* (подсистема), который включает в себя модель учетверителя частоты. Подсистема имеет два

входа, которые предназначены для питания первичных обмоток умножителя. Модель преобразователя с подсистемой изображена на рис. 2.

В качестве ферромагнитного умножителя выбрана схема однофазного ферромагнитного учетверителя частоты.

Принципиальная схема учетверителя частоты представлена на рис. 3. Она состоит из четырех одинаковых трансформаторов 1, насыщающихся с помощью постоянного тока, то есть из двух одинаковых удвоителей частоты. Каждый трансформатор содержит первичную 2 и вторичную 3 обмотки, обмотки подмагничивания постоянным током 4, самоподмагничивания током второй гармоники 5. Первичные обмотки соединяются встречно. Пары первичных обмоток питаются напряжением со сдвигом  $90^\circ$  от полупроводниковых преобразователей частоты 6. Плечи полупроводниковых преобразователей образованы ключами К1–К4 и К5–К8 соответственно, имитирующими тиристоры. Вторичные обмотки соединены последовательно—согласно с конденсатором продольной емкости 7 и выходными зажимами. Пары обмоток самоподмагничивания током второй гармоники соединены последовательно—встречно с конденсатором 8. Обмотки подмагничивания соединены последовательно—согласно с фильтром 9 и подключены к источнику постоянного тока.

Установка работает следующим образом. Вследствие магнитной симметрии сердечников и соединения их с двумя источниками питания магнитные потоки во всех сердечниках одинаковы и сдвинуты друг относительно друга на полпериода. Поток в первом сердечнике опережает на  $0,25T$  поток во втором сердечнике, последний опережает на  $0,25T$  поток в третьем сердечнике и т. д. В результате основные гармоники магнитных потоков взаимно сдвинуты на  $90^\circ$ , вторые гармоники — на  $180^\circ$ ,

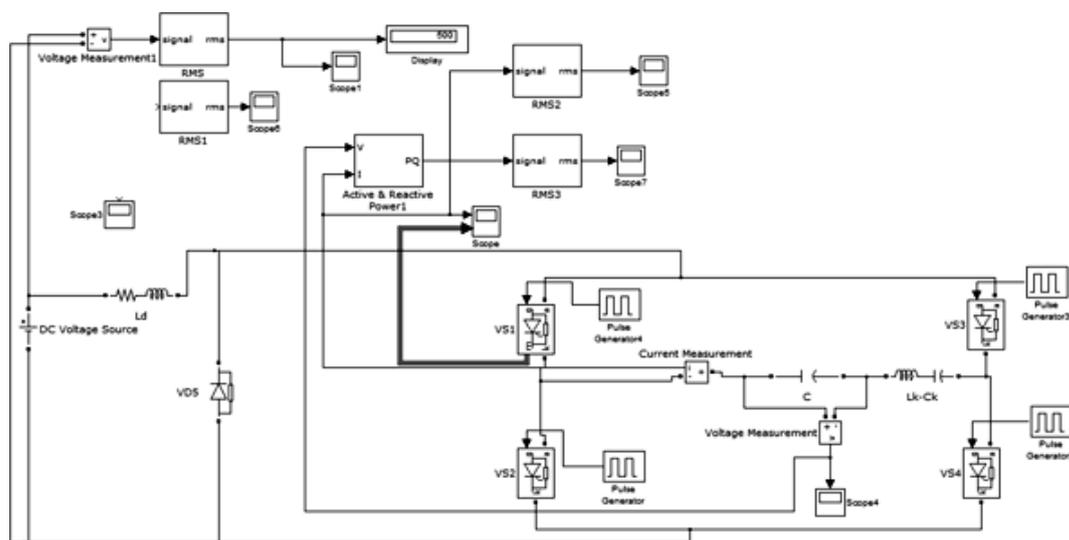


Рис. 1. Модель мостового симметричного инвертора

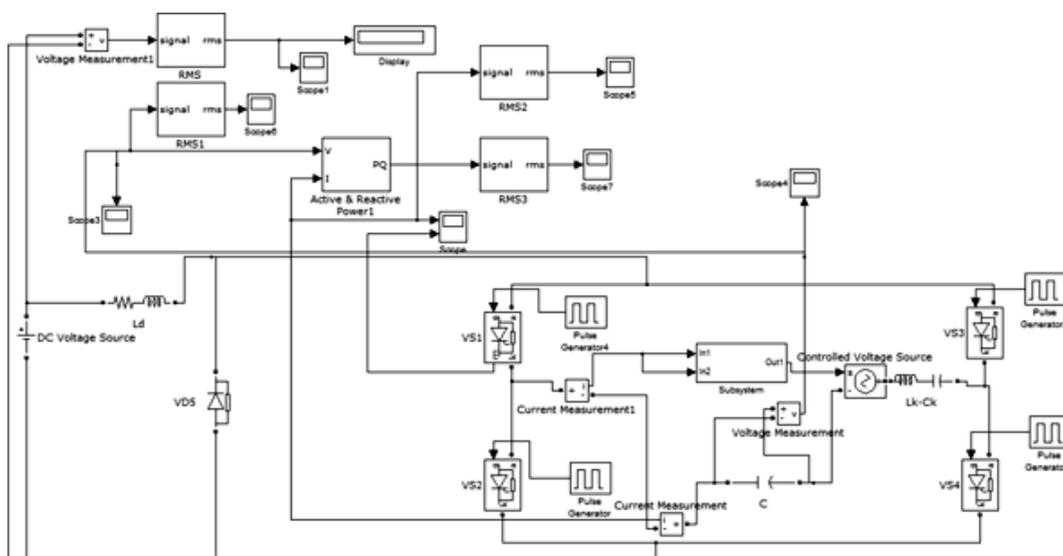


Рис. 2. Модель многофункционального источника питания

четвертые – на  $360^\circ$ . При подаче напряжения на первичные обмотки на зажимах цепей вторичных обмоток 3 образуется напряжение учетверенной частоты, так как вторые гармоники потоков в соответствующих сердечниках сдвинуты на  $180^\circ$  и наводимые ими электродвижущие силы в цепях обмоток 3 и 1 взаимно уничтожаются, а в цепи обмоток 5 складываются. Электродвижущая сила учетверенной частоты складывается в цепях обмоток 3 и 1 и взаимно уничтожается в цепи обмотки 5. Фильтр 9 в цепи подмагничивания служит для предотвращения замыкания по этой цепи тока учетверенной частоты. При этом напряжения питания должны быть сдвинуты на угол  $90^\circ$  и иметь одинаковую частоту, амплитуду.

В основу математической модели ферромагнитного умножителя легли дифференциальные уравнения двухэлементного учетверителя частоты с самоподмагничиванием током промежуточной частоты.

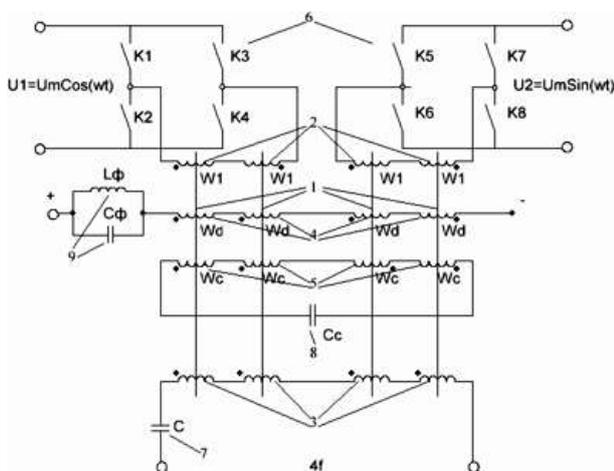


Рис. 3. Принципиальная схема учетверителя частоты

Суммарные МДС магнитопроводов:

$$F_I = F_1 + F_d + F_c + F_4;$$

$$F_{III} = F_3 + F_d - F_c + F_4;$$

$$F_{II} = -F_1 + F_d + F_c + F_4;$$

$$F_{IV} = -F_3 + F_d - F_c + F_4;$$

$$w_1 \frac{d\phi_I}{dt} = U_{1m} \sin \omega t + w_2 \frac{d\phi_{II}}{dt} - i_1 r_1;$$

$$w_3 \frac{d\phi_{III}}{dt} = U_{1m} \cos \omega t + w_4 \frac{d\phi_{IV}}{dt} - i_3 r_3;$$

$$w_c \frac{d\phi_{II}}{dt} = -i_c r_c - \frac{1}{C} \int i_c dt + w_c \left( \frac{d\phi_{III}}{dt} + w_c \frac{d\phi_{IV}}{dt} - w_c \frac{d\phi_I}{dt} \right);$$

$$w_c \frac{d\phi_{IV}}{dt} = -i_4 r_H - L_H \frac{di_4}{dt} - \frac{1}{C_c} \int i_4 dt + w_H \left( \frac{d\phi_I}{dt} + w_c \frac{d\phi_{II}}{dt} - w_c \frac{d\phi_{III}}{dt} \right).$$

где  $F_3, i_3$  – МДС и ток первичных обмоток, подключенных к  $U_2$ ;

$F_1, i_1$  – МДС и ток первичных обмоток, подключенных к  $U_1$ ;

$F_d$  – МДС обмоток подмагничивания постоянным током;

$F_c, i_c$  – МДС и ток обмоток самоподмагничивания током второй гармоники;

$F_4, i_4$  – МДС и ток обмоток нагрузки.

Модель (рис. 4), работает следующим образом: на выходе сумматора Add получаем значение  $w_1 d\phi_I/dt$ , которое интегрируем и получаем значение  $\phi_I$ . По зависимости  $\phi_I = f(F_I)$  (блок Look up Table) определяем  $F_I$ . Аналогичным образом находим  $F_{II}$ . Складывая или вычитая между собой  $F_I$  и  $F_{II}$ , в конечном итоге, получаем значения токов.

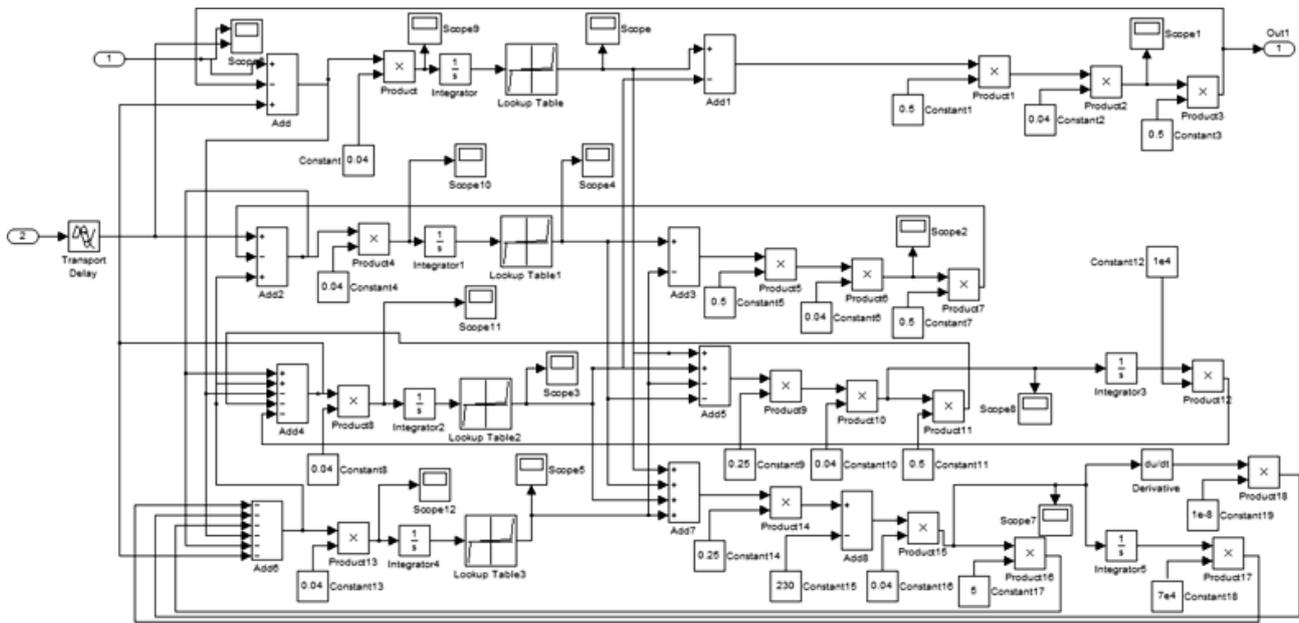


Рис. 4. Имитационная модель ферромагнитного учетверителя частоты (содержимое элемента *Subsystem*)

Элементы *In1*, *In2* являются входами, *Out1* – выходом подсистемы. Следует отметить, что для создания сдвига фаз напряжений питания учетверителя встроен блок “Transport Delay”. Данный блок выполняет функцию временной задержки сигнала. Такое решение позволяет преобразовать однофазный выход инвертора в двухфазный, о чем свидетельствует показание осциллографа *Scope 6* (рис. 5).

На рис. 6 показана осциллограмма тока второй гармоники (*Scope 6*) на первом выходе и тока четвертой гармоники (*Scope7*) на втором выходе учетверителя. После построения модели также была

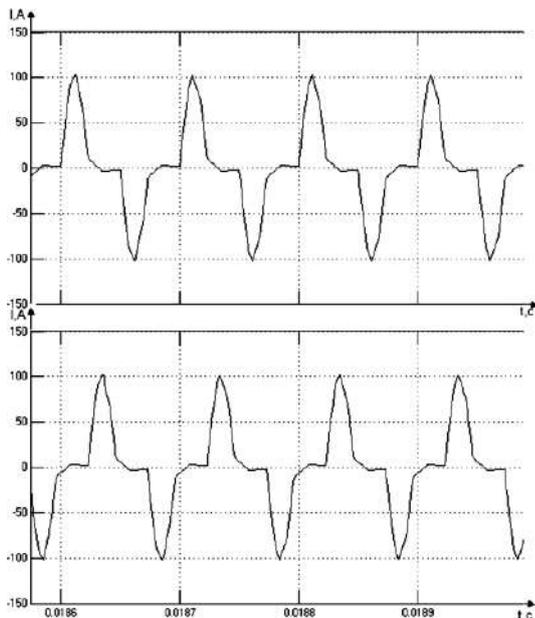


Рис. 5. Осциллограммы напряжений питания первичных обмоток

исследована зависимость тока четвертой гармоники от напряжения питания. На участке кривой  $U_1-U_2$  наблюдается стабилизация тока нагрузки. При повышении напряжения питания от 24 до 50 В, ток четвертой гармоники повышается не более чем на 20%.

На рис. 5 можно заметить, что схема инвертора в нашем случае имеет выходную частоту  $f=10$  кГц. В связи с этим на выходах ферромагнитного учетверителя имеем частоты  $2f$  и  $4f$ , как показано на рис. 6.

**Заключение**

Таким образом, исходя из проведенных работ и исследований, можно сделать вывод о том, что каскадное включение мостового инвертора и ферромагнитного учетверителя частоты позволяет:

1. Расширить частотный диапазон и снизить коммутационную нагрузку.
2. Стабилизировать ток при изменении напряжения первичных обмоток.
3. Получить на выходе три вида различных по частоте напряжения:
  - выходное напряжение тиристорного преобразователя  $f$ ;
  - удвоенная частота на одном выходе учетверителя  $2f$ ;
  - учетверенная частота на втором выходе  $4f$ .

Из вышесказанного следует, что ферромагнитный учетверитель подсоединенный к полупроводниковому преобразователю частоты является многофункциональным источником питания.

**Литература**

1. А. К.Белкин, Т. П. Костюкова, Л. Э. Рогинская, А. А. Шуляк. Тиристорные преобразователи частоты

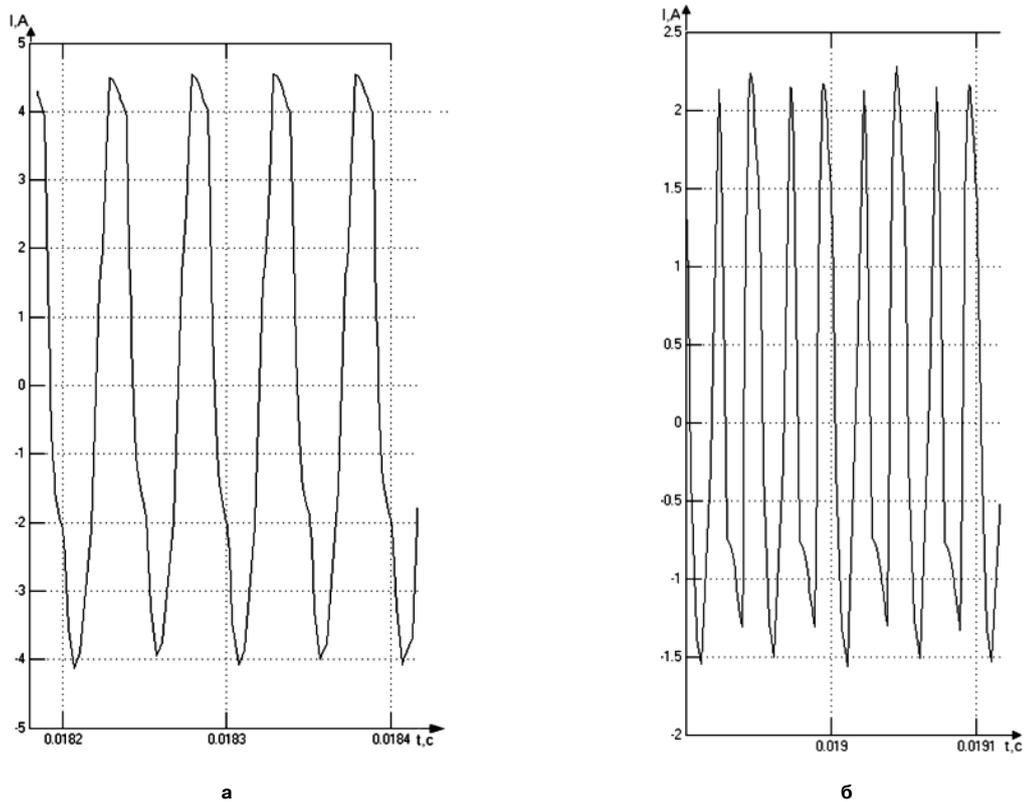


Рис. 6. Осциллограммы токов второй гармоники (а) и четвертой гармоники (б)

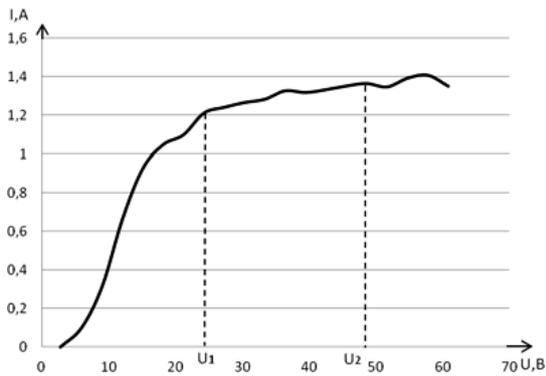


Рис. 7. График зависимости  $I = f(U_{\text{пит}})$

ты. — М.: Энергоатомиздат, 2000. — 263 с.:ил.

2. А. М. Бамдас, И. В. Блинов, Н. В. Захаров, С. В. Шапиро. Ферромагнитные умножители ча-

стоты. — М.: “Энергия”, 1968. 176 с., с илл. (Серия “Трансформаторы”, вып. 18).

3. Л. Э. Рогинская, Р. Р. Исмагилов, Ю. В. Рахманова. Согласование выходных параметров инвертора для индукционного нагрева с параметрами нагрузки с помощью ферромагнитного умножителя частоты. — “Электротехнические и информационные комплексы и системы”, № 2, т. 9, 2013.

**Рогинская Любовь Эммануиловна**, д. т. н., профессор кафедры Электромеханики ФГБОУВПО “Уфимского государственного авиационного технического университета”, телефон (347) 273-77-87;

**Латыпов Айдар Рифович**, аспирант кафедры Электромеханики, ФГБОУВПО “Уфимского государственного авиационного технического университета”, тел.: (347) 273-77-87, e-mail: aidarlat@gmail.com.

В. А. Фролов

## РАЗРАБОТКА СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ СВАРОЧНОГО ИНВЕРТОРНОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ НЕПОСРЕДСТВЕННО ПО ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СХЕМЕ МЕТОДОМ ОБРАТНЫХ СВЯЗЕЙ

V. A. Frolov

Для построения структурных схем непосредственно по электрической схеме с несколькими источниками ЭДС предложен метод обратных связей. Сварочный инверторный источник питания рассмотрен как объект с переменной структурой. Разработан новый тип сварочных источников питания с обратной пропорциональной вольтамперной характеристикой. Предложены способы получения обратной пропорциональной внешней характеристики.

**Ключевые слова:** структурная схема, объект с переменной структурой, обратная пропорциональная вольтамперная характеристика.

**Building Structural diagram of welding inverting power supply directly from electrical circuit scheme using feedback method**

The article suggests a method of feedback for building structural diagrams directly from electric circuit scheme with several EMF sources. Welding inverting power source is considered as an object with variable structure. The author developed a new type of welding power sources with inverse proportional current-voltage characteristic, and suggested methods for obtaining inverse proportional current-voltage characteristic.

**Key words:** structural diagram, object with variable structure, inverse proportional current-voltage characteristic.

Структурные схемы в теории автоматического управления используются для проектирования, исследования систем автоматического регулирования. Сварочный источник питания, как один из объектов системы автоматического регулирования, является важным элементом в технологическом процессе сварки. Большое влияние на сварочно-технологические характеристики оказывают динамические свойства. Ранее существовал ГОСТ 304–70, согласно которому сварочный генератор должен обладать такими динамическими свойствами, чтобы время восстановления при переходе от короткого замыкания до 25 В не превышало 0,05 с. В работе [1] показано, что на ход сварочного процесса влияет, не только время переходного процесса, но и вид переходного процесса. Исследованы четыре источника питания, при этом два имели апериодический переходный процесс первого порядка, с различным временем регулирования, а два — апериодический переходный процесс второго порядка, с заниженным начальным напряжением и перерегулированием. Было доказано экспериментально, что источник питания с перерегулированием, при автоматической сварке обеспечивает наилучшую устойчивость сварочного процесса.

Сварочный источник питания работает в режиме от холостого хода до короткого замыкания. Такой тяжелый режим вызывает повышенные требования к надежности работы электронных элементов. Силовая схема содержит элементы, повышающие надежность работы схемы, увеличивающие КПД, коэффициент мощности, а также и электронные

компоненты, влияющие на сварочно-технологические свойства. Важно выделить какие элементы увеличивают надежность работы схемы, а какие непосредственно влияют на технологические характеристики. Одним из критериев определения может служить постоянная времени передаточной функции физического процесса. По данным работы [2] наименьшая постоянная времени дуги составляет  $2,5 \cdot 10^{-4}$  с. Примем, что все схемные решения с постоянной времени меньше  $10^{-4}$  с не влияют на технологию процесса сварки, и в дальнейшем учитывать не будем.

Рассмотрим методику построения структурной схемы непосредственно по электрической схеме [3]. В природе существуют пять основных элементов электрических схем: источник тока  $J$ , источник напряжения  $E$  активное сопротивление  $R$ , индуктивность  $L$ , емкость  $C$ . Любой электронный элемент: диод, тиристор, транзистор, и т. д. с помощью математической модели и основных элементов может быть представлен в виде электрической схемы. Для построения структурной схемы сопротивление, индуктивность, емкость в замкнутой электрической цепи заменяем передаточными функциями, токи и напряжения являются входными или выходными величинами. Активные и реактивные элементы заменяем структурными звеньями, имеющими передаточную функцию, выраженную сопротивлением или проводимостью. Последовательное и параллельное соединение проводников заменяем схемой с параллельным соединением передаточных функций или схемой с обратными связями по току

или напряжению. Внутреннее сопротивление источника тока равно бесконечности, поэтому обратной связи в цепи с идеальным источником тока не существует. Внутреннее сопротивление источника напряжения равно нулю, поэтому замкнутую цепь можно представить в виде встречно-параллельного соединения структурных звеньев с обратной связью по напряжению при параллельном соединении сопротивлений, или с обратной связью по току при последовательном соединении. В импульсных схемах для регулировки используются различные виды модуляции с помощью управляемого ключа, в этом случае принципиальная схема заменяется структурной с обратной связью по току или напряжению в случае замкнутой системы и разомкнутой, если обратной связи нет. Коэффициент передачи ключа выражается через среднее значение тока, напряжения. Если схема имеет несколько источников ЭДС, для построения структурной схемы используется метод наложения (суперпозиции). Выходная величина, ток или напряжение, равна сумме выходных величин каждой структурной схемы, число структурных схем соответствует количеству источников энергии. Структурная схема, построенная методом обратных связей, имеет минимальное число структурных звеньев, каждое структурное звено, как и в принципиальной электрической схеме, отображает один электронный элемент, что удобно для анализа, получения необходимого качества регулирования.

Инверторный источник питания работает как объект с переменной структурой [4]. Построим структурную схему инверторного источника питания рис. 1 как объекта с переменной структурой, методом обратных связей. В функциональной схеме рис. 1 можно предложить три схемы переменной структуры: 1) диоды сетевого выпрямителя В1 открыты, конденсатор С заряжается, диоды выпрямителя В2 включены, обратный диод VD закрыт; 2) диоды сетевого выпрямителя В1 закрыты, конденсатор С разряжается, диоды выпрямителя В2 включены, обратный диод VD закрыт; 3) диоды выпрямителя В2 закрыты, обратный диод VD открыт. Переключение со схемы 1 на схему 2 происходит при выполнении условия  $U_c > U$ , где  $U_c$  – напряжение на емкости,  $U$  – выпрямленное напряжение сети. Переключение на схему 3 совершается при превышении ЭДС самоиндукции дросселя напряжения на выходе выпрямителя В2, при построении структурной схемы 3 необходимо разделить индуктивность дросселя и трансформатора, зная напряжение на вторичной обмотке трансформатора.

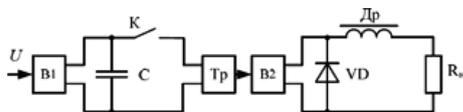


Рис. 1. Функциональная схема сварочного инверторного источника питания

Этапы построения структурной схемы с несколькими источниками ЭДС изображены на рис. 2. Согласно методу суперпозиции, представим принципиальную схему рис. 2а тремя схемами, в каждой схеме действует один источник ЭДС. С целью исключения идеального дифференцирования и интегрирования в структурной схеме конденсатор и индуктивность представим в виде, реактивного элемента с последовательно соединенным активным сопротивлением. На рис. 2 сопротивления  $R_{вн1}$ ,  $R_{вн2}$  это сопротивления монтажных проводов, сопротивление  $R_{вн3}$  – активное сопротивление дросселя и трансформатора приведенного к первичной обмотке, сопротивление нагрузки  $R_n$  изменяется от нуля до бесконечности,  $L$  – индуктивность дросселя и приведенного трансформатора.

Рассмотрим последовательность построения структурной схемы на примере одной схемы переменной структуры рис. 2б. Преобразуем схему рис. 2б в схему рис. 3а, которая состоит из источника ЭДС и двух сопротивлений. Последовательное соединение сопротивлений заменим структурной схемой состоящей из встречно параллельных соединений передаточных функций рис. 3б, входная величина напряжение сети. Далее рассмотрим последовательно-параллельное соединение сопротивлений с ключом К рис. 3в, будем считать, что ключ К замкнут, каждую параллельную ветвь заменим одним структурным звеном рис. 3г, на входе структурной схемы ток  $I_{1(s)}$ , на выходе напряжение

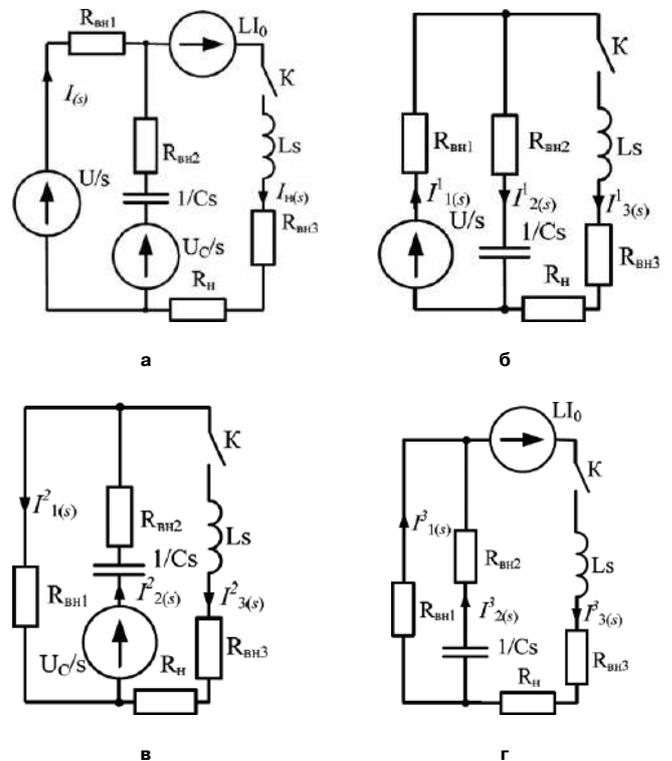


Рис. 2. Этапы построения структурной схемы непосредственно по электрической схеме содержащей реактивные элементы, методом обратных связей с несколькими источниками ЭДС

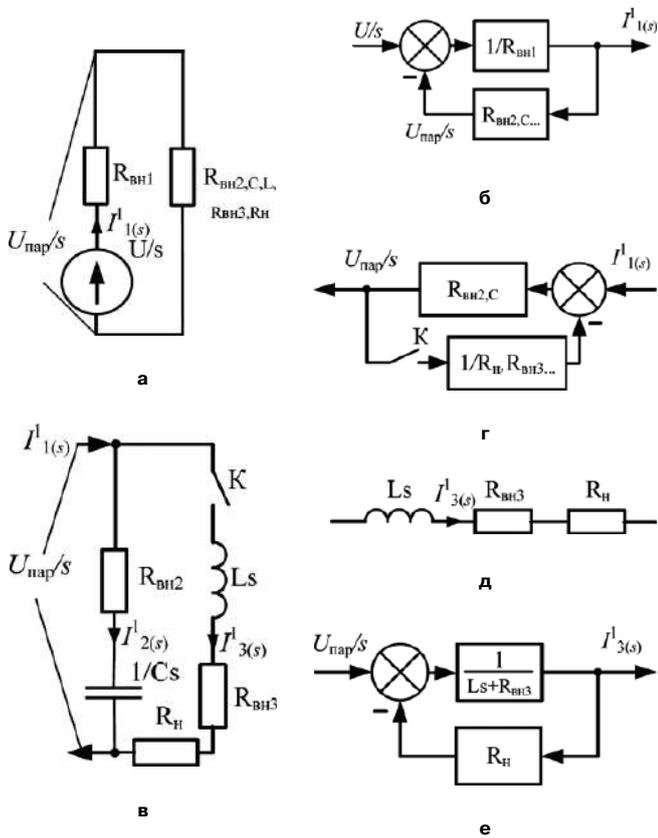


Рис. 3. Пример построения структурной схемы по принципиальной схеме рис. 2б

параллельной ветви, в структурной схеме действует отрицательная обратная связь по напряжению. Из принципиальной схемы рис. 3д параллельной ветви построим структурную схему с отрицательной обратной связью по напряжению рис. 3е. Объединим три схемы рис. 3б, г, е получим структурную схему принципиальной схемы рис. 2б. Аналогичным образом поступим со схемами рис. 2в, г, ток в нагрузке равен

$$I_{н(s)} = I_{3(s)}^1 + I_{3(s)}^2 + I_{3(s)}^3.$$

Результирующая структурная схема изображена на рис. 4а.

В структурной схеме рис. 4 напряжение на емкости  $U_C$  и ЭДС самоиндукции зависят от напряжения сети и сопротивления нагрузки. Для определения ненулевых значений используем схему рис. 4б, где  $R_{н0}$  – сопротивление до изменения. Конденсатор  $C$  заряжается до значения

$$U_C = \frac{U(R_{н0} + R_{н3})}{R_{н0} + R_{вн1} + R_{вн3}}, \quad (1)$$

а ток на индуктивности определяется выражением

$$I_0 = \frac{U_C}{R_{н0} + R_{вн3}} = \frac{U}{R_{н0} + R_{вн1} + R_{вн3}}. \quad (2)$$

Из схемы рис. 4б построим структурную схему рис. 4в.

Построение второй схемы переменной структуры изображено на рис. 5а. Переходный процесс в зависимости от сопротивления нагрузки может быть

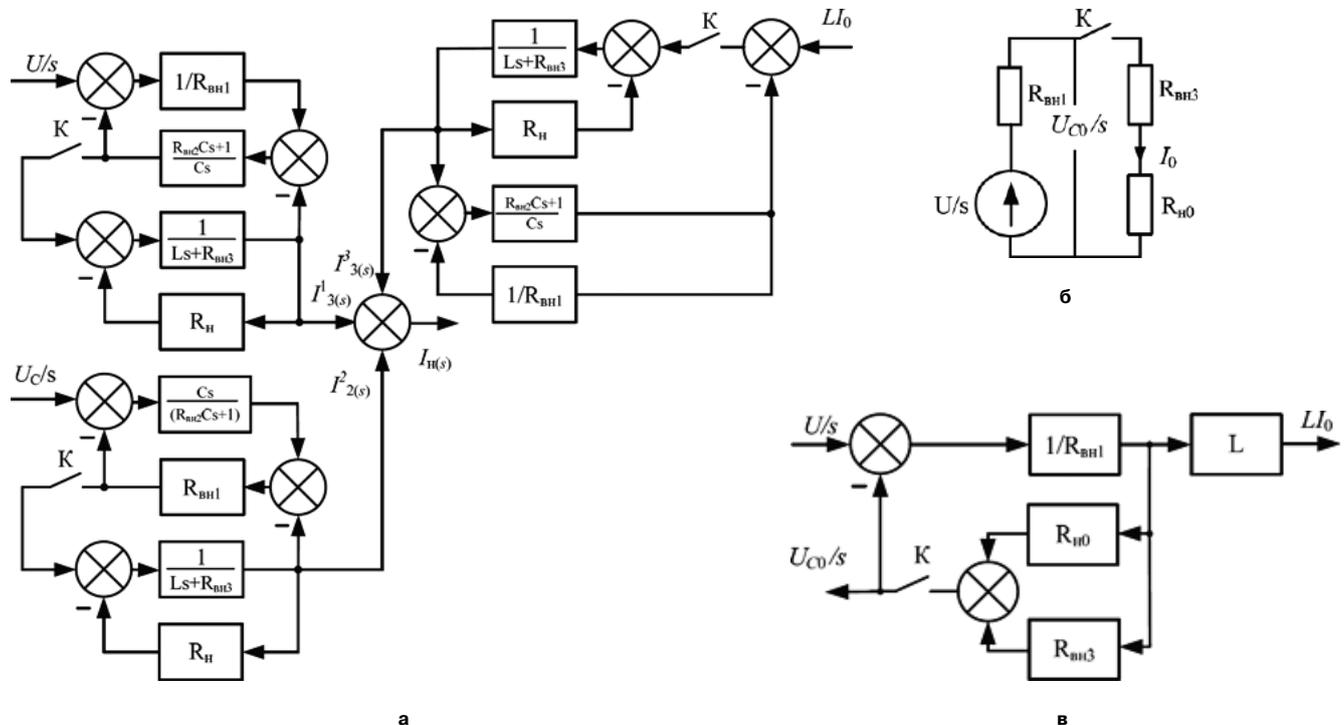


Рис. 4. Структурные схемы переменной структуры: а – результирующая структурная схема, б – принципиальная схема для определения ненулевых значений, в – структурная схема для ненулевых значений

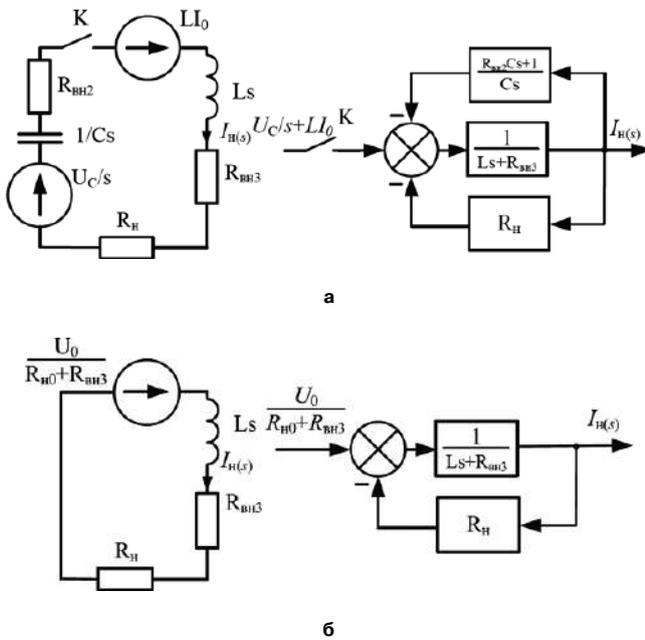


Рис. 5. Построение структурных схем: а – второй переменной структуры, б – третьей переменной структуры

апериодическим или колебательным. В процессе разряда конденсатора снижается напряжение на конденсаторе и при напряжении сети больше напряжения на емкости диоды сетевого выпрямителя открываются, схема переходит в структуру рис. 4а. Ненулевые значения определяем по выражениям (1), (2).

Построение третьей схемы переменной структуры изображено на рис. 5б. Третья структурная схема включается при чрезмерном увеличении длины дуги, квалифицированный сварщик этого не допускает, поэтому этот случай рассматривать не будем.

Для преобразования напряжения управления в длительность импульсов в системе широтно-импульсной модуляции (ШИМ) используется генератор линейного напряжения в явном или неявном виде, генератор может находиться в структуре интегральной микросхемы, например контроллер TL493/4/5, UC384х, отечественный аналог 1114ЕУх. На рис. 6 представлена методика регулирования выходного напряжения с помощью ШИМ,  $U_y$  – напряжение управления,  $T$  – период одного такта колебаний,  $T_{и}$  – длительность импульса,  $T_{п}$  – длительность паузы импульса,  $U_{л.макс}$  – амплитуда

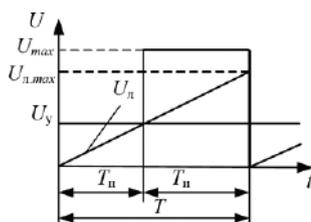


Рис. 6. Методика регулирования выходного напряжения с помощью ШИМ

пилообразного импульса,  $U_{max}$  – амплитуда прямоугольного импульса на выходе инвертора. Импульс напряжения на выходе инвертора равен нулю при  $U_y > U_{л.макс}$  и  $U_{max}$ , если  $U_y \leq U_{л.макс}$ . Среднее значение напряжения для одного периода определяется выражением

$$U_{cp} = \frac{T_{и} U_{max}}{T_{и} + T_{п}} = \frac{T_{и} U_{max}}{T}. \tag{3}$$

При частотно-импульсной модуляции

$$U_{cp} = U_{max} f T_{и},$$

где  $T_{и}$  – постоянная величина, а  $f$  – изменяемая частота. Для ШИМ длительность импульса определим из рис. 6. Время паузы  $T_{п} = U_y/k$ ,  $k = U_{л.макс}/T$  – коэффициент пропорциональности, т.е.  $T_{п} = U_y T/U_{л.макс}$ . При этом  $T_{и} = T - T_{п}$ . Подставив в выражение (3), получим

$$U_{cp} = \frac{U_{max}}{T} \left[ T \left( 1 - \frac{U_y}{U_{л.макс}} \right) \right] = \frac{(U_{л.макс} - U_y) U_{max}}{U_{л.макс}} = K_{пр} (U_{л.макс} - U_y),$$

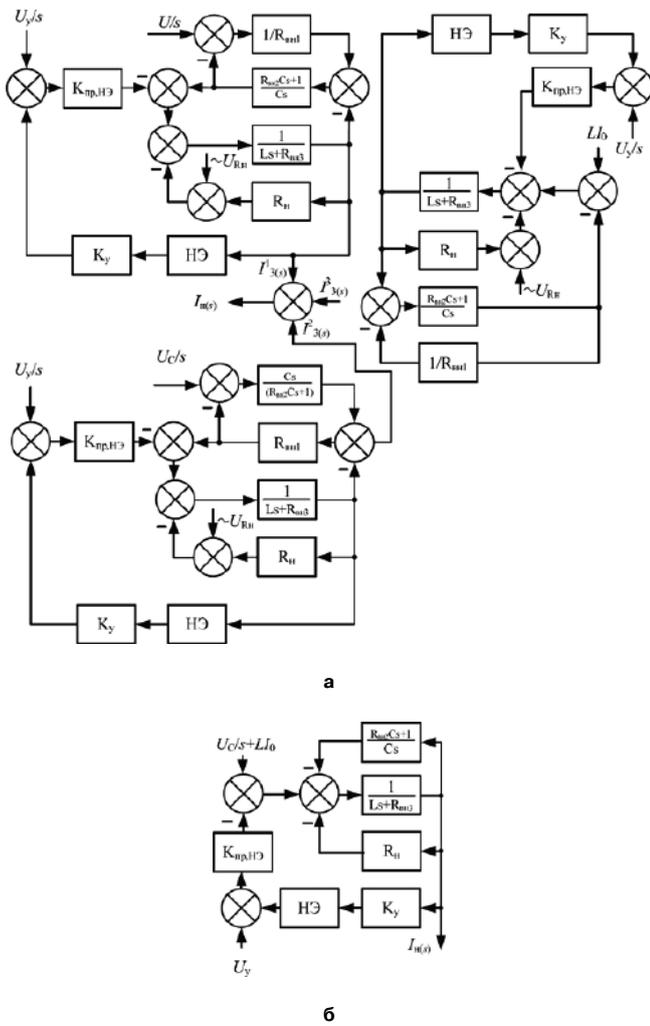
где  $K_{пр} = U_{max}/U_{л.макс}$  – коэффициент усиления транзисторного ключа.  $U_{л.макс}$  зависит от типа микросхемы, примем  $U_{л.макс} = 1 \text{ В}$ ,  $0 \leq U_y \leq 1$ , тогда

$$U_{cp} = K_{пр} (1 - U_y).$$

Для однофазного напряжения  $U_{max} = \sqrt{2} \cdot 220 \text{ В}$ , а для трехфазного напряжения  $U_{max} = \sqrt{2} \cdot 380 \text{ В}$ .

Микросхема контролера имеет нелинейный блок, служащий для ограничения уменьшения длительности импульсов, сигнал обратной связи по току также имеет нелинейный блок ограничивающий сигнал на определенном интервале. Для сварки штучными электродами используются источники питания с крутопадающей вольтамперной характеристикой, формирующейся с помощью отрицательной обратной связи по току. Структурная схема системы автоматического регулирования с ШИМ регулятором представлена на рис. 7. В структурной схеме действуют возмущения по нагрузке, сети, можно ввести ненулевые значения тока на индуктивности и напряжения на емкости.

Исследование переходных процессов построенных структурных схем происходит по следующему плану: в зависимости от напряжения сети и напряжения на емкости определяют, какая схема переменной структуры действует; определяют ненулевые значения, подставляют их в структурную схему; определяют входные и выходные параметры, проводят структурные преобразования, строят переходные процессы; при переключении с одной схемы переменной структуры на другую процесс расчета повторяют. В *MATLAB* можно предусмотреть автоматический переход с одной схемы переменной структуры на другую.

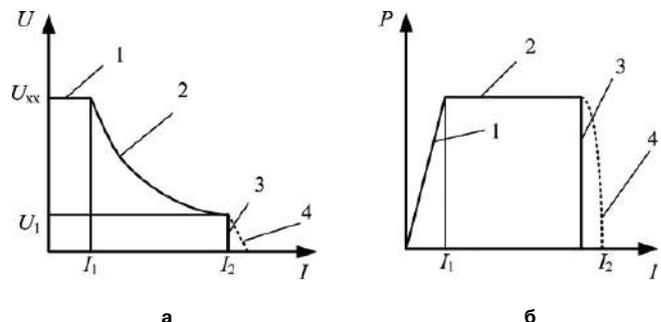


**Рис. 7. Структурные схемы системы автоматического регулирования с отрицательной обратной связью по току:**  
 а – схема первой переменной структуры;  
 б – схема второй переменной структуры

Одним из основных критериев оценки технологических свойств сварочных источников питания является наклон вольтамперной характеристики (ВАХ), однако в схеме переменной структуры два, наклон ВАХ из-за наличия последовательно включенных реактивных элементов определить нельзя, а изменение тока и напряжения зависит от динамических свойств. В работе [5] предложен новый тип сварочных источников питания с дробно-рациональной ВАХ. Графики изменения напряжения и мощности для частного случая дробно-рациональной функции представлены на рис.8. Обратной пропорциональной ВАХ характеризуется постоянной мощностью при изменении тока, что обеспечивает постоянное тепловложение в сварной шов, это кардинально изменяет геометрию формирования, прочностные характеристики сварного шва.

Обратно пропорциональная ВАХ описывается уравнением  $U = P/I$ , где  $P$  – задаваемая мощность, на определенном интервале изменения тока, включается при токе  $I_1 = P/U_{xx}$  и выключается при токе

$I_2 = P/U_1$ . Получить обратно пропорциональную ВАХ можно путем регулирования по отклонению или возмущению. Рассмотрим импульсный регулятор тока в нагрузке состоящий из напряжения сети  $U_c$ , ключа  $K$  и сопротивления нагрузки  $R_n$  (рис. 9а). Структурная схема изменения тока с помощью ШИМ представлена на рис. 9б, примем  $UR_{n(s)} = K_{пр} U_{y(s)}$ . Применим метод обратных связей для построения структурной схемы по принципиальной схеме рис. 9а, ключ  $K$  последовательно соединен с нагрузкой, для стабилизации тока используется отрицательная обратная связь по току, добавим в структурную схему возмущения по сети  $\Delta U_{c(s)}$ , нагрузке  $\Delta UR_{n(s)}$ , получим структурную схему рис.9в. Основной тип возмущений при сварке это возмущение по нагрузке, поэтому в дальнейшем возмущения по сети учитывать не будем. При регулировании по отклонению рис. 9г контролируем ток и напряжение с последующим умножением или используем квадрат тока  $P = UI = I_2 R_n$ , далее организуется отрицательная обратная связь по мощности, внешняя характеристика источника питания будет иметь форму обратно пропорциональной зависимости. Регулирование по возмущению основано на непосредственном использовании обратно пропорциональной функции. Падающая ВАХ источника питания описывается уравнением  $U = U_{xx} - IR_{вн}$ , при достаточно большой величине  $U_{xx}$  и определенной величине внутреннего сопротивления  $R_{вн}$ , ВАХ источника питания, на определенном интервале тока, соответствует обратно пропорциональной зависимости рис. 9д. В структурной схеме рис. 9д для уменьшения напряжения управления  $U_y$  можно использовать положительную обратную связь по напряжению. На рис. 9е, ж представлены структурные схемы формирования обратно пропорциональной ВАХ на всем диапазоне изменения тока. Получение обратно пропорциональной функции возможно в результате использования аналоговых перемножителей сигналов и микросхем логарифмирования, экспоненциального преобразования. В структурных



**Рис. 8. Графики изменения напряжения, мощности от тока для обратно пропорциональной ВАХ:**  
 а – изменение напряжения; б – изменение мощности  
 (1 – жесткая ВАХ,  $U_{xx}$  – напряжение холостого хода, 2 – обратно пропорциональная ВАХ включается при токе  $I_1$ , переключается при токе  $I_2$ , на стыковую ВАХ – 3, или крутопадающую ВАХ – 4)

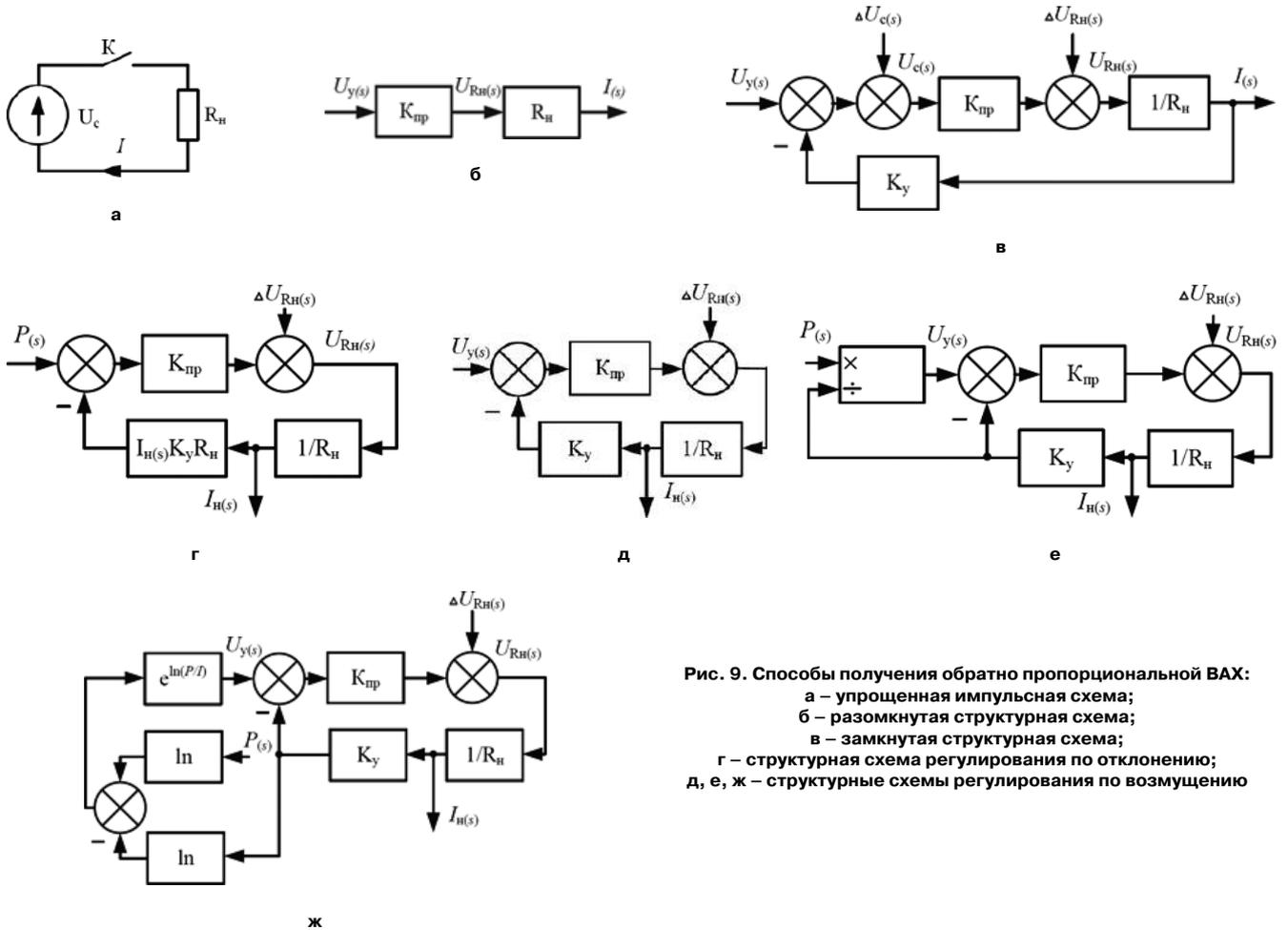


Рис. 9. Способы получения обратно пропорциональной ВАХ:  
 а – упрощенная импульсная схема;  
 б – разомкнутая структурная схема;  
 в – замкнутая структурная схема;  
 г – структурная схема регулирования по отклонению;  
 д, е, ж – структурные схемы регулирования по возмущению

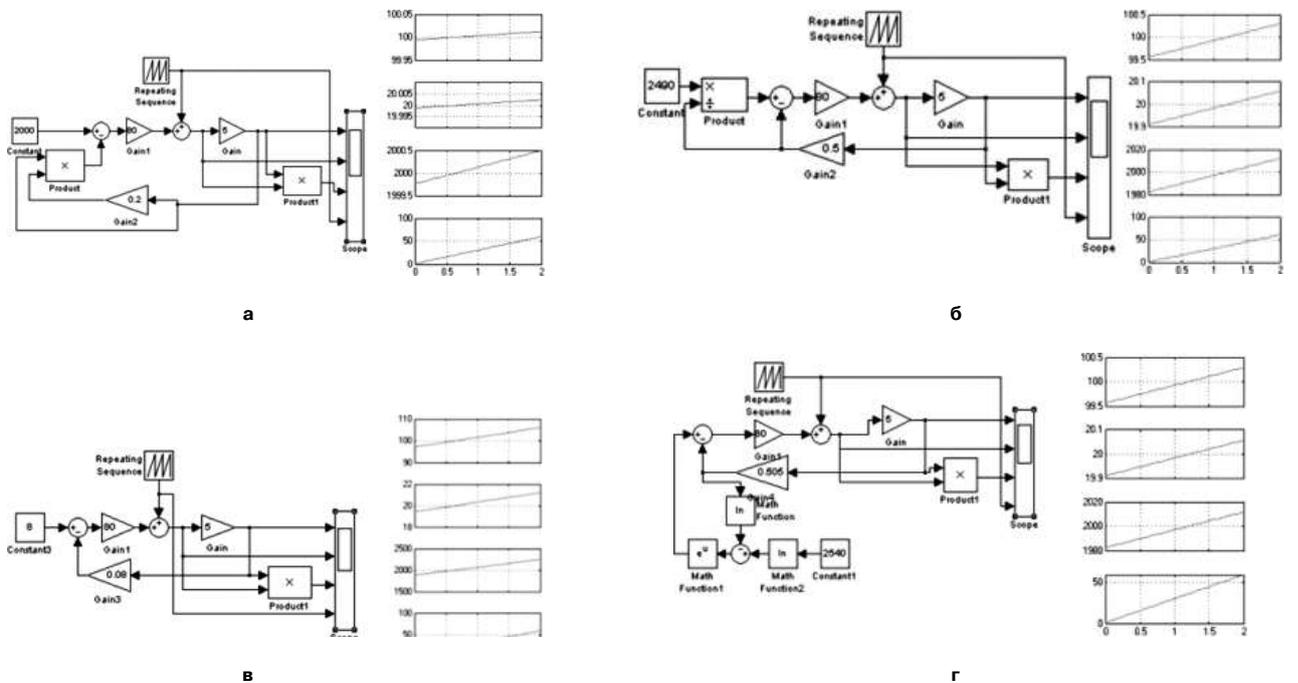


Рис. 10. Моделирование возможности получения обратно пропорциональных ВАХ в MATLAB

схемах систем автоматического регулирования редко используются умножители аналоговых сигналов, однако производители электронных микросхем выпускают большую номенклатуру аналоговых умножителей сигналов, при моделировании в *MATLAB*, часто используются умножители и делители аналоговых сигналов, блоки вычисления математических функций. Аналоговые перемножители имеют ограниченный диапазон математических операций, более широкий диапазон имеют схемы с логарифматорами, антилогарифматорами. На рис. 10 произведено моделирование с помощью *MATLAB*, в качестве возмущения по нагрузке используется линейно возрастающее напряжение, напряжение холостого хода принято 80 вольт, на осциллограммах показано изменение тока, напряжения, мощности в нагрузке, сигнал возмущения.

#### Выводы

Полная структурная схема сварочного источника питания должна содержать схему управления с корректирующими звеньями изменения динамических свойств, устройств повышения коэффициента мощности. Использование метода обратных связей для построения структурных схем позволяет получить переходной процесс любого порядка и формы.

Моделирование в *MATLAB* упрощает методику расчета переходных процессов. При сварке плавящимся электродом, происходит перенос электродного металла, этот процесс может быть описан разностными уравнениями, основой *Z*-преобразований являются разностные уравнения,

импульсные устройства также хорошо моделируются с помощью *Z*-преобразований.

Способ стабилизации мощности с помощью обратно пропорциональной ВАХ может использоваться не только для сварочных источников питания, а также для других целей, например в светодиодных лампах.

#### Литература

1. Чернов А. В., Фролов В. А. и др. Повышение стабильности процесса сварки в результате оптимизации динамических свойств тиристорных источников питания. // Современные проблемы сварочной науки и техники “Сварка-95” : материалы Рос. науч.-техн. конф., 23–25 мая 1995 г. – Пермь, 1995. – С. 228–229.
2. Сварка в машиностроении. Т. 4. Под. ред. Ю. Н. Зорина. – М.: Машиностроение, 1979. – 512 с.
3. Фролов В. А. Разработка и анализ структурных схем тиристорных источников питания. // Практическая силовая электроника. 3(51) 2013, С. 34 – 38.
4. Фролов В. А. Анализ работы конвертера как объекта с переменной структурой. // Практическая силовая электроника. 3(55) 2014, С. 28 – 34.
5. Фролов В. А. Статические характеристики и синергетика дуги. // Автоматизация и современные технологии. № 12 2014, С. 39–43.

**Фролов Виктор Алексеевич**, к. т. н., доцент кафедры “Автоматики и телемеханики” ЮРГПУ, тел.: 8 (918) 516-01-81, e-mail: [blasters@yandex.ru](mailto:blasters@yandex.ru).

В. М. Бардин, Д. П. Новиков

## ОСНОВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАБОТ В ОБЛАСТИ НАДЕЖНОСТИ СИЛОВЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

V. M. Bardin,  
D. P. Novikov

The main trends of activities in the field of power semiconductor devices reliability

Надежность силовых полупроводниковых приборов (СПП), работающих в преобразователях электрической энергии, определяется как качеством их изготовления, так и режимами эксплуатации. В статье предлагается классификация факторов, которые могут оказывать влияние на ресурсные показатели СПП. Оценка степени этого влияния требует проведения большого комплекса исследований, целью которых является обеспечение длительной безаварийной работы преобразовательных устройств.

Ключевые слова: надежность силовых полупроводниковых приборов, режимы работы, факторы режима, ресурсные показатели.

Reliability of power semiconductor devices operating in the electrical energy converters is defined by both the manufacturing quality and operating mode. The article proposes a classification of factors that can influence the resource of power semiconductor devices. Assessment of the degree of this influence requires a large complex of research aimed at providing long-term trouble-free operation of converters.

Key words: reliability of power semiconductor devices, operating mode, factors of mode, resource parameters.

Силовые полупроводниковые приборы (СПП) с единичной мощностью от нескольких ватт до киловатт широко применяются при построении статических преобразователей электрической энергии: выпрямителей, инверторов, коммутирующих устройств, компенсаторов реактивной энергии и других. При высоком качестве изготовления СПП, грамотном проектировании устройств на их основе, правильной эксплуатации, ресурс СПП может составлять десятки тысяч часов.

С другой стороны, технологические недостатки производства, инженерные ошибки при проектировании аппаратов, неграмотная эксплуатация могут приводить к быстрой потере потенциального ресурса и отказу приборов.

Факторов, которые могут оказывать влияние на надежность показатели СПП, в частности, на время наработки до отказа, существует достаточно много, и учесть их все при проектировании аппаратов не всегда представляется возможным. На рис. 1 приведен перечень основных влияющих факторов. Прежде всего, это факторы режима работы. Даже очень качественный СПП можно быстро вывести из строя при неправильном выборе теплового режима. Жесткость теплового режима, главным образом, определяется средней температурой полупроводниковой структуры СПП, которая должна быть меньше предельно допустимой температуры для данного типа приборов. Для диодов она находится в пределах 140–170 °С, для тиристоров – 140–150 °С, для IGBT и MOSFET транзисторов – 150–170 °С. Принято считать, что повышение температуры структуры на каждые десять градусов

приводит к уменьшению надежности примерно в два раза. Однако на надежность приборов оказывает влияние не только средняя температура структуры, но и ее кратковременные превышения. Например, при возникновении аварийных ситуаций длительностью в единицы – десятки миллисекунд (ударный ток  $I_{уд}$ ), при высоких значениях скорости нарастания тока ( $di/dt$ ) через прибор. В таких случаях плотность тока по площади полупроводникового элемента распределяется неравномерно и критичными для работоспособности прибора могут оказаться перегревы в локальных зонах, что, как правило, приводит к их проплавлению и возникновению внутреннего короткого замыкания.

В некоторых аппаратах полупроводниковые приборы подвергаются тепловому циклированию с значительным перепадом температур ( $\Delta t$ ). Хотя максимальная температура цикла может не превышать предельно допустимого значения, тепловое циклирование приводит к деградации контактных соединений, появлению микротрещин в полупроводниковом элементе и в конечном итоге к отказу прибора.

При коммутации цепей с реактивностями в момент разрыва цепи на прибор действует импульсное напряжение, которое может превышать величину рабочего напряжения. Если величина такого перенапряжения выше предельно допустимого для данного прибора напряжения, он будет пробит. Если перенапряжение небольшое, но периодически повторяется, в полупроводниковой структуре будут накапливаться деградационные изменения, что приведет к уменьшению срока его службы. Для



Рис. 1. Система факторов, определяющих надежность силовых полупроводниковых приборов (СПП)

тиристоров и некоторых других приборов может оказаться опасным высокое значение скорости нарастания прямого напряжения ( $du/dt$ ), что обычно приводит к несанкционированному переключению прибора с возможной потерей управляемости и повреждением.

Ресурсные показатели преобразовательных устройств во многом определяются грамотностью разработчиков и степенью понимания ими процессов, происходящих в преобразователе при его работе. В некоторых преобразователях приходится прибегать к групповому (последовательному и параллельному) соединению СПП. При этом возникают проблемы обеспечения равномерной нагрузки приборов как по току, так и по напряжению, что не всегда удается обеспечить с должным качеством.

Тепловой режим СПП определяется и эффективностью способа их охлаждения. Естественное воздушное охлаждение в мощных преобразователях применяется редко. Чаще всего используют принудительное воздушное охлаждение, реже — жидкостное и еще реже — испарительное. Но при любом способе охлаждения его эффективность зависит от оптимальности инженерно-конструкторского решения.

При работе любых аппаратов не исключены различные аварийные ситуации, например, короткое замыкание в нагрузке. В таких случаях надежность аппарата в значительной степени определяется быстродействием системы защиты, пониманием характера переходных процессов и их влияния на полупроводниковые приборы.

При проектировании аппаратов в техническое задание закладываются определенные количественные требования по надежности. Например, вероятность безотказной работы, срок службы, ресурс работы (в часах), время наработки на отказ и другие. Причем обычно закладываются весьма значительные числа. Например, ресурс аппарата должен быть не менее 50–100 тыс. часов, срок службы — не менее 15–20 лет и т.п. Возникает вопрос: как обеспечить эти требования на этапе проектирования и как их подтвердить? Существует только один путь на этапе проектирования — прогнозные расчеты. Но для этого необходимо иметь исходные количественные показатели по надежности всех входящих в аппарат элементов, в том числе и для СПП. Однако, не всегда имеется возможность получить такие данные.

Наконец, один из главных вопросов, на который должен ответить изготовитель полупроводниковых приборов, — это объем исходной количественной информации о параметрах и характеристиках СПП, в том числе и надежностных. Надежность закладывается как на этапе разработки СПП, так и в процессе их изготовления. Технология производства предусматривает определенную процедуру контроля качества с помощью соответствующей контрольно-измерительной аппаратуры. Например, у тиристоров и транзисторов число контролируемых параметров составляет не менее десяти. Соответственно нужны специальные измерительные и испытательные приборы и методики. Желательно, чтобы эти методики предусматривали и отбраковку потенциально ненадежных образцов со скрытыми

технологическими дефектами. В задачи производителей СПП входит и обеспечение потребителей информацией о надежных показателях приборов, а для этого требуется организация длительных ресурсных испытаний на специальных стендах.

#### Заключение

Надежность силовых полупроводниковых приборов определяется совокупностью большого количества параметров и факторов, которые можно разделить на факторы режима работы прибора, схемотехнические и конструкторские факторы, технологические факторы производства и методы расчетной оценки и прогнозирования параметров приборов. Таким образом, обеспечение надежности СПП является сложной организационно-технической проблемой, требующей привлечения специалистов различного профиля и серьезных экономических затрат.

#### Литература

1. *В. М. Бардин*. Надежность силовых полупроводниковых приборов / В. М. Бардин. – М.: “Энергия”, 1978. – 96 с.
2. *В. М. Бардин*. Аппаратура и методы контроля параметров силовых полупроводниковых вентилях / В. М. Бардин, Л. Г. Моисеев, Ж. Г. Сурочан, О. Г. Чебовский. – М.: “Энергия”, 1971. – 184 с.
3. *Р. Ланне*. Измерения в энергетической электронике / Р. Ланне, Ф. Фишер. – М.: “Энергоатомиздат”, 1986. – 232 с.

*Бардин Вадим Михайлович*, кандидат технических наук, профессор кафедры радиотехники Института Физики и Химии ФГБОУ ВПО “МГУ им. Н. П. Огарева”, тел.: 8(8342) 24-09-72; +7(937) 670-67-94, e-mail: markiz-bardin@yandex.ru;

*Новиков Дмитрий Павлович*, аспирант, преподаватель кафедры радиотехники Института Физики и Химии ФГБОУ ВПО “МГУ им. Н. П. Огарева”, тел.: +7(927) 274-98-54, e-mail: ainewd@gmail.com.

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

Публикация в журнале бесплатна для авторов.  
Язык журнала – русский.

### Для публикации статьи необходимо предоставить

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

### Статья должна содержать

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

Документы в электронном виде должны быть отправлены по e-mail: [pse@mmp-irbis.ru](mailto:pse@mmp-irbis.ru) или [kryuchkov\\_v\\_v@mail.ru](mailto:kryuchkov_v_v@mail.ru)

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

### Требования к оформлению статей

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

## Стоимость размещения полноцветной рекламы в журнале “Практическая силовая электроника”

Формат	Размер, мм	Стоимость, руб.
0,5 A4	190 × 130	1500
A4	210 × 290	2250
3-я стр. обложки	210 × 290	3300
4-я стр. обложки	210 × 290	3900
2-я стр. обложки	210 × 290	5400

### Требования к рекламным макетам

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

### График выхода журнала

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

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