

**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

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

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

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

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

Подписано в печать 03.03.2013. 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**

*А. В. Лукин, В. В. Макаров*  
Новое поколение DC–DC преобразователей компании “ММП-Ирбис” ..... 2

*Г. А. Белов, С. В. Абрамов*  
Влияние частоты переключений на динамические показатели качества понижающего импульсного преобразователя с одноконтурной системой управления ..... 5

*П. А. Воронин, И. П. Воронин, Д. В. Рожков*  
Применение резонансной коммутации в многоуровневых инверторах напряжения ..... 13

*В. П. Падеров, А. В. Виль*  
Расчет мощности потерь в силовом МОП транзисторе при работе на индуктивную нагрузку ..... 19

*Е. В. Машуков, К. В. Куликовский, Г. М. Ульященко*  
Методы индикации и ликвидации аварийных дуговых разрядов в системах электроснабжения ..... 23

*В. А. Фролов*  
Анализ работы конвертера как объекта с переменной структурой ..... 28

*А. В. Вахничев*  
Система электроснабжения для современных летательных аппаратов ..... 34

*Д. А. Шевцов, И. С. Турченко*  
Моделирование режимов работы перспективного магнитно–регулируемого выпрямителя с выходным сглаживающим фильтром ..... 38

*В. Т. Пенкин, Д. В. Сухов, Д. А. Шевцов, Д. М. Шишов*  
Бездатчиковый регулятор бесколлекторного двигателя постоянного тока с постоянными магнитами на роторе ..... 46

*В. М. Бардин, А. В. Земсков*  
О возможности наращивания мощности сварочных комплексов ..... 52

А. В. Лукин, В. В. Макаров

## НОВОЕ ПОКОЛЕНИЕ DC–DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ КОМПАНИИ “ММП-ИРБИС”

A. V. Lukin,  
V. V. Makarov

New Generation of DC-DC Converters  
Produced by “MMP-Irbis”

В статье рассмотрены современные тенденции развития преобразователей постоянного напряжения малой мощности (до 300 Вт) и все аспекты их создания – от элементной базы до экономической составляющей вопроса. Показано, что улучшение удельных массо-объемных характеристик с одновременным повышением КПД таких преобразователей по-прежнему остается наиболее актуальной задачей.

**Ключевые слова:** DC-DC преобразователь, элементная база, блок питания, электронные компоненты, электромагнитные компоненты, мощность, КПД.

The paper considers modern trends of the development of low-power (up to 300 W) DC-DC converters and all aspects of their creation – from component base to economic constituent part of the problem. The authors show that improvement of mass-energy characteristics together with efficiency increase of such converters still remains the most up-to-date problem.

**Key words:** DC-DC converter, element base, power supply unit, electronic components, magnetic components, electric power, efficiency.

Основным направлением развития современных DC–DC преобразователей электрической энергии малой мощности (до 300 Вт) по-прежнему остается дальнейшее повышение удельных массо-объемных характеристик с одновременным увеличением КПД.

### Элементная база

Решающую роль в достижении этой цели играет существенное, можно сказать революционное, увеличение удельных энергетических характеристик электронной компонентной базы, и прежде всего, активной составляющей.

Сегодня размеры кристалла *MOSFET* соизмеримы с его габаритными размерами корпуса. Например,  $3,3 \times 3,3 \times 1,07$  мм – это размеры транзистора с параметрами 40 В/15 А в корпусах *Power Pak* и *MLP*  $3,3 \times 3,3$ . В этом же типоразмере есть транзистор с допустимым напряжением 200 В и током стока 9,5 А.

При этом тепловое сопротивление переход–корпус (сток транзистора) составляет  $2,6–3,0$  °С/Вт, что соответствует корпусу *D-Pak* (ТО-252) с размерами  $10 \times 6 \times 2,5$  мм. Для SOIC-8 тепловое сопротивление переход–корпус составляет  $20$  °С/Вт.

Другими словами, современные *MOSFET*, это фактически бескорпусные транзисторы, пользуясь терминологией 70–80-х годов прошлого столетия.

Одновременно, улучшены и электрические параметры транзисторов. Так суммарный заряд затвора *MOSFET* уменьшен более чем в два раза – 15 нКл против 34 нКл (типовое значение).

Аналогичная ситуация наблюдается и в части диодов и транзисторов малой мощности. Корпуса SOT-416 для транзисторов, и SOD523, SOD123-F для диодов позволяют существенно уменьшить размеры схемы управления. Так например, раз-

меры корпуса диода BAS521 (300 В, 0,25 А, 50 нс) составляют  $1,5 \times 0,25 \times 0,65$  мм.

Развитие керамических конденсаторов практически устранило необходимость в танталовых конденсаторах. В качестве примера можно привести конденсаторы с параметрами 50 В–10 мкФ и 60 В–68 мкФ в размере 1210 с диэлектриком XP 7.

Микросхемы управления в корпусе TSSOP-16 с размерами  $5,1 \times 6,6 \times 1,2$  мм, что незначительно больше корпуса SOIC-8, обеспечивают все необходимые функции с минимальным количеством внешних элементов, как для простых одноканальных преобразователей, так и для схем “активного клэмп” (*active clamp*) без дополнительных драйверов. Одна микросхема в корпусе TSSOP-16 заменяет собой 3–4 микросхемы, необходимые для грамотного решения всех задач, предъявляемых к схемам управления (защиты от перегрузок и перенапряжений, тепловая защита, мониторинг сети, параллельная работа и т. п.). Шаг между выводами TSSOP-16 составляет 0,65 мм, что хорошо сопрягается с пассивными внешними компонентами типоразмера 0402.

Существующая сегодня номенклатура ферритов, их частотные характеристики практически не ограничивают разработчика в их применении. Более подробно о ферритовых изделиях будет упомянуто ниже.

### Схемотехника

При наличии рассмотренной выше элементной базы можно просто, дешево и надежно сделать DC–DC преобразователь. Для мощностей 5–10 Вт эту элементную базу можно считать практически идеальной и при правильной конструкции трансформатора силовая часть обратноходового преобразователя не нуждается ни в каких демпфирующих цепях, как по входу, так и по выходу.

Необходимо отметить модификацию режима “current mode”, когда пилообразное напряжение пропорционально току дросселя используется только для широтно-импульсной модуляции и не связано с защитой от перегрузки. Это позволяет независимо регулировать амплитуду пилообразного напряжения (коэффициент при первой производной в дифференциальном уравнении), изменяя динамические характеристики преобразователя. Для схем “активного клэмп” наряду с микросхемами, работающими в режиме “current mode”, выпускаются микросхемы для режима “voltage mode”. В этом режиме амплитуда пилообразного напряжения пропорциональна входному напряжению, что позволяет максимально увеличить быстродействие при резких изменениях входного напряжения.

#### Рабочая частота

На сегодняшний день диапазон рабочих частот составляет 250–450 кГц.

#### Конструкция и технология

Такой прогресс в развитии элементной базы не может не выдвигать новые требования к технологии и конструкции *DC-DC* преобразователей. Электромагнитные компоненты (силовые трансформаторы и дроссели) с плоскими печатными обмотками уже не удовлетворяют современным требованиям получения максимальных удельных энергетических характеристик.

Обмотки должны быть интегрированы в несущую печатную плату. И хотя такое конструктивное решение известно давно, только в последнее время использовать его стало целесообразно во многих применениях. Дело в том, что в настоящее время типовой КПД *DC-DC* преобразователей устойчиво превысил 90%. Причем такой КПД получают и при 15 Вт, и при 60 Вт выходной мощности. При больших мощностях КПД превышает 92%–93%.

В связи с этим существенно облегчен тепловой режим элементов схемы, и имеющиеся конструктивные решения по отводу тепла от внутренних слоев печатной платы обеспечивает надежную работу преобразователей. Отсутствие каркасов у намоточных элементов снижает ограничения на количество обмоток, что позволяет использовать интересные схемотехнические решения, в частности для синхронных выпрямителей.

#### Экономика

Использование интегрированных в печатную плату обмоток подразумевает применение многослойных плат, которые значительно дороже 2-слойных. Вместе с тем, в случае интегрированных магнетиков, отпадает необходимость в изготовлении намоточных трансформаторов и дросселей.

Например, стоимость намотки трансформатора и дросселя для *DC-DC* преобразователя с выходной

мощностью 75 Вт составляет 80 рублей. Стоимость 2-х слойной печатной платы для этого преобразователя – 26,4 рублей, а стоимость 14-слойной печатной платы – 165,9 рублей.

Разница в стоимости плат – 139,5 рублей. Если вычесть стоимость намоточных трансформатора и дросселя, то проигрыш в цене преобразователя с интегральными магнетиками составит 59,5 рублей, т. е. примерно 0,9% от стоимости изделия.

Использование современной элементной базы схемотехнических и конструктивно-технологических решений позволило значительно улучшить энергетические и массо-объемные характеристики *DC-DC* преобразователей.

На рис. 1 показан внешний вид платы с интегральными магнетиками, *DC-DC* преобразователя с выходной мощностью 40 Вт, на рис. 2 – с выходной мощностью 75 Вт.

На рис. 3 слева, приведен внешний вид блока питания с выходной мощностью 15Вт и намоточными электромагнитными компонентами, а справа – с выходной мощностью 40 Вт и интегральными электромагнитными компонентами.

На рис. 4 слева – блок питания мощностью 30 Вт с намоточными электромагнитными компонентами, справа – с выходной мощностью 75 Вт с интегральными электромагнитными компонентами.

Блоки питания с выходной мощностью 15 Вт и 30 Вт показанные на рис. 3, 4 имеют КПД 87% и удельные объемные характеристики 727 Вт/дм<sup>3</sup> и 1052 Вт/дм<sup>3</sup> соответственно. Блоки питания с выходной мощностью 40 Вт и 75 Вт и интегральными магнетиками, показанные на тех же рисунках, имеют объемные характеристики 1939 Вт/дм<sup>3</sup> и 2632 Вт/дм<sup>3</sup>.

#### Заключение

*DC-DC* преобразователи мощностью до 30 Вт оптимально выполнять по схеме обратного преобразователя. В качестве драйвера синхронного выпрямителя использовать микросхему с

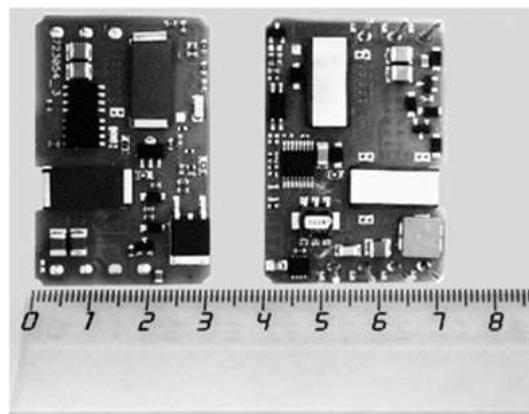


Рис. 1. Внешний вид платы *DC-DC* преобразователя с выходной мощностью 40 Вт

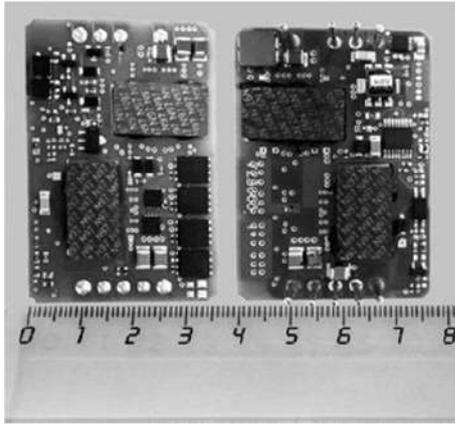


Рис. 2. Внешний вид платы DC-DC преобразователя с выходной мощностью 75 Вт

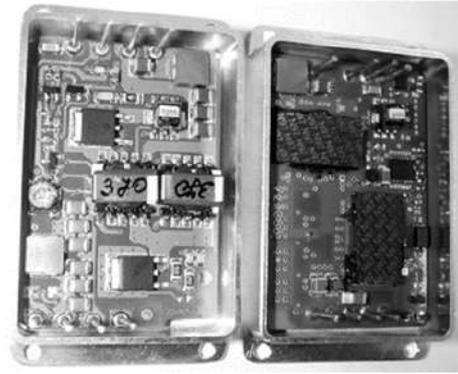


Рис. 4. Внешний вид блока питания с выходной мощностью 30 Вт и 75 Вт с намоточными и интегральными электромагнитными компонентами

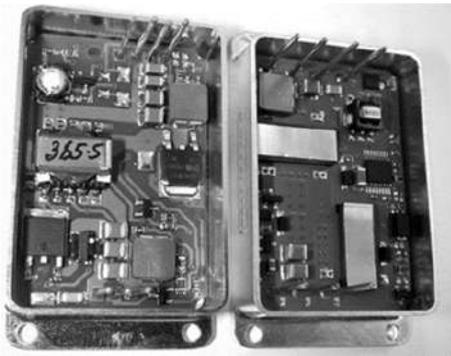


Рис. 3. Внешний вид блока питания с выходной мощностью 15 Вт и 40 Вт с намоточными и интегральными электромагнитными компонентами

программируемой длительностью импульса. Применять обычный трансформатор. Рабочая частота 300–450 кГц. Легко достижимый КПД для ряда основных выходных напряжений от 3,3 В до 27 В – 88–90%. Удельные энергетические характеристики до 2 кВт/дм<sup>3</sup>.

Для DC-DC преобразователей на выходную мощность 40–60 Вт лучшим вариантом является

схема обратного преобразователя с активным перемагничиванием. Выигрыш по сравнению с простым обратным преобразователем по КПД невелик – 1,2..1,5%, но зато строится синхронный выпрямитель, в результате чего минимальный КПД составляет 92%, а в некоторых режимах достигает и 93%. Рабочая частота примерно в том же диапазоне.

На выходную мощность 75...100 Вт пока не видно альтернативы прямоходовому преобразователю с активным перемагничиванием на микросхеме в режиме *Voltage Mode*.

Для всех мощностей DC-DC преобразователей необходимо использовать режим *Green Mode*.

Для DC-DC преобразователей с приемкой Заказчика появляются дополнительные требования, но в целом, все выводы справедливы и для них.

**Макаров Вячеслав Владимирович**, начальник отдела ЗАО "ММП-Ирбис", тел. +7(495) 987-10-16.

Г. А. Белов, С. В. Абрамов

# ВЛИЯНИЕ ЧАСТОТЫ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЙ НА ДИНАМИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА ПОНИЖАЮЩЕГО ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ОДНОКОНТУРНОЙ СИСТЕМОЙ УПРАВЛЕНИЯ

G. A. Belov,  
S. V. Abramov

Проведено исследование устойчивости и колебательности переходных процессов в одноконтурной системе управления понижающим импульсным преобразователем, при изменении частоты переключений. Построены и проанализированы годографы корней характеристического уравнения дискретной модели и частотные характеристики и определен коэффициент колебательности. Показано, что с уменьшением частоты переключений результаты, получаемые из непрерывной модели, дают все большую погрешность, а качество переходных процессов резко ухудшается, когда отношение частоты переключений к частоте среза меньше пяти.

**Ключевые слова:** импульсный преобразователь, система управления, дискретная структурная модель, передаточная функция, характеристическое уравнение, годографы корней, частотные характеристики, коэффициент колебательности.

Switching frequency effect on dynamic performance quality of buck converter with single-loop control system

The paper studies stability and transient response of a single-loop control system for buck switched mode converter under switching frequency variations. Discrete model characteristic equation locus diagrams as well as Bode diagrams were developed and analyzed. and oscillation gain was determined. It is shown that with switching frequency decreasing results obtained from the analog model, give the increasing error and the quality of transients is deteriorating, when switching frequency to the cutoff frequency ratio becomes less than five.

**Keywords:** switched mode converter, control system, discrete structural model, transfer function, characteristic equation, roots locus, Bode diagrams, oscillation gain.

Методики синтеза систем управления импульсными преобразователями, появившиеся еще в 70-х годах прошлого столетия [1], продолжают совершенствоваться и уточняться по мере улучшения параметров и характеристик силовых полупроводниковых приборов и микросхем управления [2]. При синтезе, как правило, используются линеаризованные усредненные (непрерывные) динамические модели импульсного преобразователя [1–4], обосновываемые тем, что частота среза  $\omega_{cp} = 2\pi f_{cp}$  амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) непрерывной структурной модели разомкнутого контура преобразователя выбирается, по крайней мере, в 5–10 раз меньше частоты переключений  $\omega = 2\pi f$ . Современные методики синтеза импульсных преобразователей [2–4] отличаются от старых [1], в частности, учетом влияния на частотные характеристики контура регулирования выходного напряжения преобразователя эквивалентного последовательного сопротивления выходного конденсатора (ЭПС)  $r_c$ .

Особенности частотного метода синтеза одноконтурных систем управления импульсными преобразователями с использованием их непрерывных динамических моделей и примеры синтеза конкретных систем рассмотрены в работах [3, 4]. Однако, поскольку синтезируемая система, строго говоря, является дискретной, наибольшую достоверность результатов синтеза обеспечивает

только использование дискретных динамических моделей импульсного преобразователя, к которым относятся дискретные структурные динамические модели [5–7] и разностные уравнения [8]. Непрерывные модели не позволяют оценить влияние снижения частоты переключений от значения  $f \approx f_{cp}$  на характеристики системы.

В статье рассматривается влияние снижения частоты переключений в системе, ранее синтезированной с использованием непрерывной динамической модели [3,4], на устойчивость и показатели качества переходных процессов. Используется линеаризованная структурная динамическая модель, представленная на рис. 1. На рис. 1 ИЭ1 – идеальный импульсный элемент, генерирующий периодическую последовательность дельта-импульсов, отстающую на время  $t_1$  открытого состояния силового транзистора относительно моментов начала линейно изменяющихся участков пилообразного

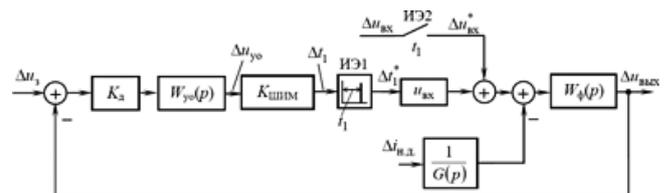


Рис. 1. Линеаризованная дискретная структурная модель исследуемой системы

напряжения  $u_{\text{н}}(t)$ ; ИЭ2 – ключ, периодически замыкающийся на время  $t_1$ , указанное под изображением ключа;  $u_{\text{вх}}$  – входное напряжение силовой части, КШИМ – коэффициент усиления широтно-импульсного модулятора (ШИМ), определяемый как

$$K_{\text{ШИМ}} = S_{\text{м}} F,$$

где  $S_{\text{м}} = 1/\dot{u}(t_1)$  – крутизна модуляционной характеристики ШИМ при постоянном выходном напряжении усилителя ошибки (УО) ( $u_{\text{во}} = \text{const}$ ),  $F$  – фактор пульсаций, учитывающий изменение КШИМ за счет переменной составляющей сигнала  $u_{\text{во}}(t)$  в стационарном режиме. Известно, что

$$F = \frac{1}{1 + S_{\text{м}} \dot{u}_{\text{во}}(t_1)},$$

где точкой сверху обозначена производная сигнала  $u_{\text{во}}(t)$  [5, 6]. Время отсчитывается от момента начала линейного участка пилообразного напряжения  $u_{\text{н}}(t)$ . При идеальной линейности пилообразного напряжения его производная  $\dot{u}_{\text{н}}(t) = U_{\text{н}}/T$ ,  $S_{\text{м}} = T/U_{\text{н}}$ ;  $U_{\text{н}}$  – амплитуда (размах) пилообразного напряжения.

Передаточная функция LC-фильтра силовой части  $W_{\text{ф}}(p)$  определяется выражением

$$W_{\text{ф}}(p) = \frac{K_{\text{ф}}(1 + \tau_{\text{с}} p)}{1 + 2\zeta_{\text{ф}} T_{\text{ф}} p + T_{\text{ф}}^2 p^2} = \frac{K_{\text{ф}}(1 + \tau_{\text{с}} p)}{T_{\text{ф}}^2 \left[ (p + \alpha_{\text{ф}})^2 + \omega_{\text{ф}}^2 \right]}, \quad (1)$$

где  $K_{\text{ф}} = R/(R + r)$  – коэффициент передачи фильтра на постоянном токе;  $R$  – сопротивление нагрузки силовой части (нагрузка предполагается состоящей из параллельно соединенных активного сопротивления  $R$  и дополнительного тока нагрузки  $i_{\text{н.д}}$ );  $T_{\text{ф}}$  и  $\zeta_{\text{ф}}$  – постоянная времени и коэффициент демпфирования фильтра, определяемые как

$$T_{\text{ф}} = \sqrt{\frac{R + r_{\text{с}}}{R + r}} LC; \quad \zeta_{\text{ф}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R + r_{\text{с}}}{R + r}} \left[ \frac{1}{R + r_{\text{с}}} \sqrt{\frac{L}{C}} + (r + R \| r_{\text{с}}) \sqrt{\frac{C}{L}} \right]; \quad (2)$$

$$\alpha_{\text{ф}} = \frac{\zeta_{\text{ф}}}{T_{\text{ф}}}; \quad \omega_{\text{ф}} = \sqrt{\frac{1}{T_{\text{ф}}^2} - \alpha_{\text{ф}}^2},$$

где  $L$  – индуктивность дросселя фильтра;  $C$  – емкость выходного конденсатора;  $r$  – активное сопротивление цепи дросселя, учитывающее активные сопротивления обмотки дросселя и открытого силового транзистора (и силового диода);  $\tau_{\text{с}} = r_{\text{с}} C$  [3–7].

Операторная проводимость дросселя фильтра  $G(p)$  определяется выражением

$$G(p) = \frac{1}{Lp + r} = \frac{1}{L \left( p + \frac{1}{T_L} \right)}, \quad (3)$$

где  $T_L = L/r$  – постоянная времени цепи дросселя.

Предполагаем, что передаточная функция УО  $W_{\text{во}}(p)$  определяется выражением достаточно общего вида [3]

$$W_{\text{во}}(p) = \frac{K_{\text{во}}(1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p)}{p(1 + T_1 p)(1 + T_2 p)}, \quad (4)$$

где  $\tau_1 > \tau_2 > T_1 > T_2$ ;  $K_{\text{во}}$  – коэффициент усиления УО.

Выходное напряжение силовой части ивых подается на инвертирующий вход УО через резистивный делитель с коэффициентом передачи  $K_{\text{д}} < 1$ , на другой вход УО подается опорное напряжение  $U_{\text{оп}}$ ; задающее напряжение системы  $U_3 = U_{\text{оп}}/K_{\text{д}}$ .

Передаточная функция непрерывной части системы представляет собой произведение

$$W(p) = K_{\text{д}} K_{\text{ШИМ}} u_{\text{вх}} W_{\text{во}}(p) W_{\text{ф}}(p),$$

откуда с учетом выражений (1) и (4) получаем

$$W(p) = \frac{K_{\text{нч}}(1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p)(1 + \tau_{\text{с}} p)}{p(1 + 2\zeta_{\text{ф}} T_{\text{ф}} p + T_{\text{ф}}^2 p^2)(1 + T_1 p)(1 + T_2 p)}, \quad (5)$$

где  $K_{\text{нч}}$  – коэффициент усиления непрерывной части, определяемый как

$$K_{\text{нч}} = K_{\text{д}} K_{\text{ШИМ}} K_{\text{ф}} K_{\text{во}} u_{\text{вх}}. \quad (6)$$

Представленная на рис. 1 структурная схема позволяет рассчитывать переходные характеристики системы, учитывающие ее реакцию на изменения задающего воздействия  $\Delta u_3$ , а также нестабильность выходного напряжения, вызванную изменениями входного напряжения силовой части  $\Delta u_{\text{вх}}$  и тока нагрузки  $\Delta i_{\text{н.д}}$ .

Изображение по Лапласу сигнала на входе идеального импульсного элемента ИЭ1 представим в виде суммы

$$\Delta t_1(p) = -W(p) \Delta t_1^*(p) + \Delta t_{1\text{вн}}(p), \quad (7)$$

где  $\Delta t_1^*(p)$  – изображение сигнала на выходе идеального импульсного элемента ИЭ1;  $\Delta t_{1\text{вн}}(p)$  – изображение составляющей сигнала на входе ИЭ1, вызванной внешними воздействиями  $\Delta u_{\text{вх}}^*(t)$  и  $\Delta i_{\text{н.д}}(t)$ , определяемое выражением

$$\Delta t_{1\text{вн}} = \frac{W(p) \Delta i_{\text{н.д}}(p)}{u_{\text{вх}} G(p)} - \frac{W(p) \Delta u_{\text{вх}}^*}{u_{\text{вх}}} + W_{\text{во}}(p) \Delta u_3(p) K_{\text{д}} K_{\text{ШИМ}}, \quad (8)$$

где  $\Delta u_{\text{вх}}^*(p)$  – изображение сигнала на выходе ключа ИЭ2;  $\Delta u_3(p)$  и  $\Delta i_{\text{н.д}}(p)$  – изображения задающего воздействия и тока  $\Delta i_{\text{н.д}}(t)$ .

Уравнение разомкнутой импульсной системы найдем, подвергнув равенство (7) смещенному z-преобразованию:

$$\Delta t_1(z, \varepsilon) = \Delta t_{1ВН}(z, \varepsilon) - \begin{cases} z^{-1}W(z, 1 + \varepsilon - \varepsilon_1)\Delta t_1(z, \varepsilon_1), & 0 \leq \varepsilon \leq \varepsilon_1; \\ W(z, \varepsilon - \varepsilon_1)\Delta t_1(z, \varepsilon_1), & \varepsilon_1 \leq \varepsilon \leq 1, \end{cases} \quad (9)$$

где  $z$  – изображение  $\Delta t_{1ВН}(z, \varepsilon)$  получается преобразованием выражения (8);  $\varepsilon_1 = t_1/T$ .

Полагая в выражении (9)  $\varepsilon = \varepsilon_1$  и решая получающееся при этом уравнение, найдем величину

$$\Delta t_1(z, \varepsilon_1) = \frac{\Delta t_{1ВН}(z, \varepsilon_1)}{1 + z^{-1}W(z, 1)}, \quad (10)$$

входящую в правые части выражений (9).

Согласно (10) характеристическое уравнение замкнутой системы есть

$$1 + z^{-1}W(z, 1) = 0. \quad (11)$$

Для расчета переходных процессов необходимо воспользоваться  $z$ -изображением

$$\Delta u_{\text{вых}}(z, \varepsilon) = \Delta u_{\text{вых.возм}}(z, \varepsilon) + \begin{cases} z^{-1}u_{\text{вх}}W_{\phi}(z, 1 + \varepsilon - \varepsilon_1)\Delta t_1(z, \varepsilon_1), & 0 \leq \varepsilon \leq \varepsilon_1, \\ u_{\text{вх}}W_{\phi}(z, \varepsilon - \varepsilon_1)\Delta t_1(z, \varepsilon_1), & \varepsilon_1 \leq \varepsilon \leq 1, \end{cases} \quad (12)$$

где  $\Delta u_{\text{вых.возм}}(z, \varepsilon)$  –  $z$ -изображение составляющей выходного напряжения, вызванного возмущающими воздействиями  $\Delta u_{\text{вх}}(t)$  и  $\Delta i_{\text{нд}}(t)$ , и определяемое по изображению по Лапласу этой составляющей

$$\Delta u_{\text{вых.возм}}(p) = W_{\phi}(p)\Delta u_{\text{вх}}^* - \frac{W_{\phi}(p)}{G(p)}\Delta i_{\text{нд}}(p),$$

где  $W_{\phi}(z, \varepsilon)$  – дискретная передаточная функция  $LC$ -фильтра, определяемая по передаточной функции (1);  $z$ -изображение  $\Delta t_1(z, \varepsilon_1)$  определяется по формуле (10).

Предположим, что постоянная времени выходного конденсатора  $\tau_c$  скомпенсирована постоянной времени  $T_1$  усилителя ошибки, как это принято при синтезе системы [4]. Тогда передаточная функция непрерывной части (5) упрощается:

$$W(p) = \frac{K_{\text{НЧ}}(1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p)}{p(1 + 2\zeta_{\phi} T_{\phi} p + T_{\phi}^2 p^2)(1 + T_2 p)}. \quad (13)$$

Представим функцию  $W(p)$  суммой

$$W(p) = \frac{K_{\text{НЧ}}}{T_{\phi}^2 T_2} \left[ \frac{A_1 p + A_2}{(p + \alpha_{\phi})^2 + \omega_{\phi}^2} + \frac{A_3}{p} + \frac{A_4}{p + \frac{1}{T_2}} \right], \quad (14)$$

где коэффициенты разложения  $A_i$ , ( $i = 1, \dots, 4$ ), определяемые, например, методом неопределенных коэффициентов, имеют вид

$$A_1 = \frac{\left[ \frac{\tau_1 \tau_2 - (\tau_1 + \tau_2) T_2}{T_{\phi}^2} - (1 - 2\alpha_{\phi} T_2) \right] T_2 T_{\phi}^2}{1 - 2\alpha_{\phi} T_2 + \left( \frac{T_2}{T_{\phi}} \right)^2};$$

$$A_2 = \left[ \frac{\tau_1 \tau_2}{T_{\phi}^2} - 1 - \frac{(1 - 2\alpha_{\phi} T_2) A_1}{T_2 T_{\phi}^2} \right]; \quad (15)$$

$$A_3 = T_2 T_{\phi}^2; \quad A_4 = \frac{\left[ \frac{(\tau_1 + \tau_2) T_2 - \tau_1 \tau_2}{T_{\phi}^2} - \left( \frac{T_2}{T_{\phi}} \right)^2 \right] T_{\phi}^2 T_2}{1 - 2\alpha_{\phi} T_2 + \left( \frac{T_2}{T_{\phi}} \right)^2}.$$

Используя таблицу  $z$ -преобразований [13] для разложения (14), найдем дискретную передаточную функцию как смещенное  $z$ -преобразование

$$W(z, \varepsilon) = \frac{K_{\text{НЧ}} z}{T_{\phi}^2} \left[ A_1 d_1^{\varepsilon} \frac{z \cos \omega_{\phi} T - d_1 \cos(1 - \varepsilon) \omega_{\phi} T}{z^2 - 2z d_1 \cos \omega_{\phi} T + d_1^2} + \frac{A_2 - A_1 \alpha_{\phi}}{\omega_{\phi}} d_1^{\varepsilon} \frac{z \cos \omega_{\phi} T + d_1 \cos(1 - \varepsilon) \omega_{\phi} T}{z^2 - 2z d_1 \cos \omega_{\phi} T + d_1^2} + \frac{A_3}{z - 1} + \frac{A_4 d_2^{\varepsilon}}{z - d_2} \right], \quad (16)$$

где  $0 \leq \varepsilon \leq 1$ ,  $d_1 = e^{-\alpha_{\phi} T}$ ;  $d_2 = e^{-T/T_2}$ .

Анализ корней характеристического уравнения позволяет судить об устойчивости замкнутой системы и определить показатели качества переходных процессов, например, таких как степень устойчивости и колебательность [14, 16].

Подставляя в равенство (11) величину  $W(z, 1)$ , получаемую из (16) при  $\varepsilon = 1$ , приводим характеристическое уравнение к виду

$$z^4 + c_1 z^3 + c_2 z^2 + c_3 z + c_4 = 0 \quad (17)$$

с коэффициентами, определяемыми согласно (18).

Для получения обобщенных зависимостей введем относительные параметры

$$\theta_1 = \frac{\tau_1}{T}; \quad \theta_2 = \frac{\tau_2}{T}; \quad \theta_3 = \frac{T_2}{T}; \quad \theta_{\phi} = \frac{T_{\phi}}{T};$$

$$\alpha_{\phi} T_2 = \zeta_{\phi} \frac{T_2}{T_{\phi}} = \zeta_{\phi} \frac{\theta_3}{\theta_{\phi}}.$$

Тогда коэффициенты (18) рассчитываются по формулам (19), где

$$B_1 = \frac{A_1}{T_{\phi}^2 T_2} = \frac{\theta_1 \theta_2}{\theta_{\phi}^2} - \frac{\theta_3 (\theta_1 + \theta_2)}{\theta_{\phi}^2} - \left( 1 - \frac{2\zeta_{\phi} \theta_3}{\theta_{\phi}} \right) \frac{1}{1 - \frac{2\zeta_{\phi} \theta_3}{\theta_{\phi}} + \left( \frac{\theta_3}{\theta_{\phi}} \right)^2}; \quad (20.1)$$

$$\begin{aligned}
c_1 &= -\left[(d_2 + 1) + 2d_1 \cos \omega_\phi T\right] + \frac{K_{\text{НЧ}}}{T_\phi^2 T_2} \left( d_1 A_1 \cos \omega_\phi T + \frac{A_2 - A_1 \alpha_\phi}{\omega_\phi} d_1 \sin \omega_\phi T + A_3 + A_4 d_2 \right); \\
c_2 &= d_1^2 + d_2 + 2d_1 (d_2 + 1) \cos \omega_\phi T - \frac{K_{\text{НЧ}}}{T_\phi^2 T_2} \left[ A_1 d_1^2 + d_1 \left( A_1 \cos \omega_\phi T + \frac{A_2 - A_1 \alpha_\phi}{\omega_\phi} \sin \omega_\phi T \right) \times \right. \\
&\quad \left. \times (d_2 + 1) + 2d_1 (A_3 + A_4 d_2) \cos \omega_\phi T + (A_3 + A_4) d_2 \right]; \\
c_3 &= -\left[ d_1^2 (d_2 + 1) + 2d_1 d_2 \cos \omega_\phi T \right] + \frac{K_{\text{НЧ}}}{T_\phi^2 T_2} d_1 d_2 \left[ \left( A_1 \cos \omega_\phi T + \frac{A_2 - A_1 \alpha_\phi}{\omega_\phi} \sin \omega_\phi T \right) + \right. \\
&\quad \left. + A_1 d_1^2 (d_2 + 1) + d_1^2 (A_3 + A_4 d_2) + 2d_1 d_2 (A_3 + A_4) \cos \omega_\phi T \right]; \\
c_4 &= d_1^2 d_2.
\end{aligned} \tag{18}$$

$$\begin{aligned}
c_1 &= -\left[ (d_2 + 1) + 2d_1 \cos \frac{\sqrt{1 - \zeta_\phi^2}}{\theta_\phi} \right] + \left[ K_{\text{НЧ}} d_1 B_1 \cos \frac{\sqrt{1 - \zeta_\phi^2}}{\theta_\phi} + d_1 \left( B_2 \frac{\theta_\phi}{\theta_\phi \sqrt{1 - \zeta^2}} - B_1 \frac{\zeta_\phi}{\phi \sqrt{1 - \zeta^2}} \right) \sin \frac{\sqrt{1 - \zeta_\phi^2}}{\theta_\phi} + B_3 + B_4 d_2 \right]; \\
c_2 &= d_1^2 + d_2 + 2d_1 (d_2 + 1) \cos \frac{\sqrt{1 - \zeta_\phi^2}}{\theta_\phi} - K_{\text{НЧ}} \left\{ B_1 d_1^2 + d_1 \left[ B_1 \cos \frac{\sqrt{1 - \zeta_\phi^2}}{\theta_\phi} + \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + \left( B_2 \frac{\theta_\phi}{\theta_\phi \sqrt{1 - \zeta_\phi^2}} - B_1 \frac{\zeta_\phi}{\phi \sqrt{1 - \zeta^2}} \right) \sin \frac{\sqrt{1 - \zeta_\phi^2}}{\theta_\phi} \right] (d_2 + 1) + 2d_1 (B_3 + B_4 d_2) \cos \frac{\sqrt{1 - \zeta_\phi^2}}{\theta_\phi} + (B_3 + B_4) d_2 \right\}; \\
c_3 &= -\left[ d_1^2 (d_2 + 1) + 2d_1 d_2 \cos \frac{\sqrt{1 - \zeta_\phi^2}}{\theta_\phi} \right] + K_{\text{НЧ}} d_1 d_2 \left\{ \left[ B_1 \cos \frac{\sqrt{1 - \zeta_\phi^2}}{\theta_\phi} + \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + \left( B_2 \frac{\theta_\phi}{\theta_\phi \sqrt{1 - \zeta^2}} - B_1 \frac{\zeta_\phi}{\phi \sqrt{1 - \zeta^2}} \right) \sin \frac{\sqrt{1 - \zeta_\phi^2}}{\theta_\phi} \right] + B_1 d_1^2 (d_2 + 1) + d_1^2 (B_3 + B_4 d_2) + \right. \\
&\quad \left. + 2d_1 d_2 (B_3 + B_4) \cos \frac{\sqrt{1 - \zeta_\phi^2}}{\theta_\phi} \right\}; \\
c_4 &= d_1^2 d_2.
\end{aligned} \tag{19}$$

$$B_2 = \frac{A_2}{T_\Phi^2} = \left[ \frac{\theta_1 \theta_2}{\theta_\Phi^2} - 1 - \left( 1 - \frac{2\zeta_\Phi \theta_3}{\theta_\Phi} \right) B_1 \right]; \quad (20.2)$$

$$B_3 = \frac{A_3}{T_\Phi^2 T_2} = 1; \quad (20.3)$$

$$B_4 = \frac{A_4}{T_\Phi^2 T_2} = \frac{\frac{(\theta_1 + \theta_2)\theta_3}{\theta_\Phi^2} - \frac{\theta_1 \theta_2}{\theta_\Phi^2} - \left( \frac{\theta_3}{\theta_\Phi} \right)^2}{1 - \left( 1 - \frac{2\zeta_\Phi \theta_3}{\theta_\Phi} \right) + \left( \frac{\theta_3}{\theta_\Phi} \right)^2}; \quad (20.4)$$

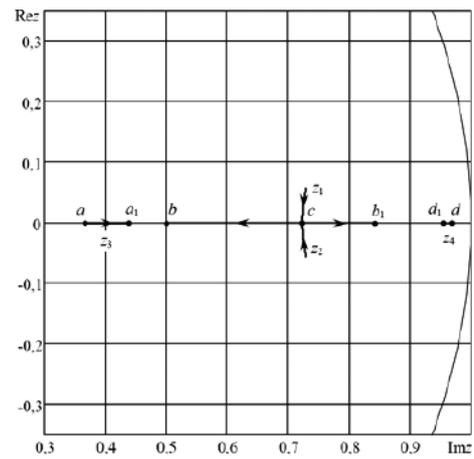
$$d_1 = e^{-\frac{\zeta_\Phi}{\theta_\Phi}}; \quad (20.5)$$

$$d_2 = e^{-\frac{1}{\theta_3}}. \quad (20.6)$$

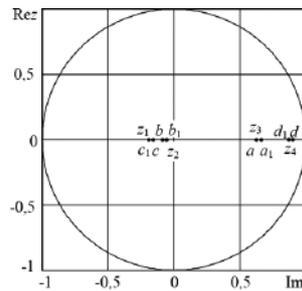
В качестве примера рассмотрим один из вариантов синтезированной в [3, 4] системы с коэффициентом усиления разомкнутого контура непрерывной модели  $K = 1,6 \cdot 10^5 \text{ с}^{-1}$ , частотой среза логарифмической амплитудно-частотной характеристики (ЛАЧХ)  $\omega_{\text{ср}} = 4 \cdot 10^4 \text{ рад/с}$  ( $f_{\text{ср}} = 6,36 \text{ кГц}$ ), в которой также принято  $\theta_\Phi = \theta_1$ . При частоте переключений  $f = 100 \text{ кГц}$  коэффициент усиления непрерывной части импульсной модели (рис. 1) составит  $K_{\text{ИЧ}} = K/f = 1,6$ , а округленные значения относительных параметров  $\theta_\Phi = \theta_1 = 27$ ;  $\theta_2 = 8$ ;  $\theta_3 = 0,6$ .

На рис. 2а–в представлены расчетные годографы корней характеристического уравнения (17) при значениях параметров  $\theta_\Phi = \theta_1 = 27$ ;  $\theta_2 = 8$ ;  $\theta_3 = 0,6$ , полученных в результате синтеза с использованием непрерывной структурной динамической модели преобразователя [3, 4], и значениях частоты переключений  $f = 100 \text{ кГц}$  (а),  $35 \text{ кГц}$  (б) и  $25 \text{ кГц}$  (в). Корни отображаются точками на комплексной плоскости. Ветви годографов получены при плавном изменении коэффициента демпфирования LC-фильтра  $\theta_\Phi$  от 0,1 до 0,9.

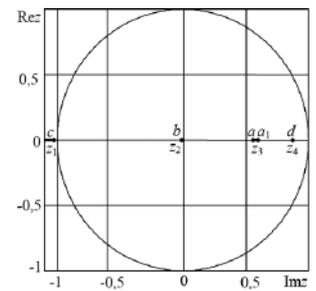
Как видно из рис. 2,а, при  $f = 100 \text{ кГц}$ , что соответствует  $f/f_{\text{ср}} = 15,7$ , все корни  $z_1 - z_4$  остаются внутри единичного круга, что означает устойчивость системы. Часть ветви годографа для корня  $z_1$  находится выше действительной оси, для корня  $z_2$  – ниже этой оси, корни  $z_3, z_4$  всегда находятся на действительной оси. Корни  $z_1, z_2$  с увеличением  $\zeta_\Phi$  движутся по направлению к действительной оси и сливаются в точке  $c$ , после чего один корень движется влево до точки  $b$  ( $\zeta_\Phi = 0,9$ ), другой – вправо до точки  $b_1$  ( $\zeta_\Phi = 0,9$ ). При увеличении  $\zeta_\Phi$  корень  $z_3$  движется слева направо по действительной оси. Точка  $a$  соответствует начальному положению корня  $z_3$  ( $\zeta_\Phi = 0,1$ ), точка  $a_1$  – конечному ( $\zeta_\Phi = 0,9$ ). Корень  $z_4$  движется по действительной оси от точки  $d$  ( $\zeta_\Phi = 0,1$ ) до точки  $d_1$  ( $\zeta_\Phi = 0,9$ ).



а



б



в

Рис. 2. Годографы корней характеристического уравнения замкнутой системы при изменении коэффициента демпфирования LC-фильтра и  $f = 100 \text{ кГц}$  (а);  $f = 35 \text{ кГц}$  (б);  $f = 25 \text{ кГц}$  (в)

С уменьшением частоты переключений от значения  $f = 100 \text{ кГц}$  до примерно  $f = 50 \text{ кГц}$  ( $f/f_{\text{ср}} = 7,85$ ) качественная картина годографов меняется мало. Затем появляются комплексно-сопряженные корни  $z_1, z_2$  с отрицательной вещественной частью, которые с увеличением  $\zeta_\Phi$  движутся по направлению к действительной оси; после этого корни  $z_1, z_2$  сливаются, а затем превращаются в вещественные,двигающиеся по оси в разные стороны как на рис. 2б. С появлением отрицательных вещественных корней в переходном процессе системы появляются колебательные составляющие с частотой  $f/2$  (колебания на основной субгармонике).

Как видно из рис. 2б для  $f = 35 \text{ кГц}$  ( $f/f_{\text{ср}} = 5,5$ ) все четыре корня находятся на действительной оси и смещаются незначительно, оставаясь внутри единичного круга, что означает устойчивость системы. Корни  $z_1, z_2$  перемещаются в интервалах  $(c, c_1)$ ,  $(b, b_1)$ , при этом  $c$  – начальное положение корня  $z_1$  при  $\theta_1 = 9,45$ ;  $\theta_2 = 2,8$ ;  $\theta_3 = 0,21$ ,  $\zeta_\Phi = 0,1$ ;  $c_1$  – конечное положение корня  $z_1$  при  $\theta_1 = 9,45$ ;  $\theta_2 = 2,8$ ;  $\theta_3 = 0,21$ ,  $\zeta_\Phi = 0,9$ ;  $b$  – начальное положение корня  $z_2$  при  $\theta_1 = 9,45$ ;  $\theta_2 = 2,8$ ;  $\theta_3 = 0,21$ ,  $\zeta_\Phi = 0,1$ ;  $b_1$  – конечное положение корня  $z_2$  при  $\theta_1 = 9,45$ ;  $\theta_2 = 2,8$ ;  $\theta_3 = 0,21$ ,  $\zeta_\Phi = 0,9$ . Корни  $z_3, z_4$  перемещаются в интервалах  $(a, a_1)$ ,  $(d, d_1)$ , при этом  $a$  – начальное

положение корня  $z_3$  при  $\theta_1 = 9,45; \theta_2 = 2,8; \theta_3 = 0,21$ ,  $\zeta_\phi = 0,1$ ;  $a_1$  – конечное положение корня  $z_3$  при  $\theta_1 = 9,45; \theta_2 = 2,8; \theta_3 = 0,21$ ,  $\zeta_\phi = 0,9$ ;  $d$  – начальное положение корня  $z_4$  при  $\theta_1 = 9,45; \theta_2 = 2,8; \theta_3 = 0,21$ ,  $\zeta_\phi = 0,1$ ;  $d_1$  – конечное положение корня  $z_4$  при  $\theta_1 = 9,45; \theta_2 = 2,8; \theta_3 = 0,21$ ,  $\zeta_\phi = 0,9$ .

С уменьшением частоты переключений до  $f = 25 \text{ кГц}$  ( $f/f_{cp} = 3,9$ ) корень  $z_1$  выходит из единичного круга слева, и система становится неустойчивой (рис. 2в). Как видно из рис. 2в, корень  $z_3$  перемещается в интервале  $(a, a_1)$ , а корни  $z_2, z_4$  незначительно перемещаются вблизи точек  $b$  и  $d$  соответственно. При увеличении  $\zeta_\phi$  от 0,1 до 0,9 корень  $z_1$  движется слева направо до точки  $c$ , оставаясь при этом все время вне единичного круга, т. е. система остается неустойчивой.

Из рис. 2б и в следует, что корни  $z_1$  и  $z_4$  сильно влияют на динамику системы, а корень  $z_2$  наиболее близкий к началу координат, слабо влияет на динамику.

Для построения амплитудно-фазочастотных характеристик (АФЧХ) разомкнутой системы  $W^*(j\omega_{вх})$  воспользуемся равенством

$$W^*(j\omega_{вх}) = z^{-1}W(z,1) \Big|_{z=e^{j\omega_{вх}T}}, \quad (21)$$

из которого с учетом (16) и (20) получим

$$W^*(j\omega_{вх}) = K_{НЧ} \left[ B_1 d_1 \frac{e^{j\omega_{вх}T} \cos \sqrt{1-\zeta_\phi^2}}{\theta_\phi} + \frac{e^{j2\omega_{вх}T} - 2e^{j\omega_{вх}T} d_1 \cos \sqrt{1-\zeta_\phi^2} + d_1^2}{\theta_\phi} + \left( B_2 \frac{\theta_\phi}{\theta_\phi \sqrt{1-\zeta^2}} - B_1 \frac{\zeta_\phi}{\phi \sqrt{1-\zeta^2}} \right) \times \frac{e^{j\omega_{вх}T} \sin \sqrt{1-\zeta_\phi^2}}{\theta_\phi} + \frac{e^{j2\omega_{вх}T} - 2e^{j\omega_{вх}T} d_1 \cos \sqrt{1-\zeta_\phi^2} + d_1^2}{\theta_\phi} + \frac{1}{e^{j\omega_{вх}T} - 1} + \frac{B_4 d_2}{e^{j\omega_{вх}T} - d_2} \right], \quad (22)$$

где  $\omega_{вх} = 2\pi f_{вх}$  – круговая частота входного сигнала.

На рис. 3а представлены расчетные АФЧХ для разомкнутой дискретной модели при значениях параметров, полученных в результате синтеза по непрерывной модели [3, 4],  $K_{НЧ} = 1,6$ ;  $\zeta_\phi = \theta_1 = 27$ ;  $\theta_2 = 8$ ;  $\theta_3 = 0,6$  и трех значениях коэффициента демпфирования  $LC$ -фильтра  $\zeta_\phi$ .

В связи с тем, что исследуемая система обладает астатизмом первого порядка, т. е. разомкнутая система нейтральна, для суждения об устойчивости АФЧХ необходимо дополнить дугой окружности бесконечного радиуса, расположенной в 4-м квадранте [4].

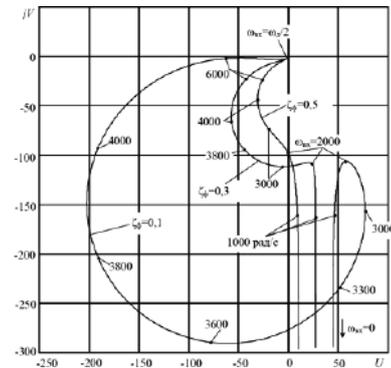
Поскольку по АФЧХ на рис. 3а трудно судить об их поведении вблизи точки  $(-1, j0)$ , на рис. 3б приведены их участки вблизи этой точки.

Из рис. 3б видно, что синтезированная система устойчива при всех значениях  $\zeta_\phi = 0,1 - 0,9$ . По рис. 3б находим частоту среза  $\omega_{cp} \approx 5 \cdot 10^4 \text{ рад/с}$ .

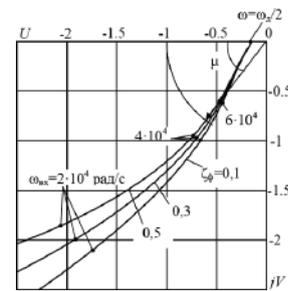
Рис. 3, в и г иллюстрируют периодичность АЧХ в исследуемой системе при изменении частоты в диапазоне  $-\infty < \omega_{вх} < \infty$ .

Определим запас устойчивости по фазе, построив амплитудно-частотную (АЧХ) и фазочастотную (ФЧХ)  $\varphi(\omega_{вх})$  характеристики разомкнутого контура (рис. 4а).

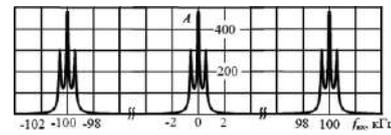
Запас устойчивости по фазе определяется на частоте среза, как показано на рис. 4а. Параметр



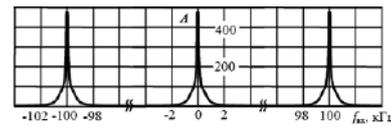
а



б

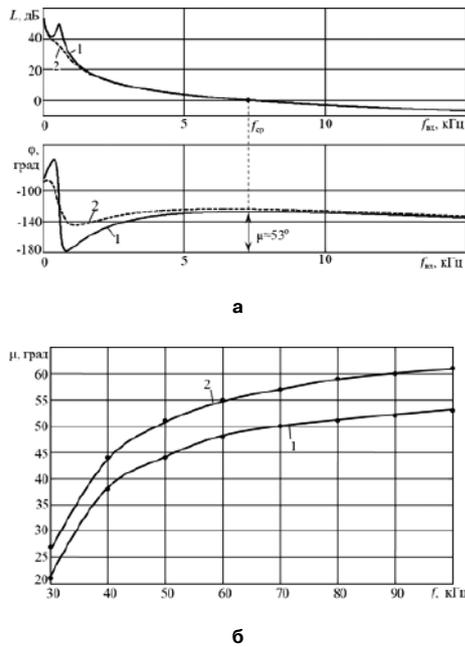


в



г

Рис. 3. АФЧХ разомкнутой дискретной системы при  $f = 100 \text{ кГц}$  и различных значениях коэффициента демпфирования  $LC$ -фильтра  $\zeta_\phi$  (а); фрагмент АФЧХ разомкнутой системы вблизи точки  $(-1, j0)$  (б); АЧХ разомкнутой системы при  $\zeta_\phi = 0,1$  (в) и  $\zeta_\phi = 0,5$  (г)



**Рис. 4.** АЧХ и ФЧХ разомкнутой дискретной системы при  $f = 100$  кГц и различных значениях коэффициента демпфирования LC-фильтра  $\zeta_\phi = 0,1$  (1) и  $\zeta_\phi = 0,5$  (2) (а); зависимость запаса устойчивости по фазе  $\mu$  от частоты переключений при значениях параметров синтезированной системы и  $\zeta_\phi = 0,1$  (1);  $\zeta_\phi = 0,9$  (2) (б)

$\mu$  характеризуется величиной фазового сдвига между линией  $(-180^\circ)$  и значением ФЧХ. Запас устойчивости по фазе при значениях параметров синтезированной системы и  $\zeta_\phi = 0,1$  равен  $\mu \approx 53^\circ$ . Найденные частота среза  $\omega_{cp}$  и запас устойчивости по фазе  $\mu$  с приемлемой для практики точностью соответствует значениям, полученным при синтезе по непрерывной модели [4],  $\mu \approx 60^\circ$ ,  $\omega_{cp} \approx 4 \cdot 10^4$  рад/с.

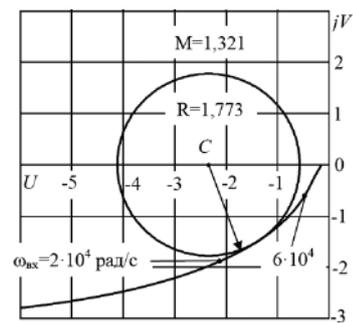
Одной из удобных для практики частотных оценок качества процессов является коэффициент колебательности  $M$ , представляющий собой максимальное значение АЧХ замкнутой системы. Коэффициент  $M$  может быть определен по АФЧХ разомкнутой системы  $W^*(j\omega_{вх}) = U(\omega_{вх}) + jV(\omega_{вх})$  путем построения на плоскости  $(U, V)$  линий постоянных значений  $M$ , касающихся АФЧХ и представляющих собой окружности радиуса  $R$  с центром в точке  $U = C$  [14], где

$$R = \frac{M}{M^2 - 1}; \quad C = -\frac{M^2}{M^2 - 1}.$$

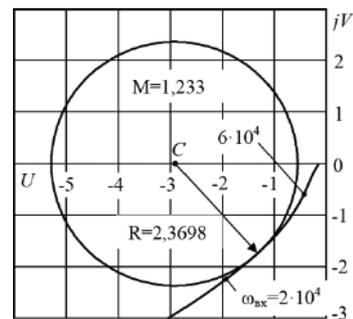
Для определения коэффициента  $M$  задаемся его значениями, рассчитываем по этим формулам значения  $R$  и  $C$  и строим саму окружность. Постепенно увеличивая значение  $M$ , начиная, например, от значения  $M = 1,1$ , находим окружность, касающуюся кривой АФЧХ, которая и соответствует искомому максимальному значению  $M$  (рис. 5а, б). Приемлемые на практике переходные процессы в замкнутой системе обычно достигаются при  $M = 1,2 \dots 1,4$  [14].

Поскольку с ростом  $M$  значения  $R$  и  $|C|$  уменьшаются, дальнейшее увеличение  $M$  приведет к тому, что построенные окружности перестанут касаться показанных на рис. 5а, б АФЧХ.

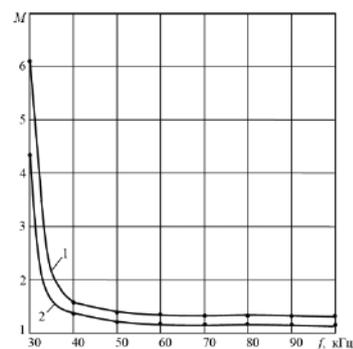
Как видно из рис. 5, в, коэффициент колебательности  $M$  растет с уменьшением частоты переключений  $f$ . При частоте  $f = 100$  кГц ( $f/f_{cp} = 15,7$ ) коэффициенты колебательности, найденные по непрерывной и дискретной моделям, примерно совпадают. С уменьшением  $f$  коэффициент  $M$  растет, при частоте  $f = 25$  кГц ( $f/f_{cp} = 3,9$ ) коэффициент колебательности  $M$  достигает значений 5...6, т. е. существенно отличается от значений, полученных по непрерывной модели.



**а**



**б**



**в**

**Рис. 5.** Участки АФЧХ и окружности постоянных значений коэффициента колебательности  $M$ , касающиеся АФЧХ и иллюстрирующие определение значений  $M$ :  $f = 100$  кГц,  $\theta_1 = 27$ ,  $\theta_2 = 8$ ,  $\theta_3 = 0,6$ ,  $\zeta_\phi = 0,1$  (а),  $\zeta_\phi = 0,5$  (б); зависимости  $M$  от частоты переключений  $f$ :  $\zeta_\phi = 0,1$  (1),  $\zeta_\phi = 0,9$  (2) (в)

Таким образом, проведенные исследования показали, что:

1. При отношении частоты переключений  $f$  к частоте среза АЧХ резонансного контура непрерывной модели  $f_{cp}$ , превышающем значение  $f/f_{cp} = 10$ , динамические показатели качества систем мало отличаются от значений, вычисленных по непрерывной модели, которая не позволяет определить влияние частоты  $f$  на характеристики системы.

2. С уменьшением частоты переключений запас устойчивости по фазе  $\mu$  уменьшается, сначала медленно, а начиная от значения  $f/f_{cp} \approx 6...7$  — достаточно резко; коэффициент колебательности  $M$  с уменьшением частоты растет, достигая при  $f/f_{cp} \approx 5...6$  неприемлемых на практике значений  $M > 1,4$ .

#### Литература

1. *Чемпи П.* Проектирование ключевых источников электропитания / Пер. с англ. — М.: Энергоатомиздат, 1990. — 240 с.

2. *Brown M.* Power Supply Cookbook. — Second Edition. — Newnes, 2001. — 265 p.

3. *Белов Г. А., Серебрянников А. В., Павлова А. А.* К синтезу одноконтурных систем управления понижающими импульсными преобразователями // Практическая силовая электроника, №2 (50), 2013, С. 26–33.

4. *Белов Г. А., Серебрянников А. В., Павлова А. А.* Синтез одноконтурной системы управления понижающим импульсным преобразователем // Практическая силовая электроника, №3 (51), 2013, С. 9–15.

5. *Белов Г. А.* Динамика импульсных преобразователей. — Чебоксары: Изд-во Чуваш. гос. ун-та, 2001. — 528 с.

6. *Белов Г. А.* Структурные модели и исследование динамики импульсных преобразователей // Электричество, № 4, 2008, С. 40–49.

7. *Иванов А. Г., Белов Г. А., Сергеев А. Г.* Системы управления полупроводниковыми преобразователями. — Чебоксары: Изд-во Чуваш. гос. ун-та, 2010. — 448 с.

8. *Белов Г. А., Малинин Г. В.* Математическое моделирование и исследование динамики импульсных преобразователей // Электричество, №6, С. 40–52.

9. *Белов Г. А., Серебрянников А. В.* Синтез понижающего импульсного преобразователя с одноконтурной системой управления и его исследование на компьютерной модели // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: Материалы 10-й Всероссийской научно-технической конференции. — Чебоксары: Изд-во Чуваш. гос. ун-та, 2013, С. 132–147.

10. *Ту Ю.* Цифровые и импульсные системы автоматического управления / Пер. с англ. — М.: Машиностроение, 1964. — 703 с.

11. *Иванов В. А., Ющенко А. С.* Теория дискретных систем автоматического управления. — М.: Наука, 1983. — 336 с.

12. *Белов Г. А.* Теория автоматического управления. Дискретные и нелинейные системы автоматического управления: учеб. пособие. — Чебоксары: Изд-во Чуваш. гос. ун-та, 2009. — 448 с.

13. *Бессекерский В. А.* Цифровые автоматические системы. — М.: Наука, 1976. — 576 с.

14. *Попов Е. П.* Теория линейных систем автоматического регулирования и управления: учеб. пособие для вузов. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1989. — 304 с.

15. *Косякин А. А., Шамриков Б. М.* Колебания в цифровых автоматических системах. — М.: Наука, 1983. — 336 с.

16. *Цыпкин Я. З.* Теория линейных импульсных систем. — М.: Физматлит, 1963. — 968 с.

**Белов Геннадий Александрович**, д. т. н., профессор, зав. кафедрой промышленной электроники Чувашского государственного университета имени И. Н. Ульянова, тел.: +7 960-301-09-21, e-mail: belovga\_chuvsu@rambler.ru;

**Абрамов Сергей Владимирович**, магистр-инженер, аспирант кафедры промышленной электроники Чувашского государственного университета имени И. Н. Ульянова, тел.: +7 961-345-49-95, e-mail: dim\_dein@bk.ru.

П. А. Воронин, И. П. Воронин, Д. В. Рожков

## ПРИМЕНЕНИЕ РЕЗОНАНСНОЙ КОММУТАЦИИ В МНОГОУРОВНЕВЫХ ИНВЕРТОРАХ

P. A. Voronin, I. P. Voronin,  
D. V. Rozhkov

Implementation of soft switching techniques  
for multilevel inverters

Рассмотрено применение типовых схем резонансной коммутации в многоуровневых инверторах напряжения с фиксирующими диодами. Математически обоснована способность схем мягкой (резонансной) коммутации обеспечивать поглощение распределенной паразитной индуктивности в контурах коммутации. Представлен метод формирования эквивалентных полумостов в многоуровневых инверторах напряжения с симметричной схемой включения фиксирующих диодов. Впервые показано применение типовых решений резонансной коммутации для многоуровневых инверторов напряжения с симметричной схемой включения фиксирующих диодов. Сформулированы требования к фиксирующим диодам многоуровневого инвертора при применении резонансной коммутации.

**Ключевые слова:** многоуровневый инвертор напряжения, паразитная индуктивность, контур коммутации, резонансная коммутация, эквивалентный полумост, симметричная схема.

The authors have shown an implementation of typical soft switching topologies in NPC-type multilevel invertors with symmetrical diode connection. The ability of soft-switched structures to absorb distributed stray inductance in commutation loops is mathematically proved. The method of equivalent half-bridges in NPC-type multilevel invertors with symmetrical diode connection is presented. For the first time the implementation of generic soft-switch solutions for multilevel voltage invertors with symmetrical diode connection is presented. The requirements to fixing diodes of multilevel inverter with soft-switching techniques are stated.

**Key words:** multilevel voltage inverter, stray inductance, switching circuit, soft switching, equivalent half-bridge, symmetrical diode connection.

Процессы коммутации в многоуровневом автономном инверторе напряжения (МАИН), выполненном по схеме с фиксированной нулевой точкой (NPC-типа), для каждого из основных этапов работы могут быть сведены к процессу коммутации в эквивалентной полумостовой схеме [1]. Данное свойство многоуровневых инверторов позволяет применять к ним типовые решения, обеспечивающие мягкую (резонансную) коммутацию для полумостовых схем [2, 3]. Использование явления резонанса в процессе коммутации позволяет исключить влияние паразитной индуктивности в “длинных” контурах коммутации и возникающие при этом перенапряжения, которые характерны для многоуровневых схем NPC-типа и являются их главной технической проблемой.

На рис. 1 приведены типовые схемы резонансной коммутации (РК) с переключением при нулевом

напряжении – ПНН [2] (рис. 1а) и нулевом токе – ПНТ [3] (рис. 1б), которые находят наиболее широкое применение в мощных преобразователях. Обоснованность применения данных схем в многоуровневых инверторах напряжения и их способность обеспечивать поглощение распределенной паразитной индуктивности в контурах коммутации представим с помощью математических соотношений, связывающих параметры резонансной цепи с паразитной индуктивностью схемы.

### Схема резонансной коммутации с переключением при нулевом напряжении (ПНН)

На рис. 2 представлена схема ПНН в момент времени, при котором основной транзистор  $T_n$  находится в выключенном состоянии.

В данной схеме диод  $D_n$  является обратным диодом основного транзистора  $T_n$ , элементы  $C_k$ ,

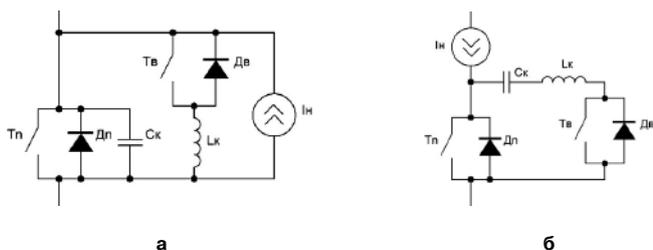


Рис. 1. Схемы резонансной коммутации с переключением при нулевом напряжении (а) и нулевом токе (б)

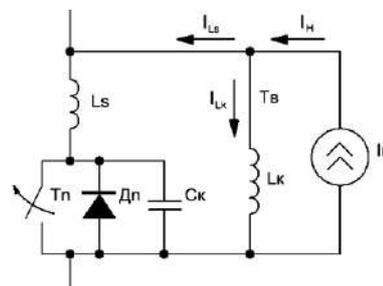


Рис. 2. Схема резонансной коммутации с переключением при нулевом напряжении

$L_k$  – пассивные элементы резонансной цепи,  $T_B$  – вспомогательный транзистор,  $L_s$  – паразитная индуктивность в контуре коммутации.

Чтобы обеспечить включение основного транзистора  $T_n$  при нулевом напряжении, на относительно короткий интервал времени подключают вспомогательный ключ  $T_B$  и с помощью резонансного процесса разряжают выходную емкость ключа.

Для данного интервала времени справедлива следующая система уравнений:

$$I_{L_s} = C_k \frac{dU_{C_k}}{dt}; \quad (1)$$

$$I_H = I_{L_s} + I_{L_k} = C_k \frac{dU_{C_k}}{dt} + I_{L_k}; \quad (2)$$

$$U_{C_k} = U_{L_k} - U_{L_s} = L_k \frac{dI_{L_k}}{dt} - L_s \frac{dI_{L_s}}{dt}; \quad (3)$$

Дифференцируя уравнение (2), получаем:

$$0 = C_k \frac{d^2 U_{C_k}}{dt^2} + \frac{dI_{L_k}}{dt}. \quad (4)$$

Подставляя (1) и (4) в (3) получаем итоговое уравнение резонансного процесса ПНН:

$$U_{C_k} + C_k (L_k + L_s) \frac{d^2 U_{C_k}}{dt^2} = 0. \quad (5)$$

Принимая во внимание, что  $L_k \gg L_s$ , уравнение (5) доказывает, что в процессе резонансной коммутации обеспечивается поглощение распределенной паразитной индуктивности контура индуктивностью резонансного дросселя.

В переходном процессе выключения коммутация основного ключа  $T_n$  протекает при условно нулевом напряжении, при котором скорость нарастания напряжения на ключе демпфируется относительно большой емкостью конденсатора резонансной цепи  $C_k$ . При этом влияние паразитной индуктивности контура коммутации  $L_s$  на амплитуду перенапряжения на основном ключе  $T_n$  существенно снижено за счет способности резонансного конденсатора поглощать энергию, накопленную в индуктивности  $L_s$ . Величину перенапряжения при этом можно оценить по формуле:

$$\Delta U = I_H \sqrt{\frac{L_s}{C_k}}. \quad (6)$$

**Схема резонансной коммутации с переключением при нулевом токе (ПНТ)**

На рис. 3 представлена схема ПНТ в момент времени, при котором основной транзистор  $T_n$  находится во включенном состоянии и через него протекает ток нагрузки.

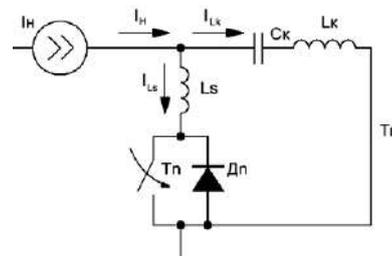


Рис. 3. Схема резонансной коммутации с переключением при нулевом токе

В приведенной схеме диод  $D_n$  является обратным диодом основного транзистора  $T_n$ , элементы  $C_k$ ,  $L_k$  – пассивные элементы резонансной цепи,  $T_B$  – вспомогательный транзистор,  $L_s$  – паразитная индуктивность в контуре коммутации.

Чтобы обеспечить выключение основного транзистора  $T_n$  при нулевом токе, на относительно короткий интервал времени подключают вспомогательный ключ  $T_B$ , и с помощью резонансного процесса производят сброс тока в выходной цепи основного ключа.

Для данного интервала времени справедлива следующая система уравнений:

$$I_H = I_{L_s} + I_{L_k}; \quad (7)$$

$$U_{C_k} = U_{L_s} - U_{L_k} = L_s \frac{dI_{L_s}}{dt} - L_k \frac{dI_{L_k}}{dt}. \quad (8)$$

Дифференцируя уравнение (7), получаем:

$$0 = \frac{dI_{L_s}}{dt} + \frac{dI_{L_k}}{dt}. \quad (9)$$

Подставляя (9) в (8) получаем итоговое уравнение резонансного процесса ПНТ:

$$I_{L_k} + C_k (L_k + L_s) \frac{d^2 I_{L_k}}{dt^2} = 0. \quad (10)$$

Принимая во внимание, что  $L_k \gg L_s$ , уравнение (10) доказывает, что в процессе резонансной коммутации обеспечивается поглощение распределенной паразитной индуктивности контура индуктивностью резонансного дросселя.

Скорость изменения напряжения на выключенном транзисторе  $T_n$  определяется скоростью перезаряда конденсатора резонансной цепи  $C_k$  током нагрузки. При этом влиянием паразитной индуктивности  $L_s$  на всплеск перенапряжения можно пренебречь, поскольку коммутация основного транзистора протекает при нулевом токе, когда энергия, запасенная в индуктивности  $L_s$ , практически равна нулю.

Топология полумостовых схем с резонансной коммутации ПНН и ПНТ применительно к отдельной фазе инвертора напряжения показана на рис. 4а и рис. 4б соответственно.

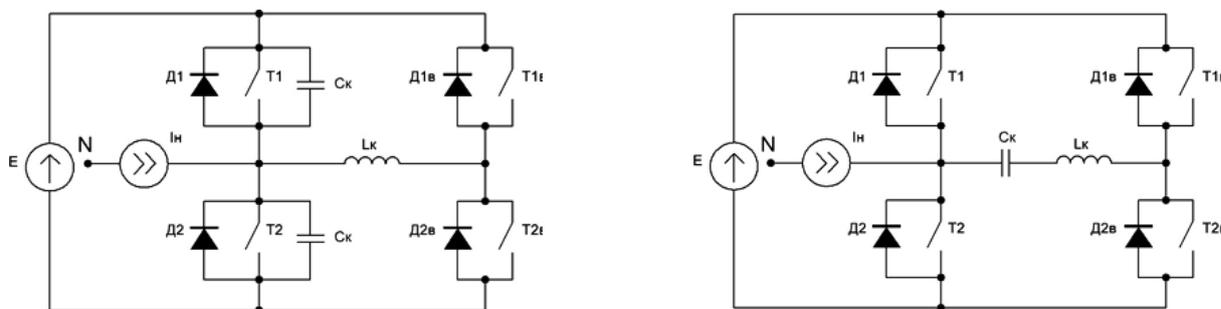


Рис. 4. Применение резонансной коммутации ПНН (а) и ПНТ (б) в полумостовой схеме

Для практического применения резонансной коммутации в многоуровневом инверторе напряжения необходимо видоизменить топологию подключения фиксирующих диодов в схеме МАИН. Рассмотрим, как при этом формируются эквивалентные полумостовые схемы.

Типовая схема подключения фиксирующих диодов [1] представляет собой  $(n - 2)$  стойки  $(n - \text{число уровней инвертора})$ , состоящих из двух последовательно соединенных диодов, средняя точка которых подключена к общей точке питающих конденсаторов (рис. 5а). Общее число фиксирующих диодов в такой схеме составляет  $2(n - 2)$ . Подобная схема подключения фиксирующих диодов имеет существенный недостаток – неравномерное распределение напряжения, прикладываемого к ним.

Так при реализации ШИМ на ключе Т1 в схеме 5-уровневого инвертора (рис. 5а) к фиксирующему диоду первой стойки Д1<sub>ф</sub> прикладывается обратное напряжение, равное  $E/4$ , в то время, как к диоду третьей стойки Д5<sub>ф</sub> прикладывается напряжение  $3E/4$  (утолщенная линия на рис. 5а).

Общая зависимость обратного напряжения фиксирующих диодов от числа уровней инвертора  $n$  и порядкового номера стойки  $k$  выражается формулой (11):

$$V_D = \frac{n-1-k}{n-1} E, \tag{11}$$

где  $k = 1, \dots, n - 2$ .

Для устранения эффекта неравномерного распределения напряжения между фиксирующими диодами применяют топологии, приведенные на рис. 5б и 5в.

В схеме с последовательным соединением диодов (рис. 5б) проблема неравномерности распределения напряжения решается принудительным дроблением повышенного напряжения между  $k$  последовательно соединенными диодами, т. е. количество диодов увеличивается в  $k$  раз в зависимости от номера диодной стойки.

В свою очередь в схеме с симметричным соединением фиксирующих диодов (рис. 5в) стойку из  $k$  последовательно соединенных диодов образуют

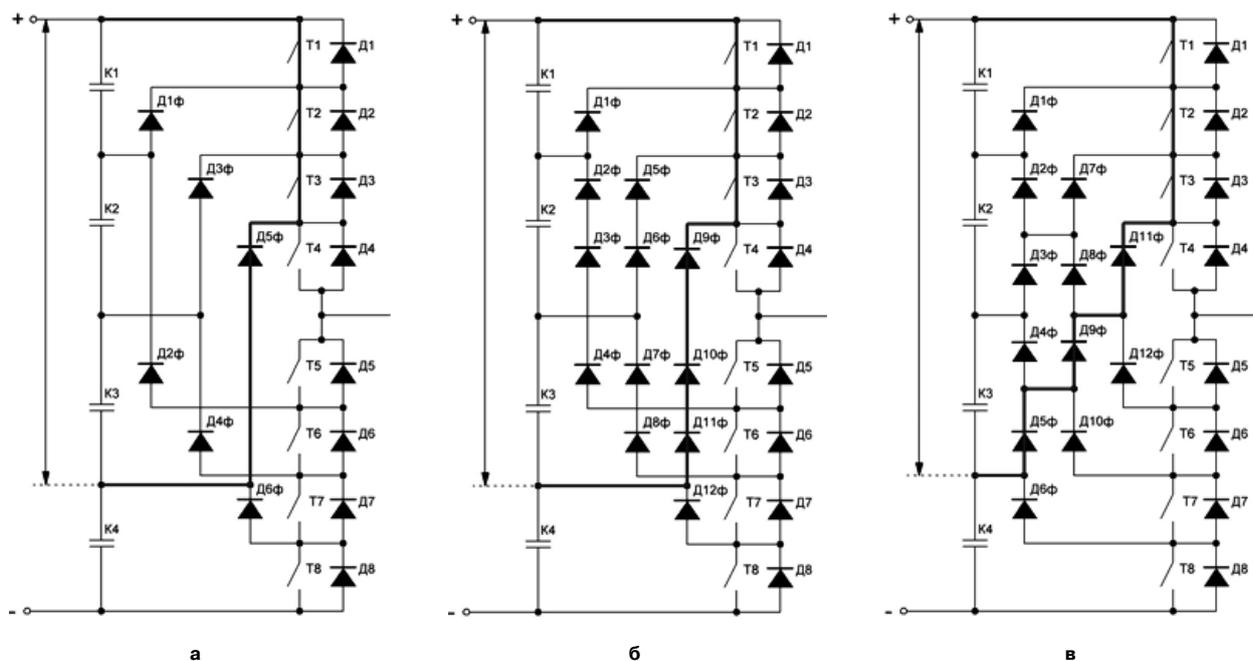


Рис. 5. Схемы подключения фиксирующих диодов

рабочие контуры, изменяющие число последовательно соединенных диодов при работе различных ключей схемы.

Контуры распределения обратного напряжения на рис. 5б и 5в выделены утолщенными линиями.

Следует, что количество диодов в схемах с последовательным и симметричным соединением диодов увеличивается по сравнению со схемой, приведенной на рис. 5а, и определяется формулой (12):

$$m = (n-1)(n-2). \quad (12)$$

Тогда увеличение числа диодов при переходе к схемам с распределением обратного напряжения можно определить как:

$$\Delta m = (n-1)(n-2) - 2(n-2) = (n-2)(n-3). \quad (13)$$

Для построения многоуровневого инвертора напряжения по схеме, приведенной на рис. 5б, требуется подбор идентичных по параметрам диодов, что предопределяет выбор в пользу схемы с симметричным подключением фиксирующих диодов.

Уточнение топологии подключения фиксирующих диодов позволяет определить общий вид активных контуров на каждом этапе коммутации и эквивалентных полумостов многоуровневого инвертора напряжения с примененной к ним резонансной коммутацией.

На каждом коммутационном интервале многоуровневого инвертора напряжения эквивалентный полумост формируется по одному из трех возможных вариантов в зависимости от порядкового номера ключа, к которому применена ШИМ [1].

1. Вариант 1 – в работе первый ключ инвертора Т1 и Д1;
2. Вариант 2 – в работе промежуточный ключ инвертора Т2, Д2...Т<sub>n-2</sub>, Д<sub>n-2</sub>;
3. Вариант 3 – в работе последний ключ инвертора Т<sub>n-1</sub>, Д<sub>n-1</sub>.

При применении схемы симметричного соединения фиксирующих диодов активные контуры многоуровневого инвертора напряжения (рис. 5в), формирующие эквивалентные полумосты, для вариантов 1, 2 и 3 примут следующий вид (рис. 6а, 6б и 6в соответственно).

Как видно из рис. 6 принцип формирования эквивалентных полумостов [1] сохранился, однако, в состав эквивалентных полумостов на каждом из вариантов 1, 2 или 3 стало входить большее количество фиксирующих диодов. На промежуточных этапах при этом появились включенные встречно-параллельно “нулевые” фиксирующие диоды (диоды Д7<sub>ф</sub>, Д8<sub>ф</sub>, Д12<sub>ф</sub> на рис. 6б), которые, несмотря на вхождение в “активный” контур коммутации, не участвуют в формировании эквивалентного полумоста. Этап с участием ключей Т3, Д3 и Т7, Д7 не рассматривается, поскольку полностью идентичен процессам, приведенным на рис. 6б для ключей Т2, Д2 и Т6, Д6.

Принцип формирования эквивалентных полумостов на рис. 6 приведен для 5-уровневого инвертора, однако, подобное преобразование справедливо для любого n-уровневого инвертора, где  $n > 3$ . Это нетрудно доказать, заменив в рассмотренном примере ключ Т4, Д4 на Т<sub>n-1</sub>, Д<sub>n-1</sub>, ключ Т5, Д5 на Т<sub>n</sub>, Д<sub>n</sub> и так далее вплоть до замены ключа Т8, Д8 на Т<sub>2(n-1)</sub>, Д<sub>2(n-1)</sub>.

В соответствии с общим принципом подключения схем резонансной коммутации к полумостовым схемам (рис. 4) и приведенным в настоящей статье принципом формирования эквивалентных полумостов (рис. 6) определена схема применения резонансной коммутации в эквивалентных полумостах многоуровневых инверторов напряжения. На рис. 7 на примере 5-уровневого инвертора показана схема подключения резонансной коммутации с ПНН к эквивалентным полумостам в развернутом виде.

Рис. 7 позволяет определить топологию подключения резонансной цепи ПНН для многоуровневого инвертора напряжения. В частности, емкость С<sub>к</sub> подключается параллельно обратным диодам первого и последнего основного транзистора (Т1 и Т<sub>2(n-1)</sub> соответственно) и всем фиксирующим диодам, установленным в первой стойке (диоды Д1<sub>ф</sub> – Д<sub>2(n-2)</sub>). Отсюда следует, что фиксирующие диоды должны обладать максимально высоким быстродействием.

Схема 5-уровневого инвертора напряжения с симметричными фиксирующими диодами и резонансной коммутацией силовых транзисторов с переключением при нулевом напряжении приведена на рис. 8.

Аналогичным образом в многоуровневых инверторах напряжения можно обеспечить применение резонансной коммутации ПНТ. Схема 5-уровневого инвертора напряжения с симметричными фиксирующими диодами и резонансной коммутацией силовых транзисторов с переключением при нулевом токе приведена на рис. 9.

По сравнению с резонансной коммутацией с ПНН схема ПНТ содержит вдвое меньшее количество конденсаторов С<sub>к</sub>.

Необходимо отметить, что существуют и иные методы борьбы с перенапряжениями, связанными с паразитной индуктивностью в “длинных” контурах коммутации МАИН. Наиболее эффективным среди них является применение интегральных силовых модулей, объединяющих в своем корпусе целые фазовые стойки инвертора [4]. Применение подобных модулей, согласно результатам испытаний [4], позволяет существенно снизить значение паразитной индуктивности в “длинных” контурах коммутации и привести его к значению “коротких” контуров. Однако у применения интегральных силовых модулей есть два существенных недостатка:

1. Сложность в организации отведения выделяемого тепла, что накладывает существенные огра-

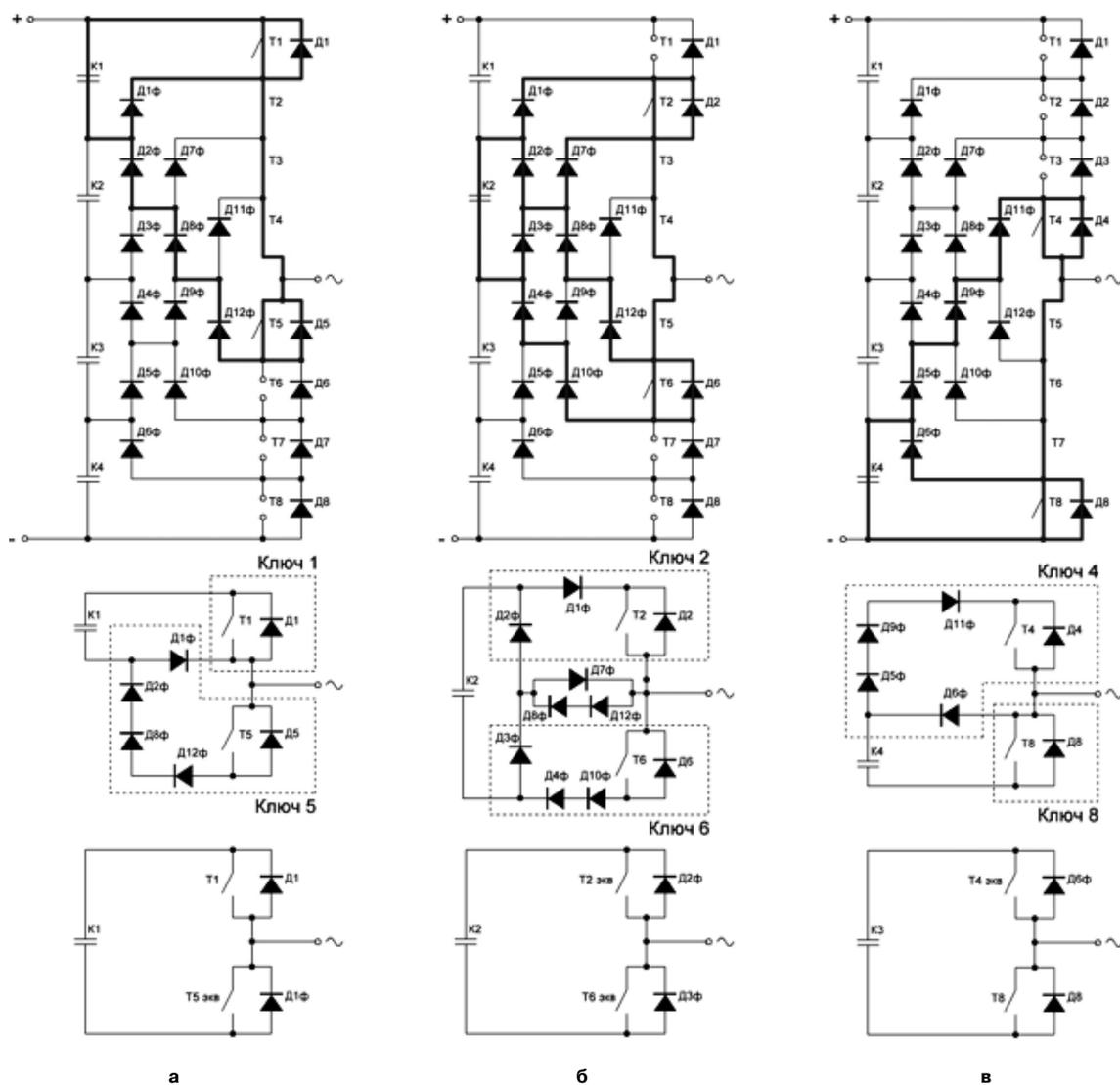


Рис. 6. Принцип формирования эквивалентных полумостов в 5-уровневом инверторе напряжения с фиксирующими диодами

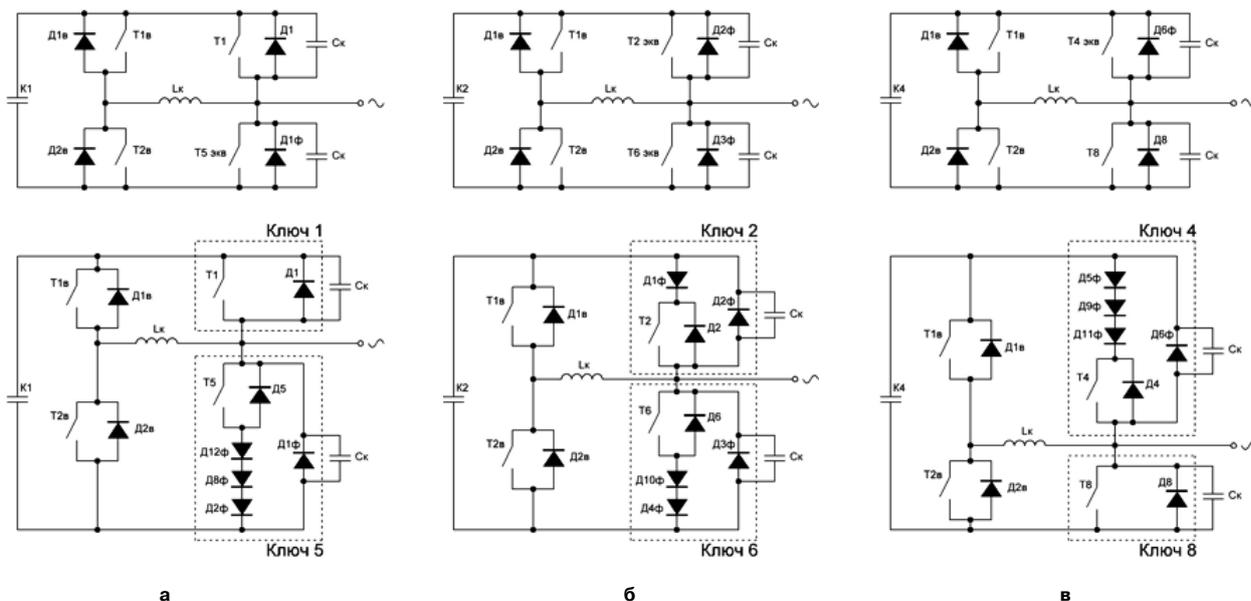


Рис. 7. Подключение РК с ПНН в эквивалентных полумостах 5-уровневого инвертора напряжения с фиксирующими диодами

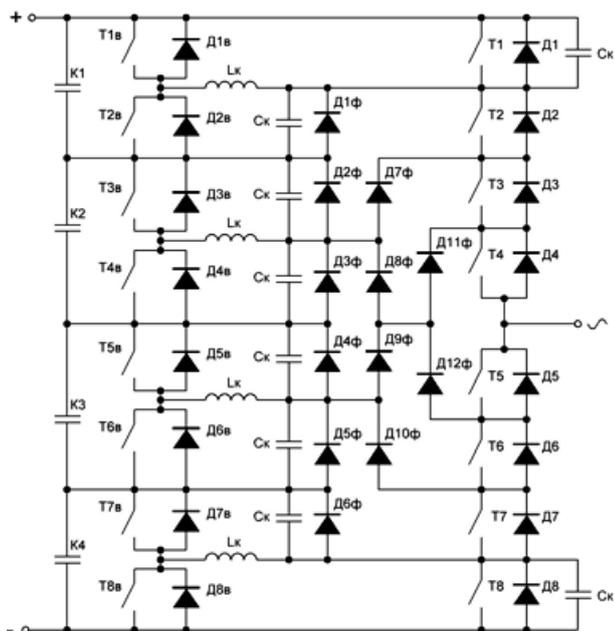


Рис. 8. 5-уровневый инвертор напряжения с симметричными фиксирующими диодами и резонансной коммутацией с ПНН

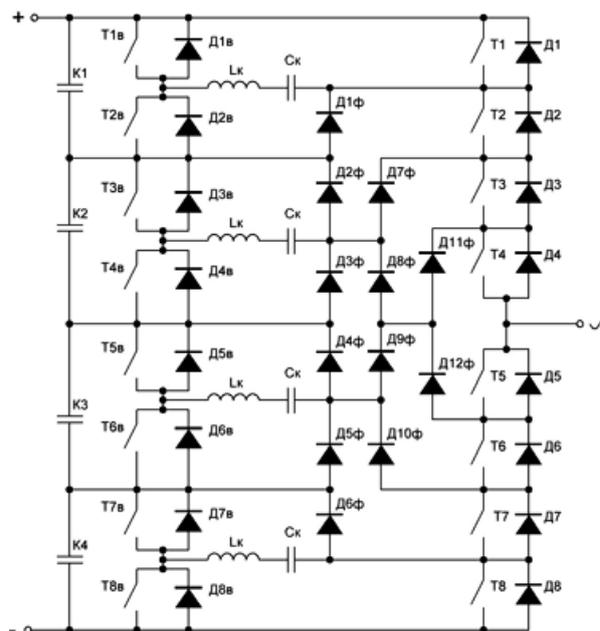


Рис. 9. 5-уровневый инвертор напряжения с симметричными фиксирующими диодами и резонансной коммутацией с ПНТ

ничения на максимальную мощность интегральных модулей;

2. Интегральная конструкция снижает, но не устраняет перенапряжения, возникающие при коммутации силовых ключей. С ростом числа уровней инвертора значение всплеска напряжения будет становиться все ощутимее и при определенном  $n$  интегральная конструкция станет неэффективна.

### Заключение

Рассмотрение схем резонансной коммутации и приведенный в настоящей статье метод формирования эквивалентных полумостов для многоуровневых инверторов напряжения с симметричной схемой включения фиксирующих диодов позволяет сделать следующие выводы:

1. Впервые математически обоснована способность схем мягкой (резонансной) коммутации обеспечивать поглощение распределенной паразитной индуктивности.

2. На основании метода эквивалентных полумостов для МАИН определены типовые узлы для подключения цепи резонансной коммутации в многоуровневых инверторах напряжения.

3. Впервые показаны типовые схемные решения по применению резонансной коммутации в многоуровневых инверторах напряжений с симметричной схемой подключения фиксирующих диодов на базе эквивалентных полумостов.

4. Применение схем с резонансной коммутацией является наиболее эффективным решением про-

блемы перенапряжений в “длинных” контурах коммутации многоуровневых инверторов напряжений.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 13-07-00545).

### Литература

1. Воронин П. А., Рожков Д. В. Способ снижения коммутационных перенапряжений в многоуровневых инверторах напряжения // Практическая силовая электроника. – 2013. – № 3 (51). – С. 38–44.
2. Воронин П. А., Воронин И. П. Устройство для снижения динамических потерь в ключевых элементах трехфазного инвертора напряжения // Вестник МЭИ. – 2010. – № 4. – С. 20–25.
3. Воронин И. П. Схема мягкой коммутации ключевых элементов трехфазного инвертора напряжения // Вестник МЭИ. – 2010. – № 5. – С. 97–101.
4. Воронин И. П. Интегральный силовой модуль IGBT для трехуровневых инверторов напряжения с повышенной эффективностью преобразования электроэнергии // Силовая электроника. – 2013. – № 6. – С. 20–26.

**Воронин Павел Анатольевич**, к. т. н., доцент кафедры промышленной электроники НИУ “МЭИ”;

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

**Рожков Денис Владимирович**, аспирант кафедры промышленной электроники НИУ “МЭИ”, тел: 8 (495) 366-22-10, Email: rozhkovdv@gmail.com.

В. П. Падеров, А. В. Виль

## РАСЧЕТ МОЩНОСТИ ПОТЕРЬ В СИЛОВОМ МОП-ТРАНЗИСТОРЕ ПРИ РАБОТЕ НА ИНДУКТИВНУЮ НАГРУЗКУ

Paderov V.P.,  
Vil A.V.

Power losses calculation in power MOSFET with inductive load

Выведено простое соотношение для оценки мощности коммутационных потерь в силовом МОП транзисторе при работе на индуктивную нагрузку при высоком напряжении питания.

A simple equation for power MOSFET switching power losses estimation when MOSFET is operating in inductive load mode and high supply voltage is derived.

Ключевые слова: силовой МОП транзистор, мощность коммутационных потерь, аналитическое соотношение для расчета мощности коммутационных потерь.

Key words: power MOSFET, switching power losses, analytical equation for switching power losses calculation.

Наиболее часто силовой МОП транзистор (МОПТ) используется для управления током в индуктивных нагрузках  $L_L$ , таких как обмотки электродвигателя, дроссели понижающих преобразователей (рис. 1). В таких схемах обратный диод VD проводит ток нагрузки в течение выключенного состояния МОПТ. Транзистор включается и выключается под управлением ИМС драйвера затвора, которая может быть представлена генератором прямоугольных импульсов  $V_G$  с последовательным резистором  $R_G$ . Ток нагрузки передается от силового МОПТ в обратный диод, когда транзистор выключается. Изменение тока в нагрузке обычно мало в течение цикла переключения, позволяя допущение, что ток через индуктивность  $I_L$  постоянен. Паразитная индуктивность  $L_{st}$  включена в схему для учета паразитных индуктивностей элементов корпуса и печатной платы.

Осциллограммы переходных процессов по напряжению на затворе, току стока, напряжению сток-исток и мгновенной мощности, выделяемой на МОПТ, показаны на рис. 2, где введены следующие обозначения:

$I_{RRM}$  – пик тока, образованный обратным восстановлением быстро восстанавливающегося обратного диода (БВД);

$V_{PK}$  – пик перенапряжения на стоке, обусловленный индуктивным напряжением, которое генерируется на паразитной индуктивности  $L_{st}$  вследствие отрицательной скорости спада тока  $dI_D/dt$ , и вследствие повышенного прямого падения напряжения  $V_{FRM}$  на обратном диоде при его включении в проводящее состояние

$$V_{PK} = L_{st} dI_D/dt + V_{FRM};$$

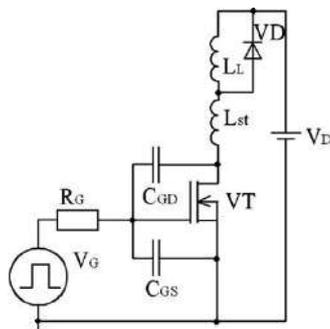


Рис. 1. Силовой МОПТ в схеме с индуктивной нагрузкой

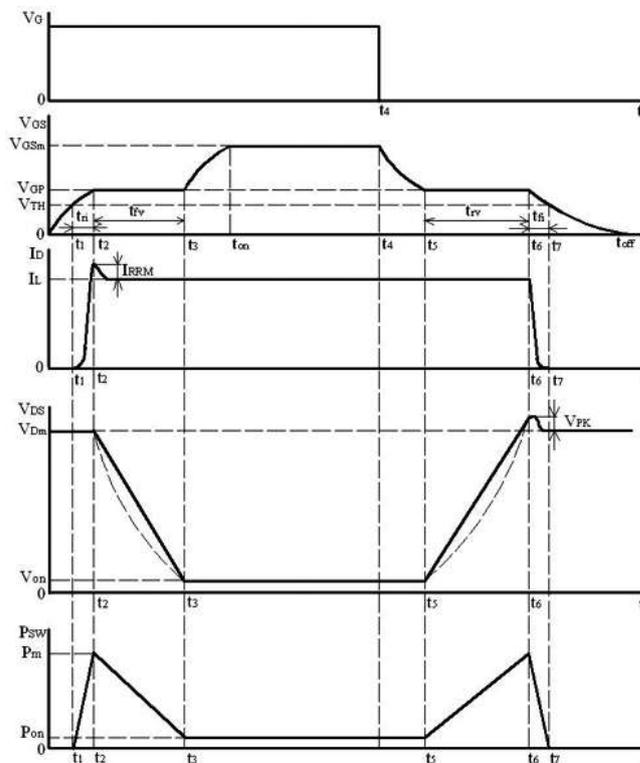


Рис. 2. Осциллограммы переходных процессов переключения МОПТ с индуктивной нагрузкой

$t_1$  – время задержки при включении;  
 $t_2 - t_1 = t_{ri}$  – время нарастания тока при включении;  
 $t_3 - t_2 = t_{fv}$  – время спада напряжения на стоке;  
 $t_{on}$  – время включени;  
 $t_4$  – момент времени выключения МОППТ,  
 $t_5 - t_4$  – задержка при выключении,  
 $t_6 - t_5 = t_{rv}$  – время нарастания напряжения на стоке,  
 $t_7 - t_6 = t_{ff}$  – время спада тока при выключении,  
 $t_{off} - t_4$  – время выключения МОППТ;  
 $f_{sw \max} = 1/(t_{on} + t_{off} - t_4)$  – максимальная частота переключения МОППТ, обусловленная его скоростными свойствами.

При расчете переходных процессов и мощности коммутационных потерь будем пренебрегать током обратного восстановления БВД  $I_{RRM}$  и перенапряжением на стоке из-за паразитной индуктивности и прямого восстановления БВД  $V_{PK}$ .

### Процесс включения МОППТ

Считая входную емкость МОППТ практически постоянной величиной, входное напряжение на затворе при подаче постоянного напряжения величиной  $V_{Gm}$  будет нарастать по экспоненциальному закону ( $t < t_2$ ) [1]:

$$V_G(t) = V_{Gm} \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right); \quad (1)$$

$$\tau_1 = R_G [C_{GS} + C_{GD}(V_{Dm})], \quad (2)$$

где  $R_G$  – эквивалентное сопротивление в цепи затвора, включающее выходное сопротивление ИМС драйвера, внешнее сопротивление и внутреннее сопротивление затвора МОППТ;  $V_{Gm}$  – максимальное напряжение на выходе ИМС драйвера затвора;  $C_{GS}$  – емкость затвор-исток МОППТ;  $C_{GD}(V_{Dm})$  – емкость затвор-сток МОППТ при максимальном напряжении на стоке  $V_{Dm}$ .

Тогда время задержки включения будет рассчитываться из (1) при  $V_G(t_1) = V_{TH}$ , где  $V_{TH}$  – пороговое напряжение МОППТ

$$t_1 = \tau_1 \ln \frac{V_{Gm}}{V_{Gm} - V_{TH}}, \quad (3)$$

а момент достижения напряжения плато на затворе МОППТ при  $V_G(t_2) = V_{GP}$

$$t_2 = \tau_1 \ln \frac{V_{Gm}}{V_{Gm} - V_{GP}}, \quad (4)$$

$$\text{где } V_{GP}(I_D = I_L) = V_{TH} + \sqrt{\frac{2L_{CH}I_L}{\mu_{ni}C_{ox}Z}}, \quad (5)$$

$L_{CH}$ ,  $Z$  – длина и ширина канала,  
 $\mu_{ni}$  – подвижность электронов в канале;  
 $C_{ox} = \epsilon_0 \epsilon_{ox} / d_{ox}$  – удельная емкость подзатворного окисла;

$I_L$  – средний ток нагрузки.

Время нарастания тока стока рассчитывается как разность моментов времени, определяемых выражениями (4) и (3):

$$t_{ri} = t_2 - t_1 = \tau \ln \frac{V_{Gm} - V_{TH}}{V_{Gm} - V_{GP}}. \quad (6)$$

Ток затвора при спаде напряжения на стоке (на участке плато  $V_{GP}$ ) рассчитывается как [1]

$$I_{Gpon} = \frac{V_{Gm} - V_{GP}}{R_G}, \quad (7)$$

т. е. является постоянной величиной и идет на разряд емкости  $C_{GD}$ . Спад напряжения на стоке может описываться уравнением

$$\frac{dV_D}{dt} = \frac{dV_{GD}}{dt} = -\frac{I_{Gpon}}{C_{GD,av}}, \quad (8)$$

где  $C_{GD,av}$  – усредненная величина емкости  $C_{GD}$ , полагаемая в первом приближении величиной постоянной,  $C_{GD,av} = \text{const}$ .

Тогда напряжение на стоке будет уменьшаться по линейному закону

$$V_D(t) = V_{Dm} - \frac{I_{Gpon} t}{C_{GD,av}}. \quad (9)$$

При  $t = t_3$  напряжение на стоке уменьшится до величины напряжения во включенном состоянии. Тогда с учетом выражения (7)

$$t_{fv} = t_3 - t_2 = \frac{C_{GD,av}(V_{Dm} - V_{on})}{I_{Gpon}} \approx \frac{R_G C_{GD,av} V_{Dm}}{V_{Gm} - V_{GP}}, \quad (10)$$

поскольку

$$V_{on} \ll V_{Dm}, \quad V_{on} \approx I_L R_{on}, \quad (11)$$

где  $R_{on}$  – сопротивление МОППТ во включенном состоянии.

### Процесс выключения МОППТ

При выключении управляющего напряжения, емкости  $C_{GS}$  и  $C_{GD}$  начинают перезаряжаться. В интервале времени от  $t_4$  до  $t_5$  напряжение на затворе падает по экспоненциальному закону [1]

$$V_G(t) = V_{Gm} e^{-\frac{t}{\tau_2}}, \quad (12)$$

$$\text{где } \tau_2 = R_G [C_{GS} + C_{GD}(V_{on})]; \quad (13)$$

$C_{GD}(V_{on})$  – емкость затвор-сток МОППТ при напряжении на стоке  $V_{on}$ .

Время задержки выключения МОППТ получается из (12) при  $V_G(t_5) = V_{GP}$ :

$$t_5 - t_4 = \tau_2 \ln(V_{Gm}/V_{GD}). \quad (14)$$

Далее напряжение  $V_{GS}$  поддерживается постоянным за счет заряда емкости  $C_{GD}$  постоянным током затвора [1]

$$I_{GPoff} = \frac{V_{GP}}{R_G}. \quad (15)$$

При постоянном токе затвора напряжение на стоке нарастает со скоростью

$$\frac{dV_D}{dt} = \frac{dV_{GD}}{dt} = \frac{I_{GPoff}}{C_{GD,av}}. \quad (16)$$

При  $C_{GD,av} = \text{const}$  напряжение  $V_D$  нарастает по линейному закону

$$V_D(t) = V_{on} + \frac{I_{GPoff}t}{C_{GD,av}}. \quad (17)$$

Время нарастания напряжения на стоке  $t_{rv}$  можно рассчитать из (17), положив

$$V_D(t_6) = V_{Dm}V_{FD}, \quad (18)$$

где  $V_{FD}$  – прямое падение напряжения на обратном диоде  $V_D$  (рис. 1). Тогда с учетом выражения (15)

$$t_{rv} = t_6 - t_5 = \frac{C_{GD,av}(V_{Dm} + V_{FD} - V_{on})}{I_{GPoff}} \approx \frac{R_G C_{GD,av} V_{Dm}}{V_{GP}}, \quad (19)$$

поскольку  $V_{FD} - V_{on} \ll V_{Dm}$ .

При  $t > t_6$  напряжение на затворе продолжает падать по экспоненциальному закону

$$V_G(t) = V_{GP} e^{-\frac{t}{\tau_1}}. \quad (20)$$

Время спада тока стока можно рассчитать из (20), положив  $V_G(t_7) = V_{TH}$ , тогда

$$t_{fi} = t_7 - t_6 = \tau_1 \ln \frac{V_{GP}}{V_{TH}}. \quad (21)$$

### Расчет мощности потерь в МОППТ транзисторе

Полная мощность потерь в МОППТ может быть представлена как сумма трех составляющих [1]

$$P_T = P_{ON} + P_{TURN-ON} + P_{TURN-OFF}, \quad (22)$$

где мощность потерь во включенном состоянии

$$P_{ON} = \frac{t_{ON} R_{ON} I_L^2}{T}, \quad (23)$$

$T$  – период переключения;

$t_{ON}$  – время нахождения МОППТ во включенном состоянии.

Мощность потерь при включении МОППТ выделяется только в интервале времени  $t_3 - t_1$ , когда

через транзистор течет ток и присутствует повышенное напряжение сток-исток по сравнению с напряжением  $V_{on}$

$$P_{TURN-ON} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_3} I_D(t) V_{DS}(t) dt. \quad (24)$$

В предположение линейных форм нарастания тока стока  $I_D(t)$  и спада напряжения сток-исток  $V_{DS}(t)$  [1]

$$P_{TURN-ON} = \frac{t_3 - t_1}{2T} I_L V_{Dm}. \quad (25)$$

Аналогично мощность потерь при выключении МОППТ выделяется только в интервале времени  $t_7 - t_5$

$$P_{TURN-OFF} = \frac{1}{T} \int_{t_5}^{t_7} I_D(t) V_D(t) dt. \quad (26)$$

В предположение линейных форм спада тока стока  $I_D(t)$  и нарастания напряжения сток-исток  $V_{DS}(t)$  [1]

$$P_{TURN-OFF} = \frac{t_7 - t_5}{2T} I_L V_{Dm}. \quad (27)$$

Поскольку длительность интервалов  $t_{ri}$  и  $t_{fi}$  как правило малы по сравнению с интервалами времени  $t_{fv}$  и  $t_{rv}$ , мощность потерь переключения можно приблизительно рассчитывать как

$$P_{SW} = P_{TURN-ON} + P_{TURN-OFF} \approx \frac{t_{fv} + t_{rv}}{2T} I_L V_{Dm}. \quad (28)$$

Подставив в (28) уравнения (10) и (19), получим мощность коммутационных потерь в МОППТ

$$P_{SW} = \frac{f_{SW} I_L R_G C_{GD,av} V_{Gm} V_{Dm}^2}{2V_{GP}(V_{Gm} - V_{GP})}, \quad (29)$$

где  $f_{SW} = 1/T$  – частота переключений.

Из анализа уравнения (29) можно сделать следующие выводы:

1. Мощность коммутационных потерь пропорциональна квадрату коммутируемого напряжения  $V_{Dm}$ , прямо пропорциональна среднему току нагрузки  $I_L$  и частоте переключений  $f_{SW}$ . Поэтому чтобы мощность коммутационных потерь не превысила предельно допустимую, при повышении коммутируемого напряжения в 2 раза, необходимо в 4 раза уменьшать частоту переключений.

2. Мощность коммутационных потерь прямо пропорциональна сопротивлению в цепи затвора  $R_G$ . Однако при его уменьшении могут возникнуть затухающие колебания на фронтах переключений, которые приводят к увеличению мощности коммутационных потерь.

3. Мощность коммутационных потерь можно

незначительно уменьшить за счет увеличения максимального напряжения на затворе  $V_{Gm}$ , и добиваясь достижения напряжения  $V_{GP} \approx 0,5V_{Gm}$ .

4. Основной путь достижения минимальной мощности коммутационных потерь это выбор МОПТ с минимально возможной емкостью затвор-сток  $C_{GD}$ , если это не приведет к существенному увеличению потерь во включенном состоянии  $P_{ON}$  из-за увеличения  $R_{ON}$ .

Таким образом, выведено простое соотношение (29) для оценки мощности коммутационных потерь в силовом МОПТ при его работе на индуктивную нагрузку по параметрам схемы, МОПТ и условиям нагрузки.

#### Литература

1. *Baliga B. J. Fundamentals of Power Semiconductor Devices / B.J. Baliga.*— New York, Springer Science+Business Media, 2008. —1047 p.

**Падеров Виктор Петрович**, к. ф-м. н., доцент кафедры Электроники и нанoeлектроники Мордовского государственного университета им. Н. П. Огарева, тел.: (8342) 29-07-5, e-mail: paderov@mail.ru3.

**Виль Александр Викторович**, аспирант кафедры Электроники и нанoeлектроники Мордовского государственного университета им. Н. П. Огарева, тел.: (8342) 29-07-53, e-mail: alex.vil88@mail.ru.

*Е. В. Машуков, К. В. Куликовский, Г. М. Ульященко*

## МЕТОДЫ ИНДИКАЦИИ И ЛИКВИДАЦИИ АВАРИЙНЫХ ДУГОВЫХ РАЗРЯДОВ В СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ

*E. V. Mashukov, K. V. Kulikovskiy,  
G. M. Uliaschenko*

**Emergency Arc Discharges Indication and Elimination  
Methods for Electric Power Systems**

*В статье рассмотрены и описаны основные направления исследований, методы, а также принципы индикации и ликвидации аварийных дуговых разрядов в различных системах электроснабжения. Проведен анализ материалов из различных источников, включая: научно-технические статьи и конференции, патентные заявки, опубликованные результаты исследований. На основании изученных источников, сформированы основные направления развития методов индикации и ликвидации аварийных дуговых разрядов, учтены их особенности, дана их классификация.*

*Ключевые слова: система электроснабжения, коммутационно-защитная аппаратура, центр управления нагрузкой, электрический дуговой разряд.*

*The paper considers and gives an account of research guidelines, methods as well as principles of emergency arc discharges indication and elimination for different kinds of electric power systems. Materials from different sources were analyzed, including scientific and technical conferences and papers, patent applications, published results of the investigation. Emergency arc discharges indication and elimination methods guidelines are formed on the basis of examined materials, their features are taken into account, and their classification is given.*

*Key words: electric power system, switching and protecting hardware, load control center, electrical arc discharge.*

Основная часть информации о результатах исследования параметров аварийных дуговых разрядов в наземных и бортовых системах электропитания, а также о поисках методов их индикации и ликвидации содержится в обзорах, научно-технических статьях, патентной литературе, технических отчетах и немногочисленных фундаментальных научных трудах, опубликованных в открытой печати, начиная с 1992...1994 годов. Анализ результатов исследований позволяет предложить следующую их классификацию по нескольким критериям.

*По характеру исследований:*

- технические обзоры;
- теоретические и экспериментальные исследования свойств дуги с публикацией результатов в виде научно-технических статей;
- разработки методов индикации и ликвидации дуги, а также технических средств их реализации с публикацией в патентной форме;
- результаты испытаний технических средств индикации и ликвидации дуги с публикацией в форме отчетов;
- нормативные материалы на средства защиты от дуги и на методы их испытаний;
- обобщающие фундаментальные работы диссертационного характера.

*По назначению объектов, с сетями распределения электроэнергии (СРЭ) в качестве места возможного возникновения аварийных дуговых разрядов:*

- жилые и промышленные наземные сооружения с сетями переменного тока;
- жилые и технические наземные сооружения, питаемые переменным промышленным напря-

жением через инверторы от солнечных батарей с выходным напряжением 270 В постоянного тока;

- перспективные автомобильные системы электрооборудования с повышенным напряжением 36...42 В постоянного тока;

- авиационные системы электропитания переменного тока 115/200 В 400...800 Гц; системы постоянного тока 27...28,5 В и 270 В;

- системы электропитания космических станций с напряжением 270 В постоянного тока.

*По глубине изменений, вносимых средствами защиты от дуги в традиционные (исходные) системы распределения электроэнергии:*

- с коренными изменениями структуры СРЭ; с частичными их изменениями; без существенных изменений.

*По физическим основам способов индикации:* – оптические; тепловые; электромагнитные; электрические.

*По степени универсальности к роду тока систем электроснабжения (СЭС):*

- для систем переменного тока; для систем постоянного тока; универсальные.

*По виду дуговых разрядов:*

- для индикации параллельных разрядов; для индикации последовательных разрядов; универсальные.

*По месту размещения средств защиты в составе СРЭ:*

- децентрализованные, в составе аппаратов защиты от токовых перегрузок;
- централизованные, в составе центров управления электрическими нагрузками (ЦУН).

*По характерным признакам, лежащим в основе методов индикации:*

- по характерным особенностям дуги;
- с использованием библиотеки неаварийных процессов в цепях питания нагрузок;
- комбинированные.

Проанализируем приведенную выше классификацию более детально, иллюстрируя анализ ссылками на техническую литературу в объеме, допустимом для краткой статьи.

### Характер исследований

*Технические обзоры*, как правило, содержат обоснование актуальности проблемы, примеры возникновения дуги по тем или иным причинам, основные проблемы ее индикации и ликвидации в различных по назначению системах электропитания, возможные пути решения этих проблем без технических подробностей [1].

В научно-технических статьях по защите от аварийных дуговых разрядов освещаются следующие вопросы [2–20]:

- временные, частотные и энергетические параметры дуги;
- математическое моделирование дуговых процессов;
- техника экспериментальных исследований;
- теоретическое и экспериментальное обоснование методов индикации дуги;
- опыт применения разработанных методов ликвидации дуги в конкретных электрических системах;
- методы дистанционного обнаружения мест повреждения проводов после срабатывания средств быстродействующей защиты от дуги;
- технические описания промышленных образцов аппаратов защиты от дуги.

Основная часть теоретических исследований выполнена сотрудниками технических университетов США, Германии, Китая, Кореи в содружестве с представителями промышленных предприятий, занимающихся разработками средств защиты от дуги.

Методы индикации и ликвидации аварийных дуговых разрядов, а также технические средства их реализации и алгоритмы работы содержатся в многочисленных патентах и заявках на патентование. Авторство большей части патентов принадлежит сотрудникам фирм, занимающихся разработкой систем электропитания и агрегатов для этих систем (*Siemens Energy & Automation Inc.*, *General Electric*, *LEONI Bordnetz-Systeme*, *Hella KGaA Hueck & Co*, *Hamilton Sundstrand Corp.*, *Honeywell Inc.*), либо разработкой коммутационно-защитной аппаратуры – контактной (*Klixon*, *Eaton Corp.*) и бесконтактной (*Amethek*, *National Hybrid*, *Leach*). Часть патентов получена сотрудниками многопрофильных фирм (*Square D*; *Pass & Seymour*; *X-L Synergy*).

Отчеты об испытаниях средств защиты от дуги, опубликованные в доступной литературе, немногочисленны. Здесь следует упомянуть отчет [16] об успешных испытаниях однофазного аппарата за-

щиты фирмы *Eaton Corp.* от дуги в авиационной системе переменного тока 115 В 400 Гц на борту летающей лаборатории *Boeing 727-25C* в течение 120 часов полета (в составе оборудования, отказ которого не влияет на безопасность полета), а также краткие сведения о лабораторных испытаниях устройств защиты в составе моделирующих стендов автомобильных систем электропитания [12].

К нормативным материалам на средства защиты от дуги можно отнести стандарт UL 1999 США, определяющий программу испытаний таких средств [21].

В опубликованных научных исследованиях диссертационного характера [22–25]:

- анализируются возможные методы индикации дуги в автомобильных СЭС и при этом отдается предпочтение радиотехническому способу ее обнаружения;
- рассматриваются методы индикации дуги в промышленных трехфазных системах электропитания и выбирается способ обнаружения аварий, основанный на мониторинге действующих значений токов;
- рассматриваются возможности применения математических методов “быстрого преобразования Фурье” и “вейвлет-преобразования” для индикации аварийной дуги на фоне неаварийных процессов в промышленных системах переменного тока;
- рассматриваются возможности идентификации аварийных дуговых разрядов с высоким импедансом в высоковольтных промышленных сетях с использованием математических моделей дуги.

### Объекты исследования

Наиболее полно средства защиты от аварийных дуговых разрядов развиты в системах электропитания переменным током жилых и промышленных наземных комплексов, что объясняется большим числом аварийных возгораний, вызванных электрическими разрядами (по данным [8], в жилых и промышленных зданиях США в 2006 году имело место 67800 случаев возгорания с 485 погибшими и общим ущербом в 868 миллионов долларов). В связи с этим, в дополнение к традиционным тепловым и электромагнитным способам защиты фидеров от токовых перегрузок, в США в 1994...1996 годах была разработана и принята в эксплуатацию технология *AFCI* (*Arc-Fault Circuit Interrupter*) [26,27], основанная на мониторинге и анализе электронными средствами параметров текущего тока фидера, вычислении первой производной тока, подсчете импульсов  $di/dt$  в пределах каждого из нескольких полупериодов и установления факта неравномерности распределения количества импульсов по временным отрезкам. В феврале 1999 года в США был издан стандарт UL 1999, содержащий описания контрольных тестов,

предназначенных для проверки устройств индикации и ликвидации аварийных дуговых разрядов (всего 75 разнообразных тестов, проверяющих надежность срабатывания в аварийных режимах и отсутствие ложных срабатываний при работе с неповрежденными фидерами, питающими нагрузки различного характера).

В последующие годы были предприняты попытки использовать технологию *AFCI* в других системах: электропитания жилых и промышленных объектов переменным током с первичными источниками в виде солнечных батарей, в перспективных автомобильных СЭС постоянного тока с повышенным напряжением 36...42 В; в авиационных системах переменного тока постоянной частоты 115/200 В 400 Гц, переменного тока переменной частоты 360...800 Гц, традиционных системах постоянного тока с напряжением 27...28,5 В и в перспективных СЭС постоянного тока с напряжением 270 В. Однако в процессе внедрения возникли трудности: в автомобильных и авиационных системах постоянного тока – из-за отсутствия обратных проводов и возможности применить дифференциальную защиту; в авиационных системах постоянного и переменного тока: из-за значительных шумовых помех от соседних проводов в жгутах, от источников питания и импульсно-периодических нагрузок, наличие которых затрудняет индикацию дуги по ее шуму, в разветвленных силовых цепях солнечных энергоустановок – ввиду ложных срабатываний защиты в неаварийных ветвях от паразитных наводок из поврежденных участков.

В связи с этим разработка эффективных методов защиты от аварийных дуговых разрядов в перечисленных системах продолжается.

#### Степень изменений в структуре СРЭ

Коренные изменения структуры СРЭ предполагают введение в нее дополнительных агрегатов, либо электрических связей, обеспечивающих максимальную достоверность индикации дуги. Характерной иллюстрацией к подобным изменениям служит заявка США № US 2008/129307 (*Honeywell Inc.*), в которой предлагается снабдить все электрические нагрузки систем (в первую очередь авиационных) дополнительными электронными блоками диагностики напряжений их питания и токов, потребляемых нагрузками по цепям питания. В сочетании с информацией о выходных напряжениях и токах электронных аппаратов защиты и коммутации (АЗК, *SSPC*) это дает возможность обеспечить дифференциальность защиты и достоверно обнаруживать параллельные дуги по разности токов, а последовательные – по разности напряжений в начале и в конце фидеров.

Практически аналогичное предложение сформулировано в документе BRD № DE 10132952 A1 (*LEONI Bordnetz-Systeme*, 2003), где для индикации

последовательной дуги в автомобильных системах постоянного предлагается вводить специальные измерительные блоки на входах нагрузок. В заявках № US 2001/0029433 (*Square D*, 2001), № DE 4316239 (1994) и № WO 03/007450 (*DAIMLERCHRYSLER*, 2003) для обнаружения последовательных дуг в автомобильных системах постоянного тока предлагается прокладывать дополнительные сигнальные провода к нагрузкам. В патенте № EP 13000919 A1 (*LEONI Bordnetz-Systeme*, 2003) предложено расщеплять фидеры к нагрузкам автомобильных систем постоянного тока на параллельные провода, что исключает саму возможность возникновения последовательных дуг при разрыве любого из проводов (однако стоит отметить, что вероятность возникновения параллельных дуг при этом возрастает). В заявке BRD № DE 10 2004 048320 (*Robert Bosch*, 2006) предлагается непрерывно, на частоте в единицы герц коммутировать нагрузки автомобильных DC систем полупроводниковыми ключами, входящими в *SSPC*, с паузами между импульсами, достаточными для деионизации последовательной дуги в том случае, если она возникнет. После деионизации дуги образовавшийся разрыв провода прервет ток, что и послужит индикацией ликвидированной дуги (отметим, что подобный режим постоянных переключений индуктивных нагрузок вызовет перенапряжения и дополнительные тепловые потери в *SSPC*, а также помехи по цепям электропитания).

Рассмотренные коренные изменения в структуре СРЭ неприемлемы в бортовых сетях объектов, находящихся в эксплуатации. Однако на перспективных ЛА (проектируемых с требованием глубокой диагностики режимов всех нагрузок) тех сведений о состоянии нагрузок, которые поступают в процессор ЦУН, возможно окажется достаточно для диагностики дуговых разрядов, которые могут быть ликвидированы коммутацией *SSPC*, т. е. без дополнительных средств защиты от дуги.

Частичные изменения в СРЭ подразумевают модернизацию существующей коммутационно-защитной аппаратуры (КЗА) с целью введения в нее функций защиты от дуги, основанной на диагностике изменений, возникающих в существующей системе. Модернизации может быть подвергнута как традиционная тепловая аппаратура путем введения в нее электронных блоков защиты от дуги, так и электронная защитная аппаратура класса *SSPC*, что более естественно. Предложения объединить в одном устройстве функции *SSPC* и защиты от дуги содержатся, например, в документах № WO 2004/073131 (*Honeywell*, 2004) и BRD № DE 10 2004 056868 A1 (*Hella KGaA Hueck & Co*, 2006).

Максимальной задачей разработчиков новой аппаратуры защиты является обеспечение небольших изменений в размерах и массе защитной аппаратуры и исключение необходимости перекомпоновки распределительных устройств СРЭ, что и означало

бы отсутствие коренных изменений. В качестве примеров технической реализации подобных работ можно назвать “гибридные” изделия фирм “Klixon” и “Eaton” [15,19], в которых электронные блоки защиты от дуги конструктивно объединяются с традиционными тепловыми аппаратами защиты от перегрузок по току. Полностью электронными являются устройства фирм “Amethek” и “National Hybrid”, в которых каскады защиты от дуги конструктивно объединены с транзисторными аппаратами защиты от токовых перегрузок [11, 20]. В дальнейшем мы будем анализировать методы индикации и ликвидации дуги, реализуемые без коренных изменений СРЭ.

Появление в составе систем распределения электроэнергии дополнительных средств защиты от дуги вызывает и дополнительные проблемы.

Одной из них является трудность обнаружения места аварии, поскольку быстродействующая электронная защита не позволяет развиваться процессам катастрофического разрушения электрических цепей и внешние признаки аварии могут отсутствовать. Поэтому интенсивно разрабатываются специальные средства обнаружения мест повреждений, ликвидированных быстродействующей защитой, основанные на принципах рефлектоскопии электрических цепей [17].

Другой проблемой является возможность уменьшения надежности систем электропитания против расчетных значений из-за конечной вероятности ложных срабатываний средств защиты от дуги.

#### Физические основы методов

Оптические, тепловые и электромагнитные методы индикации дуги основаны на обнаружении световых, тепловых и электромагнитных излучений в местах образования дуговых разрядов. В силу большой протяженности, разветвленности и труднодоступности авиационных электрических сетей перечисленные методы требуют большого количества датчиков и дополнительных связей от этих датчиков, что по сути, равнозначно коренной модернизации системы. Поэтому далее мы будем рассматривать только электрические методы индикации, основанные на результатах мониторинга и анализа токов в фидерах.

#### Универсальность к роду тока и к характеру дуги

Эти качества предлагаемых методов обеспечиваются ценой усложнения их алгоритмов, поскольку здесь используются только те признаки дуги, которые являются общими для цепей постоянного и переменного токов или для параллельной и последовательной дуг.

#### Места размещения средств защиты

В традиционных СРЭ с контактной КЗА средства защиты от аварийных дуговых разрядов предпо-

лагается размещать внутри модернизированных тепловых аппаратов защиты от токовых перегрузок, которые в авиационных системах, в свою очередь, группируются в распределительных коробках. В перспективных системах с бесконтактной КЗА средства защиты от дуги могут дополнять бесконтактные аппараты защиты и коммутации (АЗК), либо входить в состав многоканальных централизованных устройств управления нагрузками (ЦУН). В последнем варианте появляется возможность реализации достоверных, хотя и сложных алгоритмов индикации дуги за счет мощных вычислительных средств, входящих в ЦУН. При размещении средств индикации дуги в составе АЗК возникает противоречие между задачей миниатюризации АЗК и необходимостью размещения в нем относительно больших по размерам процессоров.

#### Характерные электрические признаки аварийных дуговых процессов

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

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

что при системном проектировании эти недостатки вполне преодолимы.

Таким образом, *первая группа методов* индикации дуги более подходит для создания универсальных аппаратов защиты массового производства, что и подтверждается массовым применением таких аппаратов в наземных сетях. *Вторая группа методов* хорошо подходит для использования в составе авиационных многоканальных центров (ЦУН), управляющих наборами конкретных электрических нагрузок.

В следующих статьях предполагается рассмотреть конкретные технические предложения аппаратурной реализации методов обнаружения и ликвидации дуги, относящихся к обеим выделенным группам.

### Литература

1. *J. A. Wafer*. The Evolution of the Arc Fault Circuit Interruption / 51st IEEE HOLM Conference on Electrical Contacts.
2. *J. K. Hastings, J. C. Zuercher, E. Hetzmannseder*. Electrical Arcing and Material Ignition Levels / SAE Technical Paper Series, 2004-01-1565.
3. *J. Beck, D. Nemir, V. Kreinovich*. Minimum Description Length (MDL) Principle as a Possible Approach to Arc Detection / Applied Mathematical Sciences, 2010, Vol.4, № 63.
4. *D. Nemir, A. Martinez, B. Diong*. Arc Fault Management using Solid State Switching / SAE Technical Paper Series 2004-01-3197.
5. *V. Nayebi, M. Gandomkar, M. J. Ramezani*. New Method for High Impedance Faults Detection using Total Harmonic Distortion Properties and Time Variations of Current Waveform. / International Journal of Automation and Power Engineering, Vol1, Issue-7, Oct. 2012, S. 165-173.
6. *C. E. Restepo*. Arc Fault Detection and Discrimination Methods. / carlos.restepo@siemens.com.
7. *S. Liao, R. Zhang, X. Li*. Feature Extraction from Series Low-Voltage Arc Fault / Journal of Theoretical and Applied Information Technology, 30th Nov., 2012, Vol.45, No 2.
8. *M. Kruger*. Lichtbogenentstehung und Lichtbogendetektion im neuen 42V Bordnetz für Kraftfahrzeuge / Fachbereich Informations und Elektrotechnik, 2003-2004.
9. *A. Aurora, N. Medora, T. Livernois*. Circuit Protection Devices & Arc Fault Detection Schemes for Electrical Automotive Systems / IEEE Symposium on Product Compliance Engineering, Austin, Texas, 20-22 October, 2008.
10. *Shu-Chen Wang, Chi-Jue Wu, Yi-Jie Wang*. An Effective Detection Method of Serial Arc Fault on Low Voltage power Circuits / ISBN: 978-1-61804-094-7.
11. *M. T. Allen, C. Singer, F. J. Potter*. Exploration of Arcing in 28VDC Electrical Systems / 9th Joint FAA/DoD/NASA Aging Aircraft Conf.
12. *M. Naidu, T. J. Schoepf, S. Gopalakrishnan*. Arc Fault Detection Schemes for an Automotive 42V Wire Harness / SAE Technical Paper Series, 2005-01-1742.
13. *J. Jonson, B. Pahl, C. Luebke, T. Pier, T. Miller, J. Strauch, S. Kurzmaul, W. Bower*. Photovoltaic DC Arc Fault Detector Testing at Sandia National Laboratories.
14. *J. Brooks, G. Scott*. Arc-Fault Circuit Interrupters for Aerospace Applications / 1999 society of Automotive Engineers.
15. *T. E. Potter, M. Lavado*. Arc Fault Circuit Interruption Requirements for Aircraft Applications / www.arc-shield.com.
16. *R. Pappas*. 115 Vac Single-Phase Arc-Fault Circuit Breaker Flight Test / DOT/FAA/AR-05/28.
17. *P. K. Kuhn, C. Furse, P. Smith*. Locating Hidden Hazards in Electrical Wiring / Aged Electrical Systems Research Application Symposium, October 18-19, 2006, Chicago.
18. *I. Khan, M. Critchley*. Arc Fault Detector / www.esterline.com
19. Arc-Alert™ Circuit Interrupter Technology / Eaton Aerospace Group TF300-8G, Nov., 2010.
20. *B. K. Musmacher, W. L. Froeb*. Controllers Guard Against Arc Faults / Power Electronics Technology, 2004.
21. UL 1999. Standard for Arc-Fault Circuit-Interrupters, Underwriters Laboratories Inc., Feb. 26, 1999, pp.27-50.
22. *M. D. Mishrikey*. Detection of Arcs in Automotive Electrical Systems.
23. *M. Ohrstrom*. Fast Fault Detection for Power Distribution Systems / Licentiate Thesis Royal Institute of Technology Department of Electrical Engineering, Stockholm, 2003.
24. *M. A. Saleem*. FFT and Wavelet Transform based artificial neural Networks Pattern Recognition Schemes for High Impedance Arc Faults / A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree of Master of Science in Engineering, 2004.
25. *N. I. Elkalashy*. Modeling and Detection of High Impedance Arcing Fault in Medium Voltage Networks / http://lib.tkk.fi/Diss/2007/isbn9789512290154.
26. *D. A. Lee, A. M. Trotta, W. H. King*. New Technology for Preventing Residential Electrical Fires: Arc-Fault Circuit Interrupters (AFCI).
27. *G. Gregory, A. Manche*. Arc Detection with the AFCI / IAEI News, July/August 2000.

**Машуков Евгений Владимирович**, д. т. н., профессор кафедры "Микроэлектронные электросистемы" МАИ, тел.: +7 (499) 158-45-59, e-mail: kaf306@mai.ru;

**Куликовский Кирилл Владиславович**, аспирант кафедры "Микроэлектронные электросистемы" МАИ, тел.: +7 (499) 158-45-59, e-mail: ex-drummer@rambler.ru;

**Ульященко Галина Михайловна**, к. т. н., доцент кафедры "Микроэлектронные электросистемы" МАИ, тел.: +7 (499) 158-45-59, e-mail: kaf306@mai.ru.

В. А. Фролов

## АНАЛИЗ РАБОТЫ КОНВЕРТЕРА КАК ОБЪЕКТА С ПЕРЕМЕННОЙ СТРУКТУРОЙ

V. A. Frolov

Operational analysis of a converter as an object with variable structure

Рассмотрена работа силовой части сварочных инверторных источников питания как объектов с переменной структурой. Найдены математические зависимости переходных процессов по току в нагрузке для каждой схемы и при изменении параметров схемы. Предложен графо – аналитический метод расчета переходных процессов.

Ключевые слова: инверторный источник питания, объект с переменной структурой, переходной процесс.

Operation of welding inverters power source power stage as objects with variable structure is studied. Mathematical relations of transient load currents are obtained for each scheme as well as under change in the parameters of the schemes. Transient analysis semigraphical method is put forward.

Key words: inverter power source, object with a variable structure, transient.

В настоящее время в промышленности и быту получили большое распространение инверторные источники питания. В машиностроении это один из основных типов сварочного оборудования, обладающих высокими сварочно-технологическими характеристиками. Большое влияние на сварочно-технологические характеристики оказывают динамические процессы в нагрузке, влияние которых на качество сварки до конца не выявлено, так как механизм протекания переходных процессов детально не описан.

Схема любого сварочного инверторного источника питания содержит элементы повышающие надежность работы, КПД, коэффициент мощности, учтем только те элементы, которые в наибольшей степени влияют на динамические процессы в нагрузке и соответственно на сварочно-технологические свойства. В упрощенной силовой схеме рис. 1, диоды VD1–4, 5 являются выпрямительными, при питании инвертора от трехфазной сети используется 6 диодов, в двухтактной схеме выпрямления 2 диода, VD6 – обратный диод, служит для возврата запасенной энергии дросселем Др в нагрузку, емкость С сглаживает пульсации выпрямленного напряжения сети рис. 2, К – транзисторный ключ, однотактный или двухтактный, переходные процессы от работы ключа рассматривать не будем, дроссель устраняет режим прерывистых токов. Предположим, что конденсатор С заряжен до среднего значения напряжения  $U_{cp}$ , а падение напряжения на диодах равно нулю, диод идеальный ключ.

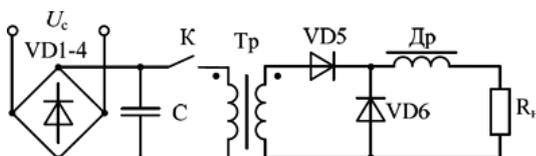


Рис. 1. Упрощенная силовая схема сварочного конвертера

В силовой схеме изменяется входное напряжение, сопротивление нагрузки  $R_n$ , ЭДС самоиндукции дросселя, напряжение на конденсаторе С, что приводит к изменению проводимости диодов и схема меняет свои электрические параметры (рис. 3).

В расчетных схемах на рис. 3  $R_{вн}$  – это сопротивление проводов до емкости С, L – суммарная индуктивность трансформатора, дросселя, соединительных проводов,  $L_{др}$  – индуктивность дросселя. Когда напряжение сети  $U_c > U_{cp}$  диоды сетевого выпрямителя открыты схема рис.3.а, конденсатор С заряжается, если  $U_c < U_{cp}$  диоды закрываются рис. 3б, конденсатор С разряжается на нагрузку. Диод VD6 открывается при уменьшении нагрузки, сопротивления R1 и R2, если ЭДС самоиндукции дросселя больше напряжения на вторичной обмотке трансформатора рис. 3в. В расчетных схемах, изображенных на рис. 3, трансформатор Tr идеальный и приведен к первичной обмотке.

В сварочной технике используются многопотенциальные источники питания [1], формирование вольт – амперных характеристик (ВАХ) в которых производится с помощью балластных реостатов. Известны схемы [2], в которых в качестве балластных реостатов, используются инверторные схемы.

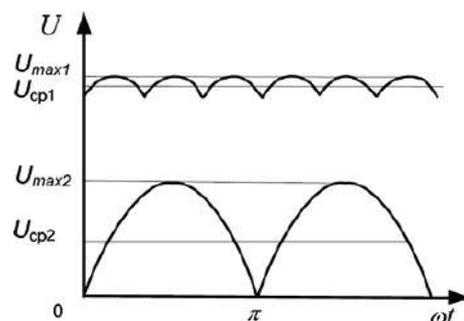


Рис. 2. Графики изменения входного напряжения при питании конвертера от трехфазной и однофазной сети

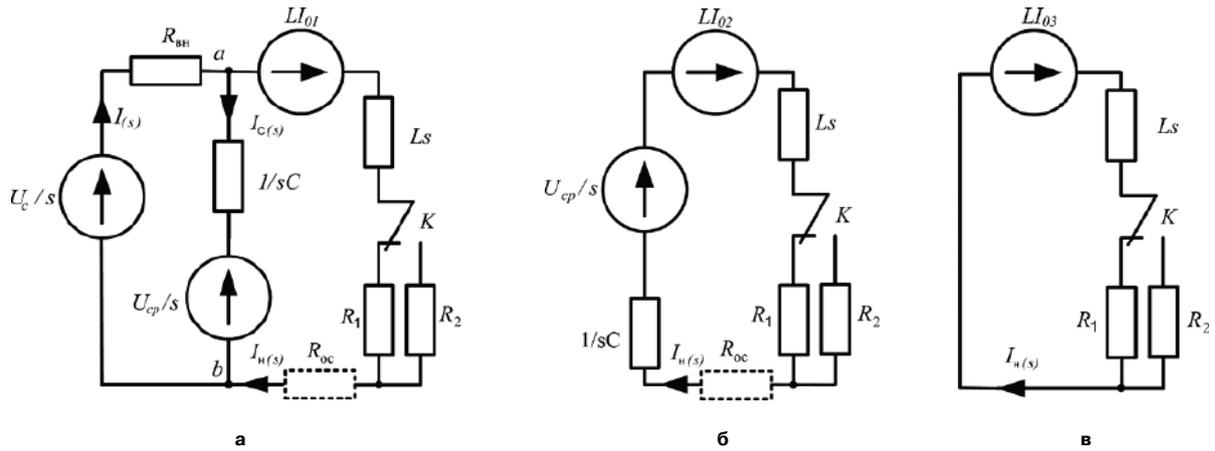


Рис. 3. Расчетные схемы переходных процессов: а – выпрямительные диоды включены; б – выпрямительные диоды VD1–4 закрыты; в – обратный диод включен

Формирование ВАХ в инверторных источниках питания осуществляется с помощью обратных связей. Заменяем систему автоматического регулирования с обратными связями сопротивлением  $R_{oc}$ . При жестких внешних характеристиках  $R_{oc}$  равно нулю, при падающих ВАХ –  $R_{oc}$  больше нуля.

В схемах с импульсной модуляцией формирование наклона ВАХ происходит за счет изменения длительности или частоты импульсов. Для жесткой внешней характеристики из-за малого сопротивления элементов схемы до нагрузки, длительность или частота импульсов практически не меняется и переходный процесс по току в нагрузке соответствует возрастанию напряжения одного импульса при включении ключа К.

Для анализа хода протекания переходных процессов найдем длительность интервалов времени при неизменной нагрузке, когда диоды сетевого выпрямителя находятся в открытом состоянии и когда закрыты. При однофазном напряжении  $U_{cp2} = 2U_{max2}/\pi = U_{max2}\sin\alpha$ , откуда  $\alpha = \arcsin(2/\pi)$ ,  $t = \arcsin(2/\pi)/2\pi f$ , где  $f$  – частота синусоидального напряжения. Для трехфазного напряжения  $U_{cp1} = 3U_{max1}/\pi = U_{max1}\sin\alpha$ , откуда  $t = \arcsin(3/\pi)/2\pi f$ . За полпериода однофазного напряжения длительность закрытого состояния сетевых диодов равна 4,39 мс, состоит из двух равных участков роста и спада напряжения, каждый участок имеет длительность 2,195 мс, а длительность когда диоды открыты, составляет 5,6 мс. У трехфазного выпрямителя имеем три импульса для одного полупериода переменного напряжения. Для одного импульса, когда силовые диоды выпрямителя закрыты, длительность составляет 1,37 мс, состоит из двух участков роста, спада напряжения, каждый участок имеет длительность 0,685 мс, а когда диоды открыты длительность участка составляет 1,96 мс. Выпрямленное напряжение сети представим в виде ряда Фурье,

ограничившись, для упрощения записи выражения, только двумя гармониками, (1) – ряд Фурье однофазного напряжения, (3) – ряд Фурье трехфазного напряжения, (2),(4) – изображение рядов Фурье. Сетевое напряжение в момент переключения может уменьшаться или возрастать, для определения этих моментов времени введем угол сдвига  $\varphi$ .

$$U_c = U_{max} \left\{ \frac{1}{2} + \frac{1}{3} \cos[2(\omega t + \varphi)] - \frac{1}{15} \cos[4(\omega t + \varphi)] \right\}; \tag{1}$$

$$U_{c(s)} = U_{max} \left[ \frac{1}{2s} + \frac{\cos(2\varphi) - 2\omega \sin(2\varphi)}{3(4\omega^2 + s^2)} - \frac{s \cos(4\varphi) - 4\omega \sin(4\varphi)}{15(16\omega^2 + s^2)} \right]; \tag{2}$$

$$U_c = U_{max} \left\{ 1 + \frac{2}{35} \cos[6(\omega t + \varphi)] - \frac{2}{143} \cos[12(\omega t + \varphi)] \right\}; \tag{3}$$

$$U_{c(s)} = U_{max} \left[ \frac{1}{s} + \frac{\cos(6\varphi) - 12\omega \sin(2\varphi)}{35(36\omega^2 + s^2)} - \frac{2s \cos(12\varphi) - 42\omega \sin(12\varphi)}{143(144\omega^2 + s^2)} \right]; \tag{4}$$

После возбуждения дуги в установившемся процессе сварки при стабильном переменном напряжении сети возникают переходные процессы по току из-за изменения нагрузки, вызванных физическими

процессами в дуге, плавлением электрода и изменения параметров схемы. Изменение параметров схемы происходит в результате изменении сетевого напряжения, а также при разряде конденсатора С до напряжения меньше напряжения сети. При переключении с одной схемы на другую скачка напряжения, тока не происходит, а меняется только расчетная формула переходного процесса, для определения расчетных соотношений при незаконченном переходном процессе необходимо определить напряжение на емкости, ток на индуктивности считать их ненулевыми значениями и с учетом их построить переходной процесс.

Определим переходные процессы каждой расчетной схемы при изменении нагрузки в результате подключения резистора R2.

В схеме рис. 3а для жесткой внешней характеристики определим ток до коммутации при подключенном сопротивлении R1, он равен

$$I_0 = U_c / (R_1 + R_{BH}).$$

Ток в нагрузке определим методом двух узлов:

$$I_{(s)} = \frac{U_{ab} + \frac{LU_c}{R_{BH} + R_1}}{R_2 + sL},$$

где  $U_{ab} = \frac{U_c + U_{cp}C - \frac{LU_c}{(R_{BH} + R_1)(R_2 + sL)}}{\frac{1}{R_{BH}} + sC + \frac{1}{R_2 + sL}}$ , откуда

$$I_{(s)} = \frac{U_c \left\{ \frac{CLR_{BH}s^2 + [CU_{cp}R_{BH}(R_{BH} + R_1) + LU_c]s}{R_{BH} + R_1} + 1 \right\}}{s(R_{BH} + R_2) \left[ \frac{CLR_{BH}s^2 + (L + CR_2R_{BH})s}{R_{BH} + R_2} + 1 \right]}. \quad (5)$$

Выражение (5) преобразуем к виду

$$I_{(s)} = \frac{U_c (b_0s^2 + b_1s + 1)}{sk(T_1s + 1)(T_2s + 1)}, \quad (6)$$

где  $T_{1,2} = \frac{1}{2} \left[ \frac{L + CR_2R_{BH}}{R_2 + R_{BH}} \pm \sqrt{\left( \frac{L + CR_2R_{BH}}{R_2 + R_{BH}} \right)^2 - \frac{4CLR_{BH}}{R_2 + R_{BH}}} \right];$

$$k = \frac{1}{R_2 + R_{BH}}.$$

В формуле (6) в качестве сетевого напряжения используется ступенчатое воздействие равное по

величине  $U_c$ , для учета пульсаций выпрямленного напряжения необходимо применить изображения сетевого напряжения формулы (2),(4), а ток до коммутации  $I_0$  определяется с учетом сдвига фаз  $\varphi$  сетевого напряжения при  $t = 0$ . Зависимость тока от времени [3] будет

$$i_{(t)} = \frac{U_c}{k} \left( 1 + C_1 \frac{t}{T_1} - C_2 \frac{t}{T_2} \right), \quad (7)$$

где  $C_1 = \frac{b_0 - b_1T_1 + T_1^2}{T_1(T_2 - T_1)}; C_2 = \frac{b_0 - b_1T_2 + T_2^2}{T_2(T_2 - T_1)}.$

Для падающей ВАХ  $R_{oc} > 0$  величина тока определяется выражением (8).

Выражение (8) преобразуем к виду (6). Переходный процесс по току определяется выражением (7) при

$$T_{1,2} = \frac{1}{2} \left\{ \frac{L + CR_{BH}(R_2 + R_{oc})}{R_2 + R_{BH} + R_{oc}} \pm \sqrt{\left[ \frac{L + CR_{BH}(R_2 + R_{oc})}{R_2 + R_{BH} + R_{oc}} \right]^2 - \frac{4CLR_{BH}}{R_2 + R_{BH} + R_{oc}}} \right\};$$

коэффициенты  $k, b_0, b_1$  определяются из выражения (8). Комплексные корни для выражений (5),(7) будут при дискриминанте знаменателя меньше нуля, что приводит к различной схеме при моделировании [4]. Однако выполнение данного условия для инверторных источников питания трудно выполнимо, колебательный переходной процесс возникает при достаточно большой величине  $R_{BH}$ .

Составим уравнение Кирхгофа для схемы на рис. 3б – внешняя характеристика жесткая  $I_0 = U_{cp}/R_1$

$$\frac{I_{(s)}}{sC} + I_{(s)}sL + I_{(s)}R_2 = \frac{U_{cp}}{s} + \frac{LU_{cp}}{R_1}. \quad (9)$$

Преобразуем выражение (9)

$$I_{(s)} = \frac{CU_{cp} \left( \frac{sL}{R_1} + 1 \right)}{R_1 (s^2LC + sR_2C + 1)}. \quad (10)$$

Оригинал изображения (10) при наличии действительных корней знаменателя будет следующим

$$i_{(t)} = CU_{cp} \left( C_1 \frac{t}{T_1} + C_2 \frac{t}{T_2} \right), \quad (11)$$

$$I_{(s)} = \frac{U_c \left\{ \frac{CLR_{BH}s^2 + [CU_{cp}R_{BH}(R_{BH} + R_1 + R_{oc}) + LU_c]s}{R_{BH} + R_1 + R_{oc}} + 1 \right\}}{s(R_{BH} + R_2 + R_{oc}) \left\{ \frac{CLR_{BH}s^2 + [CU_{cp}R_{BH}(R_{BH} + R_1 + R_{oc}) + LU_c]s}{R_{BH} + R_2 + R_{oc}} + 1 \right\}}. \quad (8)$$

коэффициенты выражения (10) будут

$$T_{1,2} = \frac{R_2 C}{2} \pm \frac{\sqrt{(R_2 C)^2 - 4CL}}{2};$$

$$C_1 = \frac{T_1 - \frac{L}{R_1}}{T_1(T_1 - T_2)}; \quad C_2 = \frac{\frac{L}{R_1} - T_2}{T_2(T_1 - T_2)}.$$

При наличии комплексных корней у характеристического уравнения перейдем к выражению

$$I_{(s)} = \frac{CU_{cp} \left( \frac{sL}{R_1} + 1 \right)}{s^2 T^2 + 2\xi Ts + 1},$$

где  $T_2 = CL$ ;  $\xi = CR_2/[2(CL)^{0.5}]$ .

Переходный процесс определяется выражением

$$i_{(t)} = CU_{cp} Ke^{-\gamma t} \sin(\omega t + \varphi), \quad (12)$$

где  $\gamma = \xi/T$ ,  $\varphi = \arctg \frac{\omega L/R_1}{1 - \gamma L/R_1}$ ;

$$K = \frac{\sqrt{\left(1 - \frac{2\gamma L}{R_1}\right) T^2 + \left(\frac{L}{R_1}\right)^2}}{\omega T^3}; \quad \omega = \frac{\sqrt{1 - \xi^2}}{T}.$$

Транзисторный ключ проводит ток в одном направлении и в нагрузке будет только положительная полуволна, длительность и амплитуда которой определяется выражением (12). Для падающей характеристики сопротивление  $R_{oc}$  включено последовательно с нагрузкой для построения переходных процессов необходимо в выражениях (8), (9), (10) добавить сопротивление  $R_{oc}$ . При построении графиков в *MathCAD* выражения (11), (12) тождественны, так как представляют собой разную форму записи комплексного числа, показательную и тригонометрическую.

Обратный диод VD6 включится при увеличении сопротивления нагрузки R2, если

$$sL_{dp} I_{(s)} + R_2 I_{(s)} = L_{dp} I_{03}.$$

Ток до коммутации определяется выражением  $I_0 = U_{cp}/R_1$ . После преобразования получим изображение тока в нагрузке

$$I_{(s)} = \frac{L_{dp} I_0}{R_2 \left( \frac{sL_{dp}}{R_2} + 1 \right)}.$$

Переходный процесс определяется выражением

$$i_{(t)} = I_{03} e^{-\frac{R_2 t}{L_{dp}}} = \frac{U_{cp}}{R_1} e^{-\frac{R_2 t}{L_{dp}}}. \quad (13)$$

Построим переходные процессы, связанные с изменением параметров схемы. При изменении параметров схемы возможны следующие ситуации: схема рис. 3а переходит в схему рис. 3б, 3в; схема рис. 3б переходит в схему рис. 3а, 3в; схема рис. 3в переходит в схему рис. 3а или 3б. Переход из схемы рис. 3а можно рассматривать только с учетом изменения напряжения сети. Переход в схему рис. 3в связан с чрезмерным увеличением длины дуги, этот случай является нетипичным, и рассматривать его не будем.

Рассмотрим переходные процессы при изменении параметров схемы в результате изменения напряжения сети, в качестве нагрузки подключено сопротивление R1, переходной процесс начинается при подключении R2. При понижении напряжения сети схема рис. 3а переходит в рис. 3б. Если переходный процесс из-за изменения нагрузки не закончился, определяем ток на индуктивности напряжение на емкости в момент коммутации, считаем их ненулевыми значениями и подставляем эти значения в схему рис. 3б. Для схемы рис. 3а по первому закону Кирхгофа можно записать

$$I_{C(s)} + I_{H(s)} = I_{(s)}.$$

Для жесткой ВАХ

$$\frac{U_{ab} - \frac{U_{cp}}{s}}{\frac{1}{sC}} + \frac{U_{ab} + \frac{LU_c}{R_{BH} + R_1}}{R_2 + sL} = \frac{U_c - U_{ab}}{R_{BH}}.$$

Для падающей ВАХ

$$\frac{U_{ab} - \frac{U_{cp}}{s}}{\frac{1}{sC}} + \frac{U_{ab} + \frac{LU_c}{R_{BH} + R_1 + R_{oc}}}{R_2 + sL + R_{oc}} = \frac{U_c - U_{ab}}{R_{BH}}.$$

Перейдя к функции времени из этих выражений определяем напряжение на конденсаторе  $U_{cp}$ . Уменьшить трудоемкость вычислений можно, путем перехода непосредственно от электрической схемы к структурной схеме [5]. Переход от электрической схемы к структурной схеме можно использовать для графоаналитического расчета переходных процессов, для чего необходимо: принципиальную электрическую схему преобразовать в структурную схему, произвести необходимые структурные преобразования и найти передаточную функцию, перейти от преобразований Лапласа к функции времени. Для упрощения, в связи с малостью  $R_{BH}$ , можно принять напряжение на конденсаторе равно  $U_c$ . Ток на индуктивности в момент переключения  $i_{(t)} = I_0$  для жесткой ВАХ определяем из выражения (7). Операторное значение тока после перехода в схему рис. 3б будет

$$I_{(s)} = \frac{CU_{cp} \left( \frac{LI_0}{U_{cp}} s + 1 \right)}{s^2 LC + sCR_2 + 1}$$

Зависимость от времени определяется выражением

$$i_{(t)} = C \left( C_1 e^{-\frac{t}{T_1}} + C_2 e^{-\frac{t}{T_2}} \right),$$

где  $T_{1,2} = \frac{R_2 C}{2} \pm \frac{\sqrt{(R_2 C)^2 - 4CL}}{2}$ ;

$$C_1 = \frac{T_1 - \frac{LI_0}{U_{cp}}}{T_1(T_1 - T_2)}; \quad C_2 = \frac{\frac{LI_0}{U_{cp}} - T_2}{T_2(T_1 - T_2)}$$

Для падающей характеристики к  $R_2$  надо добавить  $R_{oc}$ . Графики переходного процесса отличаются от выражения (11) небольшим превышением тока.

В процессе разряда конденсатора, напряжение на емкости уменьшается, диоды сетевого выпрямителя открываются, переходный процесс проходит как в схеме рис. 3а, ЭДС самоиндукции на индуктивности определяется током в момент переключения схемы. Напряжение на емкости определяется выражением:

– для жесткой характеристики

$$U_{cp} = \frac{I_{(s)}}{sC} = \frac{U_{cp} \left( \frac{sL}{R_1} + 1 \right)}{s(s^2 CL + sCR_2 + 1)}$$

– для падающей характеристики

$$U_{cp} = \frac{U_{cp} \left( \frac{sL}{R_{oc} + R_1} + 1 \right)}{s[s^2 CL + sC(R_{oc} + R_2) + 1]}$$

При снижении напряжения на емкости для жесткой ВАХ диоды силового выпрямителя открываются при выполнении следующего условия

$$U_c \geq U_{cp} \left( C_1 e^{-\frac{t}{T_1}} + C_2 e^{-\frac{t}{T_2}} \right),$$

где  $T_{1,2} = \frac{R_2 C}{2} \pm \frac{\sqrt{(R_2 C)^2 - 4LC}}{2}$ ;  $C_1 = \frac{L}{R_1} - T_1$ ;  $C_2 = \frac{-T_2 - \frac{L}{R_1}}{T_2 - T_1}$ .

Графики переходных процессов по форме напоминают схему рис. 3а, но имеют другие числовые значения.

Для построения переходных процессов с учетом пульсаций сетевого напряжения определяют время

включения сетевых диодов, ток в цепи в этот момент времени, ЭДС самоиндукции соответствующей этому току, угол  $\phi$ , и выбирают с учетом периодичности рост или спад сетевого напряжения.

Рассмотрим вид переходных характеристик, наиболее распространенного на токи до 200 А, однотактного прямоходового преобразователя постоянного напряжения. Характеристики сварочных инверторов на токи до 200 А приблизительно одинаковы и имеют следующие усредненные параметры: коэффициент трансформации  $K = 2,6$ , индуктивность трансформатора и дросселя приведенные к первичной обмотке трансформатора 330 мкГн,  $C = 2000$  мкФ, активное сопротивление трансформатора и дросселя 0,002 Ом. На рис. 4 представлены графики полученных переходных процессов для усредненных параметров сварочного конвертора.

### Выводы

Для разработки алгоритмов управления сварочными инверторными источниками питания, силовую схему необходимо рассматривать как объект с переменной структурой. При рассмотрении схемы сварочного источника питания, как системы автоматического регулирования, моделирование в *MATLAB* позволит просмотреть все ситуации переходных процессов. Моделирование в *MATLAB* существенно упрощается при использовании графо – аналитического метода расчета переходных процессов.

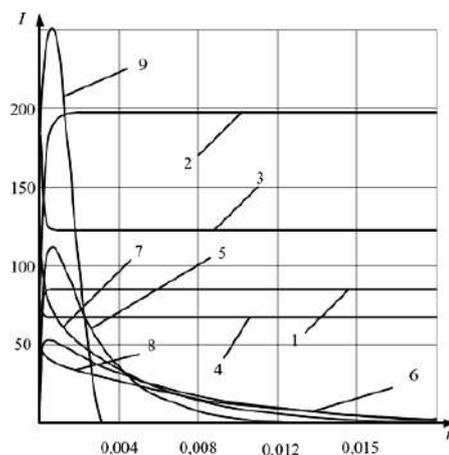


Рис. 4. Переходные процессы по току. Схема 3а: 1 – жесткая ВАХ уменьшение сопротивления, 2 – падающая ВАХ уменьшение сопротивления, 3 – жесткая ВАХ увеличение сопротивления, 4 – падающая ВАХ увеличение сопротивления. Схема 3б: 5 – жесткая ВАХ уменьшение сопротивления, 6 – падающая ВАХ уменьшение сопротивления, 7 – жесткая ВАХ увеличение сопротивления, 8 – падающая ВАХ увеличение сопротивления, 9 – колебательный режим разряда конденсатора

Представление переходного процесса имеющего колебательный характер в тригонометрической форме более наглядно и позволяет определить положительную и отрицательную полуволну синусоиды, угол сдвига синусоиды, определяющий начало переходного процесса.

Для получения необходимых сварочно-технологических свойств надо иметь одинаковые динамические характеристики для каждой схемы переменной структуры. Для жесткой ВАХ при уменьшении сопротивления нагрузки из-за наличия емкости и колебательного переходного процесса увеличивается ток одного импульса и как следствие увеличивается саморегулирование даже при штыковой ВАХ.

#### Литература

1. *Браткова О. Н.* Источники питания сварочной дуги. – М.: Высш. школа, 1982 – 182 с.

2. Оборудование и технология сварки при сооружении промышленных объектов. Сб. научных трудов. – М.: ВНИИМонтажспецстрой, 1985. – 96 с.

3. *Макаров И. М., Менский Б. М.* Линейные автоматические системы. – М.: Машиностроение, 1982. – 504 с.

4. *Фролов В. А.* Качество регулирования тиристорных устройств. – Практическая силовая электроника. 1(49), 2013, С. 27–29.

5. *Фролов В. А.* Разработка и анализ структурных схем тиристорных источников питания. – Практическая силовая электроника, 3(51) 2013, С. 34–38.

**Фролов Виктор Алексеевич**, к. т. н., доцент кафедры Информационных и управляющих систем Новочеркасского политехнического института (ЮРГПУ), тел.: 8(918) 516-01-81, e-mail: blasters@yandex.ru.

А. В. Вахничев

## СИСТЕМА ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ДЛЯ СОВРЕМЕННЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Vakhnichev Aleksey

Electrical power supply system for modern aircraft

Современный самолет невозможно представить без огромного числа потребителей электрической энергии на борту. Эти потребители выполняют различные функции. Некоторые из них обеспечивают безопасность полета. Некоторые обеспечивают комфортные условия для пассажиров и экипажа. Все эти потребители объединяет необходимость в качественной электрической энергии. Система электроснабжения предназначена для обеспечения качественной электрической энергией всего оборудования самолета. Рост суммарной мощности потребителей электрической энергии на борту самолета требует новых подходов к проектированию системы электроснабжения.

*Ключевые слова:* система электроснабжения, потребитель электроэнергии, мощность, система генерирования, переменный ток, постоянный ток, постоянная частота, выпрямитель, генератор, установленная мощность, аккумуляторная батарея, система с повышенным напряжением.

*A modern aircraft is impossible to imagine without a large number of consumers of electric power on board. These consumers perform different functions. Some of them provide the flight safety. Some provide comfortable environment for passengers and crew. All of these consumers require high quality electrical power. Electrical power supply system is designed to provide high-quality electrical power for all aircraft equipment. Total power demand of onboard consumers growth requires new approaches to design of power supply system.*

*Key words:* electrical power supply system, consumer of electric power, power, generating system, AC, DC, constant frequency, rectification circuit, generator, installed generating capacity, installed power, rechargeable battery, higher voltage system.

В развитии авиационной техники, как гражданского, так и военного назначения, наблюдается устойчивый рост числа бортовых потребителей электроэнергии. К электрифицированным системам современных ЛА относятся:

- система управления самолетом;
- электрогидравлическая система;
- система кондиционирования;
- радиолокационное оборудование;
- пилотажно-навигационное оборудование;
- система управления двигателями;
- система внешнего светотехнического оборудования;
- противообледенительная система.

В зависимости от назначения ЛА добавляются различные электрифицированные системы. Например, комплексы дальнего радиолокационного обнаружения имеют на своем борту такие мощные потребители электроэнергии как радары обзорного типа [4]. Ведутся разработки по установке на ЛА лазерного оружия системы противоракетной обороны [5].

Все это многообразие бортовых потребителей требует качественной электроэнергии, которая обеспечивается системой электроснабжения (СЭС) ЛА.

### Виды систем электроснабжения

В соответствии с ГОСТ Р 54073-2010 СЭС — это система самолета или вертолета, обеспечивающая электропитание бортового оборудования или агрегатов, потребляющих электроэнергию (приемников электроэнергии), и состоящая из систем

генерирования или/и преобразования и системы распределения электроэнергии. В СЭС может быть несколько каналов или преобразователей, которые могут работать параллельно или раздельно.

Многообразие типов ЛА и выполняемых ими функций, неоднозначность условий эксплуатации и другие факторы исключают возможность создания единой и оптимальной СЭС для всех типов ЛА. В настоящее время известно много типов СЭС, при этом их выбор при проектировании новых ЛА зависит от назначения летательного аппарата, установленной мощности и циклограммы его бортовых нагрузок количества мощности и коэффициента одновременности работы приемников постоянного и переменного тока, требований к качеству электроэнергии и т. п.

При разработке новых образцов авиационной техники, необходимо применять СЭС, которая бы обеспечивала:

- качественное электроснабжение бортовых потребителей;
- высокую надежность и бесперебойность электроснабжения;
- высокую ремонтпригодность всей системы и ее отдельных элементов;
- удобство эксплуатации;
- минимальные массогабаритные показатели.

Выполнение всех этих требований сложная задача. Решение этой задачи возможно только высококвалифицированными специалистами и с применением самых передовых инженерных решений.

Виды систем генерирования (СГ), предусмотренные ГОСТ Р 54073-2010, могут быть сведены в табл. 1. [1].

Таблица 1

Род тока	Число фаз	Частота, Гц	Номинальное напряжение на потребителе, В
переменный	3	400 (const) 360...800 (var)	115/200
переменный	3	400 (const) 360...800 (var)	230/400
переменный	1	400 (const) 360...800 (var)	115
постоянный	—	—	27
постоянный	—	—	270

Все виды СГ соединяются с корпусом ЛА: 3-х фазные – силовой нейтралью, однофазные – одним из проводов, постоянного тока – минусовым проводом.

Кроме того, согласно ГОСТ Р 54073-2010 все потребители делят по категориям. Наиболее важные потребители I-ой категории в аварийном режиме должны подключаться к аварийной шине. Выбор потребителей I-ой категории должен быть обоснованным, поскольку рост числа особо важных потребителей приведет к значительному росту массы аварийных источников электроэнергии.

**СЭС переменного тока постоянной частоты**

В настоящее время наиболее распространенной на средних и тяжелых самолетах и вертолетах является СЭС, в которой первичными источниками электрической энергии являются бесконтактные трехфазные синхронные генераторы, напряжением 120/208 В. Вторичная система генерирования представляет собой выпрямительные устройства, обеспечивающие потребители постоянным напряжением 27 В [2, 3]. Упрощенная блок-схема такой СЭС приведена на рис. 1.

Генератор получает механическую энергию от авиадвигателя. Передача механической энергии осуществляется через редуктор. Постоянство частоты тока обеспечивается приводом постоянной частоты вращения (ППЧВ), встроенным в генератор.

Каждый генератор снабжен своей защитной и управляющей аппаратурой. Выводы генераторов подключены к контакторам, которые способны коммутировать большие токи. В нормальном режиме работы контакторы ЦРУ подключают каждый

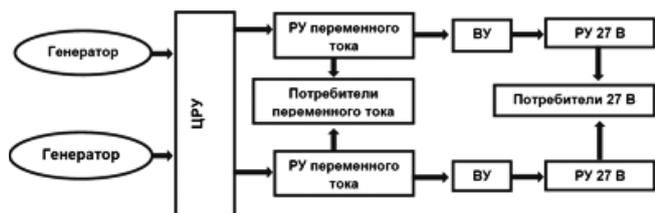


Рис. 1. СЭС переменного тока стабильной частоты: ЦРУ – центральное распределительное устройство; РУ – распределительное устройство; ВУ – выпрямительное устройство

генератор к своему распределительному устройству (РУ) переменного тока, т. е. обеспечивается независимая работа каналов генерирования. В аварийной ситуации контакторы должны отключить поврежденный генератор и переключить потребители неисправного генератора на исправный. Очевидно, что генераторы должны обладать определенным запасом мощности, для того чтобы в аварийном режиме обеспечить питанием потребители переключенные от неисправного генератора.

К распределительному устройству переменного тока подключаются потребители переменного тока, а также выпрямительные устройства, которые являются основными источниками постоянного тока на борту.

Выпрямительные устройства подключены к распределительным устройствам постоянного тока.

Все потребители электроэнергии постоянного тока, в зависимости от категории питания подключаются к основным или аварийным шинам распределительных устройств.

К аварийным шинам через диоды подключены аккумуляторные батареи. В нормальном режиме диоды открыты и аккумуляторные батареи подзаряжаются.

При отказе или отключении основного источника питания, напряжение от ВУ не поступает на основные шины. Диоды закрываются и, таким образом, основные шины обесточиваются. Аварийные шины получают питание от аккумуляторных батарей (рис. 2).

Такая СЭС полностью построена на выпускаемых серийно элементах. Она обладает высокой надежностью, технологичностью и ремонтпригодностью.

Однако современные направления развития авиационной техники требуют разработки новых СЭС.

**Основные тенденции в развитии авиационной техники**

В сфере гражданской авиации прослеживается тенденция к повышению уровня комфорта пассажиров, ужесточению экологических норм и повышения топливной эффективности ЛА. Например, самолет А380, созданный концерном Airbus S. A. S., предоставляет пассажирам широкий спектр сервисных услуг. На борту могут быть предусмотрены душ, барная стойка, комната отдыха и т.п. Наличие в самолете спутникового канала для обмена инфор-

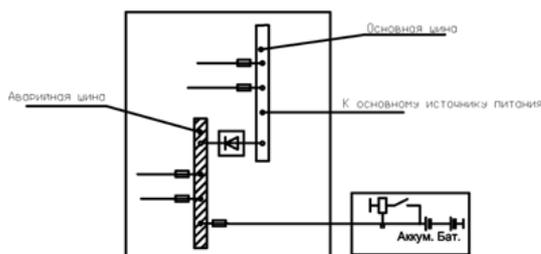


Рис. 2. Питание аварийных шин от аккумуляторных батарей

мацией позволяет организовать телефонную связь для пассажиров, подключение к Интернету через сеть Wi-Fi и т. п.

В табл. 2 приведены данные по установленной мощности для самолетов *Boeing* и *Airbus* [7–14].

Таблица 2

№	Самолет	Первый полет	Установленная мощность генераторов на борту, кВт
1.	Boeing 747	1969	200–250
2.	Airbus A320	1987	270–350
3.	Boeing 777	1994	400
4.	Airbus A380	2005	800
5.	Boeing 787 Dreamliner	2009	1000–1500

Это позволяет проследить тенденцию к наращиванию электрической мощности на борту самолета.

В военной авиации наблюдается аналогичная тенденция. Мощность генераторов на борту самолета F-15 приблизительно 80–100 кВт, а на самолете F-22 эта мощность оценивается в 130–150 кВт [15–16].

Кроме наращивания мощности систем, направленных на повышение комфорта пассажиров, в последнее время в гражданской авиации все актуальнее становятся вопросы экологичности, снижения шума, улучшения топливной эффективности и снижения затрат на эксплуатацию ЛА. Пути решения этих задач оказывают на СЭС непосредственное влияние.

В частности, концепция “полностью электрического самолета” (ПЭС) подразумевает использование на борту только электроэнергии и полный отказ от гидравлической и пневматической систем. Технологии ПЭС, которые могут быть реализованы уже сегодня, приведены в табл. 3.

Внедрение этих технологий влечет за собой ряд особенностей и трудностей, а именно:

- повышение генерируемой электрической мощности на борту;
- ужесточение требований к надежности СЭС;
- обеспечение необходимого запаса мощности для аварийных режимов работы СЭС;
- внедрение новых принципов управления, диагностики и защиты всех электрических нагрузок;
- установка литий-ионных аккумуляторных батарей, требующая применения специальных систем контроля и управления для обеспечения их безопасной эксплуатации.

Таким образом, встает задача проектирования новой СЭС, которая сможет удовлетворять жестким требованиям самолетов с большой суммарной мощностью потребителей электроэнергии. На рис. 3 приведена обобщенная структурная схема СЭС ЛА с повышенным уровнем электрификации.

Ее основным характерным отличием является повышенное напряжение, позволяющее снизить сечение, а, следовательно, и массу бортовой кабельной сети.

На борту современного ЛА суммарная длина проводов бортовой кабельной сети измеряется километрами. Снижение массы электрических жгутов отдельных систем – очень важный фактор, который повлияет на характеристики ЛА в целом.

#### Система электроснабжения для современных самолетов

Представленная на рис. 3 СЭС имеет шины постоянного напряжения 27 В и 270 В, а также шины переменного тока 115 В и 230 В.

Потребителями постоянного тока 27 В являются топливные насосы, система контроля и управления двигателем, система пожаротушения, бортовые электронные системы и другие системы. Основная масса потребителей рассчитанных на напряжение 27 В относится к потребителям I ой категории это объясняется тем, что аккумуляторная батарея обеспечивающая этот уровень напряжения имеет оптимальные массогабаритные и энергетические показатели.

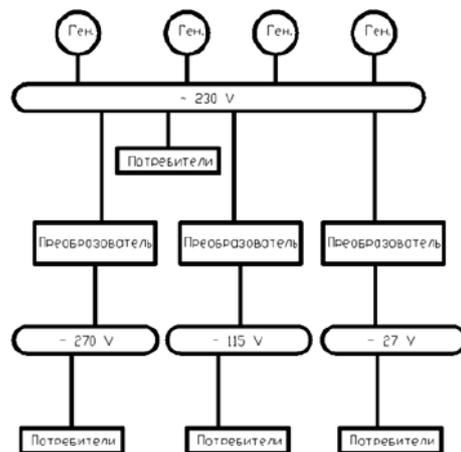


Рис. 3. структурная схема СЭС ЛА с повышенным уровнем электрификации

Таблица 3

№	Система	Преимущества	Мощность, кВт
1.	Электрическая система руления самолета	Повышение экологичности, снижение шума и расхода топлива при рулении самолета	80–100
2.	Система кондиционирования воздуха (СКВ), работающая от электрического компрессора	В воздухе, поступающем в салон, не содержатся пары топлива или продукты горения, которые могут попадать при отборе воздух от двигателя. Снижение массы системы СКВ.	60–80
3.	Литий-ионные аккумуляторные батареи	В 2 раза лучшие удельные характеристики по сравнению с используемыми никель-кадмиевыми	—

Потребителями постоянного тока 270 В, в основном, являются мощные электрические двигатели таких систем как система кондиционирования, система запуска двигателя и другие. Они могут работать с различной частотой вращения. Применение постоянного тока позволяет существенно упростить управление этими двигателями.

Потребителями переменного тока 115 В являются системы обдува и охлаждения оборудования, привода и насосы, различное бортовое оборудование.

Потребителями переменного тока 230 В являются противообледенительная система, плиты для разогрева пищи, системы обогрева и др.

Как видно из рис. 3 СЭС ЛА с повышенным уровнем электрификации становится более сложной и разветвленной по сравнению с системой, показанной на рис. 1.

Для такой системы целесообразен переход от традиционной контактной коммутационной аппаратуры к электронным системам управления и защиты потребителей, с применением силовой электроники и твердотельной коммутационной аппаратуры.

Таким образом, современные летательные аппараты с повышенным уровнем электрификации требуют пересмотра существующих подходов и принципов построения СЭС. В качестве отличительных признаков СЭС для таких ЛА можно выделить:

- измененная архитектура СЭС;
- применение твердотельной коммутационной аппаратуры;
- СЭС повышенного напряжения;
- новые подходы к распределению и преобразованию электрической энергии на борту ЛА.

В процессе функционирования бортового оборудования возможно возникновение токовых перегрузок и коротких замыканий, которые, если не принять необходимых мер, приводят к нарушению нормальной работы, как потребителей электроэнергии, так и отдельных участков сети, а также СЭС в целом. Поэтому при разработке новых видов СЭС необходимо принимать меры для предотвращения серьезных последствий, вызванных этими аварийными ситуациями.

Кроме того, необходимо принимать меры для повышения надежности, технологичности и удобства обслуживания СЭС.

Эти задачи решаются с применением современных электротехнических материалов, передовых разработок в области электротехники, а также современных средств автоматизированного проектирования.

### Заключение

За годы своего развития авиационная техника прошла долгий путь от простых самолетов с

минимальным количеством электрического оборудования, до современных с огромным числом потребителей электрической энергии на борту.

Анализируя тенденции развития современной авиационной техники можно сделать вывод, что рост потребляемой электрической мощности на борту перспективных ЛА будет продолжаться.

Рост суммарной мощности потребителей электрической энергии требует не только разработки новых генераторов, но и пересмотра существующих систем распределения, регулирования и защиты электрического оборудования.

Таким образом, задачи проектирования новых видов бортовых систем электроснабжения, способных генерировать и распределять большие мощности, будут становиться все актуальнее.

### Литература

1. ГОСТ Р 54073-2010 “Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии”.
2. Электрооборудование летательных аппаратов / Под ред. С. А. Грузкова. Том 1. Системы электроснабжения летательных аппаратов. М.: МЭИ, 2005. – 508 с.
3. Зонтов В. М., Куприн Б. В. Системы электроснабжения летательных аппаратов. М.: ВВИА им. Н. Е. Жуковского. 1988. – 395с.
4. <http://www.airforce-technology.com/projects/767awacs/>.
5. <http://www.mobiledevice.ru/Boeing-lazer-747-C-130H-nazemnaia-cel-ballisticheskaja-raketa.aspx>.
6. <http://www.aex.ru/fdocs/1/2009/5/29/14561>.
7. [http://www1.eere.energy.gov/hydrogenandfuelcells/pdfs/pem\\_onboard\\_airplane.pdf](http://www1.eere.energy.gov/hydrogenandfuelcells/pdfs/pem_onboard_airplane.pdf).
8. [http://www.angelfire.com/ct3/ctenning/electrical\\_essays/747dash400elec/747dash400elec.htm.l](http://www.angelfire.com/ct3/ctenning/electrical_essays/747dash400elec/747dash400elec.htm.l)
9. [http://www.xliby.ru/transport\\_i\\_aviacija/samolety\\_mira\\_2000\\_02/p2.php](http://www.xliby.ru/transport_i_aviacija/samolety_mira_2000_02/p2.php).
10. <http://yu-a2010.narod.ru/plane/model/boeng-777.html>.
11. <http://www.aviationandengineering.com/2012/03/airbus-a319a320a321-flightdeck-and.html>.
12. <http://ru.scribd.com/doc/30182762/Airbus-320-Electrical>.
13. [http://www.lboro.ac.uk/research/iemrc/Events%20write%20up/Power%20Electronics%2014.05.09/More\\_Electric\\_Aircraft\\_000.pdf](http://www.lboro.ac.uk/research/iemrc/Events%20write%20up/Power%20Electronics%2014.05.09/More_Electric_Aircraft_000.pdf).
14. <http://www.afaqscientific.com/icest2013/22-Eid76.pdf>.
15. <http://www.reocities.com/fantom93/systems.html>.
16. <http://cdn.intechopen.com/pdfs-wm/28814.pdf>.

**Вахничев Алексей Викторович**, аспирант кафедры “Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы” МАИ, тел.: +7 (926)-271-39-77, e-mail: [vakhnichev@gmail.com](mailto:vakhnichev@gmail.com).

Д. А. Шевцов, И. С. Турченко

## МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ПЕРСПЕКТИВНОГО МАГНИТНО-РЕГУЛИРУЕМОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ С ВЫХОДНЫМ СГЛАЖИВАЮЩИМ ФИЛЬТРОМ

D. A. Shevtsov,  
I. S. Turchenko

В статье приведены результаты моделирования перспективного авиационного однофазного магнитно-регулируемого выпрямительного устройства на основе управляемых однообмоточных дросселей насыщения с L-, C-, LC-выходными сглаживающими фильтрами в переходных, установившихся и аварийных режимах. Предложена относительно простая методики расчета параметров L-, C-, LC-сглаживающих фильтров для выпрямителя. Описаны особенности построения имитационно-компьютерных моделей магнитно-управляемого выпрямителя с рассматриваемыми выходными фильтрами. На основе результатов имитационно-компьютерного моделирования показано, что управляемый однообмоточный дроссель насыщения сохраняет способность регулировать выходное напряжение выпрямителя и обеспечивать защиту от коротких замыканий нагрузки при применении L-, C-, LC-сглаживающих фильтров.

**Ключевые слова:** магнитно-регулируемое выпрямительное устройство, управляемый однообмоточный дроссель насыщения, выходной сглаживающий фильтр, короткое замыкание нагрузки, передаточная функция, амплитудно-частотная характеристика, имитационно-компьютерное моделирование

Simulation of processes in a prospective magnetic-regulated rectifier with output smoothing filter

The paper presents simulation results of a prospective aviation single-phase magnetic-regulated rectifier based on controllable single winding saturable inductors with L-, C-, LC-output smoothing filters in transition, steady-state and emergency modes. A relatively simple procedure for parameter calculation of L-, C-, LC-output smoothing filters for rectifier is offered. Peculiarities of magnetic-regulated rectifier with considered smoothing filters simulation model design are described. On the basis of simulation results it is shown that the controllable single-winding saturable inductor using L-, C-, LC-smoothing filters remains capable of controlling rectifier output voltage and providing load short circuit protection.

**Key words:** magnetic-regulated rectifier, controllable single-winding saturable inductor, output smoothing filter, load short circuit, transfer function, amplitude-frequency characteristic, amorphous alloy, regulated rectifying device, load shorting, simulation-computer modeling.

Новые структуры магнитно-регулируемых преобразователей, моточные элементы которых проектируются на сердечниках из современных нанокристаллических и аморфных магнитомягких сплавов, могут выгодно отличаться от транзисторных и тиристорных аналогов простотой реализации, лучшей помехозащищенностью, высокой перегрузочной способностью, повышенной надежностью, более низким уровнем излучаемых помех, а значит быть востребованными в составе как современных, так и перспективных авиационных систем электропитания (СЭС) [1–4].

В предыдущей статье [5] авторами были рассмотрены принципы работы однофазного регулируемого выпрямительного устройства (РВУ) на основе управляемых однообмоточных дросселей насыщения (ОДН), включенных во вторичную цепь трансформатора, а также исследованы процессы рабочих и аварийных режимов работы модели предложенной схемы устройства без выходного сглаживающего фильтра (ВСФ). Также, на примере имитационного компьютерного моделирования (ИКМ), была подтверждена способность ОДН, включенных во вторичную цепь выпрямителя, регулировать выходное напряжение, а также обе-

спечивать защиту силовых цепей устройства при аварийных режимах включения на короткозамкнутую нагрузку и при коротком замыкании нагрузки в установившемся режиме работы выпрямителя. При этом отмечалось, что процесс размагничивания обоих управляемых дросселей, входящих в структуру выпрямителя, осуществляется через один управляющий элемент (например, МДП-транзистор) током порядка десятков мА.

При наличии выходного фильтра, и в зависимости от его типа, процессы в схеме однофазного магнитно-регулируемого выпрямителя (МРВУ) на основе ОДН будут отличаться от приведенных в предыдущей работе [5]. Для исследования характера протекающих процессов в МРВУ с выходным сглаживающим фильтром были созданы имитационно-компьютерные модели данного устройства с L-, C-, LC-сглаживающими фильтрами для моделирования рабочих и аварийных режимов. ИКМ было проведено с использованием программы OrCAD [6].

Принцип действия ОДН детально рассмотрен в [1]. Модель, схема которой представлена на рис. 1, содержит: источник напряжения переменного тока  $v_1$ , управляемые однообмоточные дроссели насыщения  $L_{a+}$ ,  $L_{a-}$ , рабочие диоды (ди-

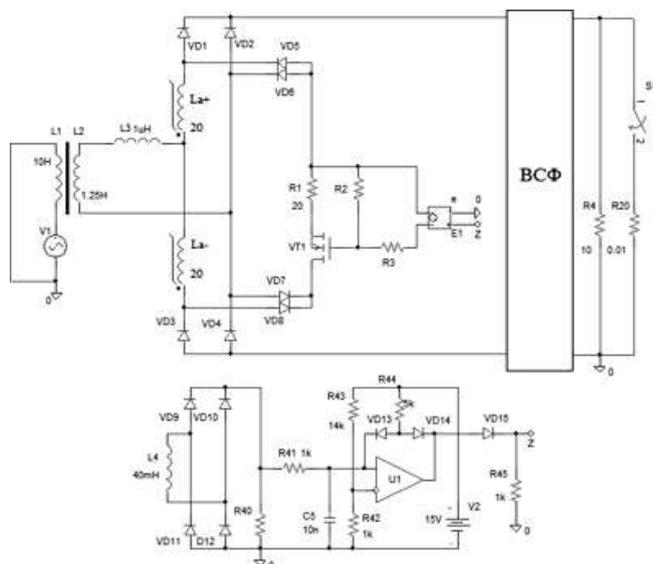


Рис. 1. Схема модели однофазного МРВУ на двух ОДН, включенных во вторичную цепь силового трансформатора, с ВСФ

оды выпрямителя)  $VD1-VD4$ , управляющие диоды (разделительные диоды)  $VD5-VD8$ , нагрузочный резистор  $R4$  и ВСФ. Размагничивание обоих ОДН осуществляется через управляющий элемент (УЭ). В данной модели он представлен МДП–транзистором  $VT1$ . Драйвер УЭ представлен элементом  $E1$ .

Для моделирования защиты от аварийных режимов МРВУ использовалась модель блока токовой защиты (БТЗ). На рис. 1 блок токовой защиты выполнен на трансформаторном датчике тока (ТДТ), триггере на операционном усилителе  $U1$ , диодах  $VD13-VD14$  и резисторах  $R42-R44$ . ТДТ состоит из обмоток  $L3, L4$  трансформатора  $TV2$ , выпрямителя, выполненного на диодах  $VD9-VD12$  и резистора  $R40$ . Короткое замыкание (КЗ) нагрузки имитируется включением ключа  $S1$ . При этом включение  $S1$  при режиме включения на короткозамкнутую нагрузку происходило в момент времени  $0$  мс. В режиме короткого замыкания уже работающей нагрузки включение  $S1$  происходило в момент времени, равный  $100$  мс.

Регулируемые выпрямительные устройства формируют на выходе напряжение постоянного тока. Согласно ГОСТ Р 54073–2010 существуют требования касательно уровня пульсаций напряжения питания определенных нагрузок. При соблюдении данных требований, переменная составляющая выходного выпрямленного напряжения РВУ должна быть снижена. С этой целью применяют различные сглаживающие фильтры, включаемые между выпрямителем и нагрузкой.

На практике, для снижения величины пульсаций выходного напряжения выпрямительных устройств, широко применяются  $L$ -,  $C$ - и  $LC$ -выходные сглаживающие фильтры. Исследуем работу РВУ (с ОДН во вторичной цепи) с такими ВСФ в установивших-

ся, переходных и аварийных режимах, предварительно рассмотрев упрощенную методику расчета параметров ВСФ.

В современной научно-технической литературе описано множество методов расчета параметров ВСФ для схем выпрямления напряжения. В связи с тем, что структура РВУ–ВСФ образует нелинейную систему, а аналитических методов расчета подобных систем не существует, все известные методики расчета являются упрощенными и приближенными. В то же время данные методики, с одной стороны, опираются на одну и ту же физику процессов, но, с другой стороны, различаются, в зависимости от конкретного автора, по способу изложения материала. Известные авторам данной статьи методики освещены и изложены в довольно сложной манере и являются громоздкими. В связи с этим, в настоящей работе представлена новая методика расчета параметров ВСФ для РВУ на основе построения амплитудно-частотной характеристики звена фильтра. Данная методика является относительно простой и в то же время обеспечивает соответствие с результатами ИКМ с хорошей точностью (в пределах  $5-7\%$ ).

Что касается расчета величин емкости и индуктивности  $LC$ -фильтра, то критериев по которым их рассчитывают существует много, но в предложенной методике предлагается приравнять постоянные времени дросселя и конденсатора, чтобы их индуктивность и емкость вносили равный вклад в фильтрацию выходного напряжения.

#### Новая упрощенная методика расчета параметров ВСФ для МРВУ

Схема выпрямления, входящая в структуру рассматриваемого РВУ на ОДН (рис. 1) основана на однофазной двухполупериодной мостовой схеме, представленной на рис. 2а. Коротко рассмотрим работу такой схемы выпрямления.

Согласно полярности импульсов источника питающего напряжения, диодные группы  $VD1, VD4$  и  $VD2, VD3$  поочередно пропускают ток и формируют напряжение нагрузки. При активной нагрузке (и без ВСФ) выходное напряжение имеет вид однополярных полувольт, частота  $f$  которых, в худшем случае ( $C_{\text{фильтра}} \rightarrow \infty$ ), равняется удвоенной частоте сети  $f_{\text{сети}}$  (рис. 2б).

При анализе работы схем выпрямления с  $L$ -,  $C$ - и  $LC$ -фильтрами на  $R_n$  следует учесть что:

- при применении  $C$ - и  $LC$ -фильтров постоянная составляющая выходного тока выпрямительного звена течет через резистор нагрузки, в то время как его переменная составляющая течет через конденсатор фильтра;

- дроссель постоянного тока  $L$ - и  $LC$ -фильтра пропускает без искажений постоянную составляющую протекающего через него тока, в то же время ослабляя его переменную составляющую.

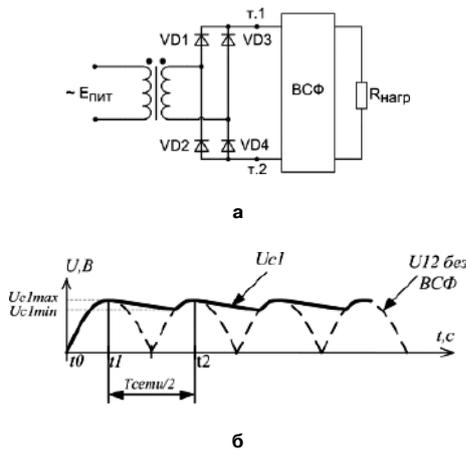


Рис. 2. Двухполупериодная мостовая схема выпрямления (а) и напряжение, формируемое на ее выходе (между точками 1 и 2) (б)

Требуемая величина пульсаций переменной составляющей напряжения на выходе фильтра  $\Delta U_{\text{пн}}$  определяет его качество сглаживания, а значит является основным вводным при расчете параметров ВСФ. Также при расчете емкостей и индуктивностей фильтров необходимо учитывать частоту сетевого питающего напряжения  $f_{\text{сети}}$  и частоту пульсаций напряжения нагрузки  $f_{\text{пн}}$  (зависящую от пульсности схемы выпрямления), а также ток нагрузки  $I_{\text{н}}$ .

**Расчет параметров С-фильтра однофазного мостового выпрямителя**

Для снижения величины пульсаций выходного напряжения нагрузки однофазного мостового выпрямителя применим однозвенный емкостный сглаживающий С-фильтр (рис. 3а).

Если считать выпрямительные диоды VD1–VD4 идеальными, пренебрегая их активными сопротивлениями, то на временном интервале  $(t_0-t_1)$  пропускания ими (диодами) тока конденсатор C1 ВСФ заряжается до напряжения  $U_{C1\text{max}}$ . Далее в интервал времени  $(t_1-t_2)$  выпрямительные диоды заперты под воздействием полярности напряжения конденсатора, на этом интервале времени силовой ток через диоды не протекает и напряжение на конденсаторе  $U_{C1}$  снижается, так как нагрузка потребляет заряд конденсатора C1, который можно рассчитать по формуле:

$$q_1 = I_{\text{н}} t, \tag{1}$$

где  $I_{\text{н}}$  – ток нагрузки, А;

$t$  – время “паузы” пропускания тока диодами выпрямителя, с.

Для рассматриваемой схемы выпрямления время  $t$  соответствует интервалу  $(t_1-t_2)$  и находится как:

$$t = T_{\text{сети}}/2, \tag{2}$$

где  $T_{\text{сети}}$  – период напряжения сети.

Заряд конденсатора C1 ВСФ также может быть найден по формуле:

$$q_1 = C_1 \Delta U_{\text{пн}}, \tag{3}$$

где  $C_1$  – емкость конденсатора C1, Ф;

$\Delta U_{\text{пн}}$  – величина пульсаций переменной составляющей напряжения нагрузки, В.

Приводя уравнения (1) и (3) в одну систему, находим емкость конденсатора С–ВСФ:

$$C_1 = \frac{I_{\text{н}}}{\Delta U_{\text{пн}}} = \frac{I_{\text{н}} T_{\text{сети}}}{2 \Delta U_{\text{пн}}} = \frac{I_{\text{н}}}{2 f_{\text{сети}} \Delta U_{\text{пн}}}, \tag{4}$$

где:  $f_{\text{сети}} = 1/T_{\text{сети}}$ . (5)

**Расчет параметров L-фильтра (с дросселем постоянного тока) однофазного мостового выпрямителя**

На рис. 3б представлена схема однофазного мостового выпрямителя с дросселем постоянного тока в качестве ВСФ.

Следует отметить, что наличие дросселя L1 вносит нелинейность в работу схемы. В связи с этим строим анализ схемы на представлении входного напряжения ВСФ как суммы двух составляющих: переменной и постоянной.

На рис. 3б на входе ВСФ показаны два источника напряжения постоянного и переменного тока, включенные последовательно.

Как показано выше, постоянная составляющая тока проходит через дроссель L1 без искажений, а переменная должна ослабиться. Амплитуда переменной составляющей напряжения на входе ВСФ известна.

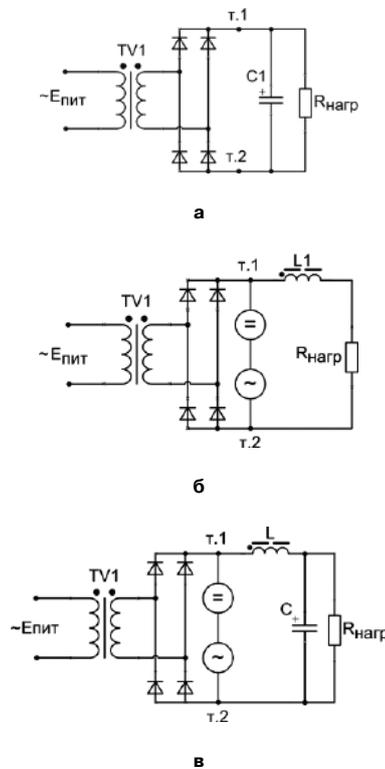


Рис. 3. Однофазные мостовые схемы выпрямления с ВСФ, в качестве которого применяется: а – однозвенный С-фильтр, б – однозвенный L-фильтр; в – двухзвенный LC-фильтр

*L*-фильтр является однозвенным сглаживающим фильтром 1-го порядка. Передаточная функция (ПФ) *L*-фильтра по переменной составляющей тока имеет вид:

$$W_{\Phi L} = \frac{1}{T_{\Phi L} s + 1}, \quad (6)$$

где  $T_{\Phi L}$  – постоянная времени *L*-фильтра, равная:

$$T_{\Phi L} = L_1/R_n, \quad (7)$$

На рис. 4 приведена амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) однозвенного *L*-фильтра. Наклон АЧХ *L*-фильтра 1-го порядка к оси частот составляет -20дБ/декаду. Круговая частота фильтра

$$\omega_{\Phi} = 2\pi/T_{\Phi}. \quad (8)$$

Введем понятие коэффициента ослабления фильтром пульсаций переменной составляющей напряжения  $k_{\Phi}$ :

$$k_{\Phi} = \Delta U_{\text{пн}}/\Delta U_{\text{пвх}}, \quad (9)$$

где  $\Delta U_{\text{пн}}$  – требуемая величина пульсаций переменной составляющей напряжения на выходе фильтра;

$\Delta U_{\text{пвх}}$  – амплитуда переменной составляющей напряжения на входе ВСФ.

Таким образом, самым первым шагом при расчете индуктивности дросселя постоянного тока однозвенного *L*-ВСФ станет определение коэффициента  $k_{\Phi}$  для требуемого  $\Delta U_{\text{пн}}$  и заданного (в зависимости от параметров схемы выпрямления)  $\Delta U_{\text{пвх}}$ .

Если, например, требуется уменьшить пульсации напряжения на выходе выпрямителя в 100 раз, т. е.  $k_{\Phi} = 10^{-2}$ , то на графике амплитудно-частотной зависимости получаем модуль этого коэффициента, равный  $20\lg(k_{\Phi}) = 20\lg(10^{-2}) = 40$  дБ. Проведем прямую из точки (-40 дБ;0) параллельно оси частот до точки пересечения с графиком АЧХ фильтра. Частота соответствующая данной точке является круговой частотой пульсаций переменной составляющей на входе фильтра, равной:

$$\omega_{\text{пульс}} = 2\pi f_{\text{пульс}}, \quad (10)$$

где  $f_{\text{пульс}}$  – частота пульсаций напряжения на входе ВСФ, определяемая пульсностью схемы выпрямления, (Гц).

Допустим, что для некоей передаточной функции  $W(s)$  *n*-го порядка, график АЧХ имеет наклон к оси

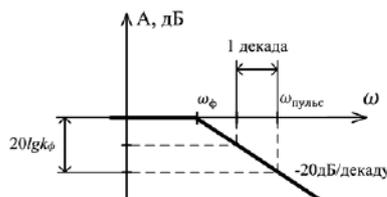


Рис. 4. Амплитудно-частотная характеристика однозвенного *L*-фильтра 1-го порядка

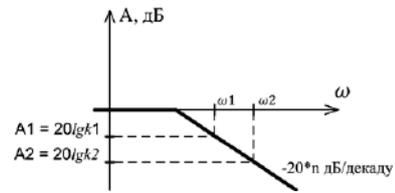


Рис. 5. АЧХ сглаживающего фильтра *n*-го порядка

частот –  $20n$  дБ/декаду, согласно рис. 5:

$$W(s) = \frac{1}{(T_a s + 1)^n}. \quad (11)$$

Учитывая, что  $s = j\omega$ , передаточная функция (11) принимает вид:

$$W(j\omega) = \frac{1}{(j\omega T_a + 1)^n}. \quad (12)$$

Найдем модуль передаточной функции (12):

$$k(\omega) = \frac{1}{\sqrt{(\omega^2 T_a^2 + 1)^n}}. \quad (13)$$

В области высоких частот (при  $\omega \rightarrow \infty$ ) выражение (14) в логарифмическом масштабе принимает вид:

$$A = 20\lg k(\omega) = 20\lg \frac{1}{(T_a \omega)^n}. \quad (14)$$

При этом, согласно рис. 5, круговой частоте  $\omega_1$  соответствует модуль  $A_1$ , а круговой частоте  $\omega_2$  соответствует модуль  $A_2$ :

$$A_1 = 20\lg k_1(\omega) = 20\lg \frac{1}{\omega_1^n} = 20n \lg \frac{1}{\omega_1}; \quad (15.1)$$

$$A_2 = 20\lg k_2(\omega) = 20\lg \frac{1}{\omega_2^n} = 20n \lg \frac{1}{\omega_2}. \quad (15.2)$$

Согласно (15.1–15.2) находим разность модулей  $A_1$  и  $A_2$ :

$$A_2 - A_1 = 20n \left( \lg \frac{1}{\omega_2} - \lg \frac{1}{\omega_1} \right). \quad (16)$$

Если считать, что передаточная функция (6) является частным случаем ПФ (11), то справедливы соотношения:

$$A_{\Phi L} = A_1 - A_2 = 20\lg k_{\Phi L}; \quad (17.1)$$

$$\omega_1 = \omega_{\text{пульс}}; \quad (17.2)$$

$$\omega_2 = \omega_{\Phi}; \quad (17.3)$$

$$n = 1. \quad (17.4)$$

Согласно (17.1–17.4), формула (16) принимает вид, в соответствии с рис. 4:

$$20 \lg k_{\Phi L} = 20 \lg \frac{1}{\omega_{\text{пульс}}} - 20 \lg \frac{1}{\omega_{\Phi}}.$$

$$20 \lg k_{\Phi L} = -20 \lg \omega_{\text{пульс}} - (-20 \lg \omega_{\Phi}). \quad (18)$$

Поскольку разность логарифмов есть логарифм частного, получим:

$$20 \lg k_{\Phi L} = -20 \lg \frac{\omega_{\text{пульс}}}{\omega_{\Phi}} = 20 \lg \left( \frac{\omega_{\text{пульс}}}{\omega_{\Phi}} \right)^{-1}; \quad (19)$$

$$k_{\Phi L} = \left( \frac{\omega_{\text{пульс}}}{\omega_{\Phi}} \right)^{-1} = \frac{\omega_{\Phi}}{\omega_{\text{пульс}}}. \quad (20)$$

В общем случае: для коэффициента  $k_{\Phi}$  фильтра  $n$ -го порядка с АЧХ, имеющей наклон к оси круговых частот ( $-20n$  дБ/дек) имеем выражение:

$$20 \lg k_{\Phi} = -n \cdot 20 \lg \omega_{\text{пульс}} - (-n \cdot 20 \lg \omega_{\Phi}). \quad (21)$$

И в итоге, для фильтра  $n$ -го порядка получаем:

$$k_{\Phi} = \left( \frac{\omega_{\text{пульс}}}{\omega_{\Phi}} \right)^{-n} = \left( \frac{\omega_{\Phi}}{\omega_{\text{пульс}}} \right)^n. \quad (22)$$

Далее учитываем, что выходное напряжение ВУ должно иметь амплитуду пульсаций не более значения, оговоренного в ГОСТ [7]. Значит, для случая применения однозвенного  $L$ -фильтра 1-го порядка, выражение (20) преобразуется в неравенство, при учете, что искомым параметром является круговая частота фильтра  $\omega_{\Phi}$ :

$$\omega_{\Phi} < \omega_{\text{пульс}} \cdot k_{\Phi L}. \quad (23)$$

В общем случае из выражения (22), для ВСФ  $n$ -го порядка получаем неравенство:

$$\omega_{\Phi} < \omega_{\text{пульс}} \cdot \sqrt[n]{k_{\Phi}}. \quad (24)$$

Итак, из формул (7), (8), (9), (10) и (23) выражаем индуктивность дросселя постоянного тока однозвенного  $L$ -фильтра 1-го порядка:

$$L_1 > \frac{R_n \cdot \Delta U_{\text{пвх}}}{f_{\text{пульс}} \cdot \Delta U_{\text{пн}}}. \quad (25)$$

#### Расчет параметров LC-фильтра 2-го порядка (с дросселем постоянного тока) однофазного мостового выпрямителя

На рис. 3в представлена схема однофазного мостового выпрямителя с LC-фильтром. Двухзвенный LC-фильтр имеет передаточную функцию:

$$W_{\Phi LC}(s) = \frac{1}{T_{\Phi LC}^2 s^2 + 1}, \quad (26)$$

где  $T_{\Phi LC}$  – постоянная времени фильтра LC-фильтра, определяемая как:

$$T_{\Phi LC} = \sqrt{L_2 C_2}. \quad (27)$$

Так как АЧХ ПФ LC-фильтра имеет наклон к оси частот  $-40$  дБ/декаду (поскольку по факту имеем фильтр 2-го порядка), то круговая частота фильтра может быть вычислена по формуле (24) при учете, что коэффициент  $n = 2$ :

$$\omega_{\Phi} < \omega_{\text{пульс}} \cdot \sqrt{k_{\Phi}}. \quad (28)$$

Выше отмечено, что в разработанной методике условие выбора параметров емкости и индуктивности LC-фильтра выражается из равенства постоянных времени дросселя и конденсатора ВСФ:

$$\tau_L = \tau_C, \quad (29)$$

$$\text{где } \tau_L = \frac{L_2}{R_n}; \quad (30)$$

$$\tau_C = R_n C_2. \quad (31)$$

Далее приравняем выражения (30) и (31) и, используя выражения (7), (8), (9), (10), (27) и (28), находим параметры  $L_2$  и  $C_2$ , учитывая  $k_{\Phi LC}$ ,  $R_n$ ,  $f_{\text{пульс}}$ .

Таким образом, рассчитав необходимые параметры фильтров, включенных в схемы РВУ, становится возможным получить на выходе устройств напряжения с требуемым уровнем пульсаций.

#### Моделирование переходных и установившихся режимов МРВУ с ВСФ

Моделирование переходных и установившихся режимов работы однофазного МРВУ, модель которого представлена на рис. 1, проведено при следующих параметрах элементов:

- амплитудное значение напряжения переменного тока входного источника составляет 165 В, частота – 400 Гц;
- активное сопротивление нагрузки  $R_n = 10$  Ом;
- величина пульсаций напряжения нагрузки должна составлять не более 5% от номинального напряжения;
- емкость однозвенного C-фильтра по результатам расчета принимаем равной 1000 мкФ;
- индуктивность однозвенного L-фильтра по результатам расчета принимаем равной 0,15 Гн;
- индуктивность и емкость двухзвенного LC-фильтра по результатам расчета принимаем равными 5 мГн и 100 мкФ соответственно.

На рис. 6 представлены графики напряжения на нагрузке модели МРВУ, где показано напряжение на нагрузке  $U_{\text{нагр}}$  без применения ВСФ (а), а также напряжение нагрузки при применении L-, C- и LC-фильтров (б).

Из приведенных на рис. 6 графиков видно, что применение ВСФ способствует значительному ослаблению пульсаций выходного напряжения выпрямительного устройства.

Отметим, что при моделировании процессов в МРВУ (рис. 1) с C-фильтром необходимо учитывать индуктивность рассеивания  $L_{\text{расс}}$  обмоток трансформатора TV1. Параметр  $L_{\text{расс}}$  определяется качеством и технологичностью изготовления трансформатора. Обычно индуктивность рассеивания обмоток реального трансформатора составляет величину, соответствующую значению coupling, равному от 0,999 до 0,9999. При этом моделирование показало, что значению coupling = 0,999 соответствует индуктивность рассеивания, составляющая около 0,0001–0,0005% от большей из индуктивностей обмоток. Например, если первичная

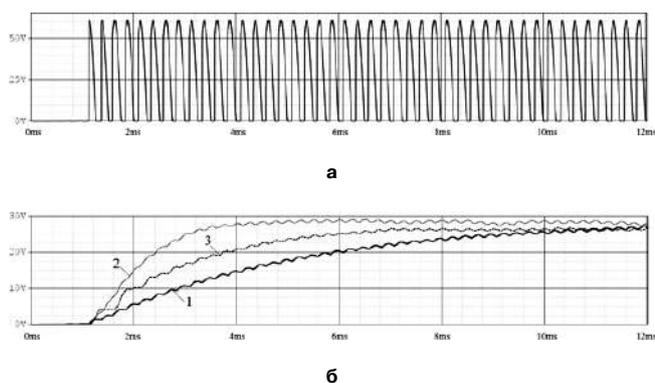


Рис. 6. Графики напряжения на нагрузке при выходе МРВУ: а – без применения ВСФ; б – при применении ВСФ (1 – L-фильтр; 2 – С-фильтр; 3 – LC-фильтр)

обмотка имеет индуктивность 1 Гн, а вторичная – 100мГн, то индуктивность рассеивания обмоток при  $\text{coupling} = 0,999$  составит 5 мкГн.

Причем, при значении  $\text{coupling} = 1$ , трансформатор представляется как идеальный, индуктивность рассеивания обмотки TV будет равняться к нулю. Из 1-го закона коммутации следует, что в начальный момент времени после коммутации ток в уединенной индуктивности не может измениться скачком и сохраняет такое же значение, как и непосредственно перед коммутацией. А так как ток протекающий при пуске во вторичной цепи не будет ограничен индуктивностью, то измениться скачком. Из этого следует, что будут увеличены в несколько раз от номинальных амплитуды токов обмоток. Также на нагрузке, при выходе устройства на режим, будет наблюдаться бросок напряжения, значительно превышающий номинальное значение. Стоит учесть данную особенность представления модели трансформатора и при незначительном уменьшении  $\text{coupling}$  до 0,9999, что продемонстрировано на рис. 7, при этом индуктивность рассеивания обмоток TV1 мала и слабо ограничивает нарастание тока.

На рис. 7 представлены графики выходного напряжения  $U_n$  (а) и тока вторичной обмотки  $I_{w2}$  TV1 МРВУ с С-фильтром при параметрах  $\text{coupling}$ , равных 0,9999; 0,9995; 0,999.

Уменьшение параметра  $\text{coupling}$  до 0,999 соответствует увеличению индуктивности рассеивания обмоток трансформатора, что приведет к появлению дополнительных потерь в трансформаторе, и как следствие, произойдет снижение величины напряжения нагрузки в сравнении с расчетным номинальным. Также при значении  $\text{coupling} = 0,999$ , индуктивность рассеивания обмоток трансформатора составляет примерно 0,0001% от номинальной их индуктивности наблюдается ограничение тока, проходящего через обмотки TV1, при этом фактический ток, потребляемый нагрузкой, становится меньше требуемой величины. При таком снижении величины выходного тока может случиться ситуация,

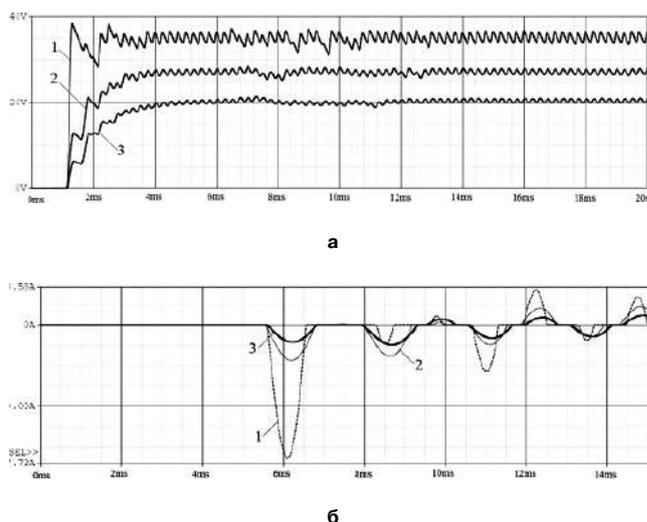


Рис. 7. Графики выходного напряжения (а) и тока вторичной обмотки (б) TV1 МРВУ с С-фильтром: 1 –  $\text{coupling} = 0,9999$ ; 2 –  $\text{coupling} = 0,9995$ ; 3 –  $\text{coupling} = 0,999$ .

когда при возникновении короткого замыкания нагрузки, блок токовой защиты (БТЗ) не сработает, так как ток будет ограничен индуктивностью рассеивания трансформатора TV1 и не даст развиваться току короткого замыкания.

#### Моделирование аварийных режимов работы МРВУ с ВСФ

Заданное качество и безопасность выходных параметров преобразователей крайне важны для обеспечения надежности и повышения эффективности авиационных систем электроснабжения [5]. Проведем моделирование тех аварийных режимов, которые являются наиболее распространенными, а именно короткие замыкания цепей нагрузки.

Рассмотрим аварийный режим включения МРВУ (рис. 1) на короткозамкнутую нагрузку с выключенным блоком токовой защиты. Результаты моделирования такого режима работы РВУ при наличии L-, C- и LC-фильтров показаны на рис. 8, где приводятся графики изменения фазных токов  $I_{w2}$  вторичной обмотки силового трансформатора при различных типах ВСФ.

Из графиков (рис. 8) видно, что без использования специального блока токовой защиты (БТЗ) при L- и LC-ВСФ ток  $I_{w2}$  вторичной обмотки силового трансформатора TV1 возрастает до 10–ов ампер при ограничении на некоем уровне. Если ток КЗ, ограниченный таким образом, для данного устройства составляет ток перегрузки, или даже больший, то он может быть опасен для диодов выпрямителя, а также может “просадить” входную питающую сеть, увеличенным потреблением мощности.

При моделировании аварийных режимов в магнитно-управляемом выпрямителе с С-фильтром следует учитывать описанные выше особенности представления модели силового трансформатора. Таким образом, из-за влияния индуктивности рассеивания  $L_{\text{расс}}$  обмоток TV1, ток  $I_{w2}$  будет ограничен на некотором уровне. При этом для того, чтобы в модели МРВУ с С-ВСФ токовая защита срабаты-

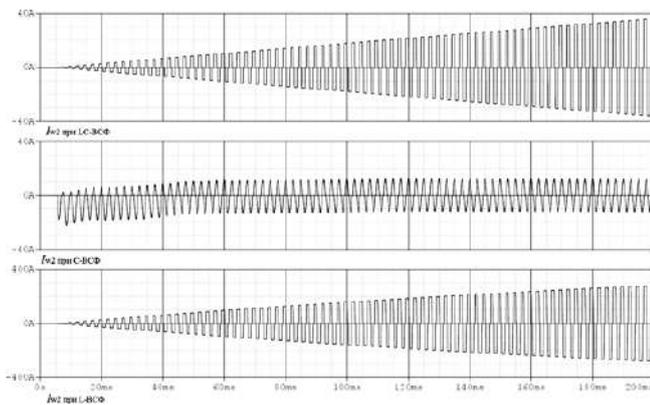


Рис. 8. Результаты моделирования режима включения на короткозамкнутую нагрузку РВУ на ОДН без использования БТЗ при применении  $L$ -,  $C$ - и  $LC$ -фильтров

вала при возникновении КЗ нагрузки, стоит оптимизировать параметры  $\text{coupling TV1}$  (параметрами  $L_{\text{рас}}$  датчика тока и дросселей насыщения можно пренебречь ввиду относительно малых значений их индуктивностей намагничивания), сопротивление датчика тока БТЗ и емкости конденсатора ВСФ под величину максимального тока нагрузки  $I_{\text{н макс}}$  и требуемый уровень пульсаций выходного напряжения.

На рис. 9 представлены графики процессов в МРВУ (рис. 1) с  $C$ -фильтром при различных значениях параметра  $\text{coupling TV1}$  при возникновении короткого замыкания в нагрузке.

Из графиков, приведенных на рис. 9, видно, что:

- при  $\text{coupling} = 0.9999$ , блок токовой защиты срабатывает еще в переходном режиме, отключая нагрузку;
- при  $\text{coupling} = 0.999$  модель выдает только 20 В напряжения нагрузки ( $U_{\text{нагр}}$ ); ток вторичной обмотки  $I_{w2}$  ограничен ниже номинального и БТЗ не срабатывает  $U_{C5} < U_{R42}$  при коротком замыкании нагрузки;
- при  $\text{coupling} = 0.9995$  модель выдает 27 В напряжения нагрузки, БТЗ отключает нагрузку (при  $U_{C5} > U_{R42}$ ) при коротком замыкании, при этом ток, проходящий через вторичную обмотку ( $I_{w2}$ ) силового трансформатора в нагрузку, снижается до нуля.

При моделировании аварийных режимов в магнитно-управляемом выпрямителе с  $C$ -фильтром мы будем принимать значение  $\text{coupling TV1}$ , равное 0,9995, что соответствует получению на выходе модели напряжения с оптимальным характером переходного процесса и величиной, равной в установившемся режиме 27 В, а также, при возникновении КЗ нагрузки, обеспечивается защита силовых цепей устройства посредством снижения тока, проходящего через МРВУ в нагрузку, до нуля.

#### Моделирование защиты МРВУ с ВСФ при аварийном режиме включения на короткозамкнутую нагрузку

На рис. 10 представлены результаты модели-

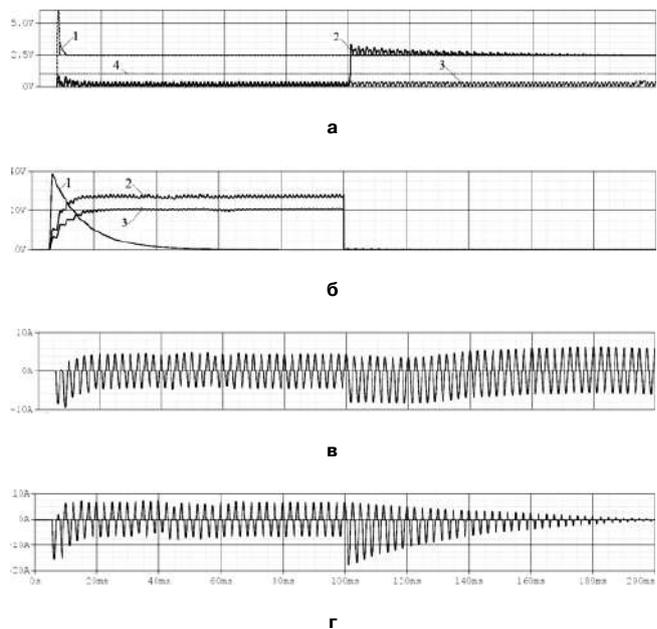


Рис. 9. Процессы в МРВУ (рис. 1) с  $C$ -фильтром при возникновении КЗ в нагрузке: а – напряжение на конденсаторе  $C5$  (1 –  $\text{coupling} = 0.9999$ ; 2 –  $\text{coupling} = 0.9995$ ;  $\text{coupling} = 0.999$ ; 4 – напряжение на  $R42$ ); б – напряжение на нагрузке (1 –  $\text{coupling} = 0.9999$ ; 2 –  $\text{coupling} = 0.9995$ ;  $\text{coupling} = 0.999$ ); в – ток  $I_{w2}$  при  $\text{coupling} = 0.999$ ; г – ток  $I_{w2}$  при  $\text{coupling} = 0.9995$

рования защиты МРВУ на ОДН, при применении  $L$ -,  $C$ - и  $LC$ -фильтров, от режима включения на короткозамкнутую нагрузку. Для каждого из фильтров, БТЗ срабатывает в соответствующие моменты времени, подавая сигнал на размагничивание сердечников дросселей насыщения и снижая пропускаемый ими ток до нуля.

#### Моделирование защиты МРВУ с ВСФ при аварийном режиме возникновения КЗ в нагрузке в установившемся режиме работы

Процессы в устройстве, при моделировании режима возникновения КЗ нагрузки в установившемся режиме работы, с отключенным БТЗ аналогичны процессам, графики которых представлены на рис. 9, а именно токи вторичной обмотки силового трансформатора при  $L$ - и  $LC$ - ВСФ возрастают до значений в десятки ампер, а при  $C$ -фильтре ток ограничен на некотором уровне вследствие влияния индуктивности рассеивания обмоток силового трансформатора.

При работе МРВУ при включенном БТЗ с  $L$ -,  $C$ - и  $LC$ -фильтрами наблюдается срабатывание защиты на определенном максимальном уровне тока, а также дальнейшее размагничивание сердечников ОДН при снижении тока вторичной обмотки  $TV1$  до 0, что подтверждается графиками на рис. 11, где приведены графики напряжения нагрузки  $U_{\text{нагр}}$  и токов  $I_{w2}$  вторичной обмотки  $TV1$  при моделировании защиты от короткого замыкания нагрузки в установившемся режиме работы МРВУ с  $L$ -,  $C$ - и  $LC$ -ВСФ.

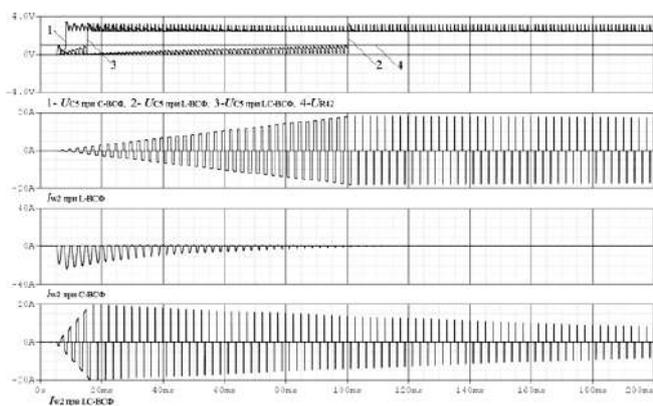


Рис. 10. Результаты моделирования защиты МРВУ на ОДН при применении  $L$ -,  $C$ - и  $LC$ -фильтров от включения на короткозамкнутую нагрузку

По графикам, представленным на рис. 10–11, видно, что управляемые дроссели насыщения, включенные во вторичную цепь МРВУ, продолжают обеспечивать защиту от коротких замыканий нагрузки при применении в составе устройства всех рассмотренных типов ВСФ.

#### Выводы

1. В статье представлены и проанализированы результаты моделирования схемы однофазного магнитно-регулируемого выпрямительного устройства на основе управляемых однообмоточных дросселей насыщения с  $L$ -,  $C$ -,  $LC$ -выходными сглаживающими фильтрами, при этом авторами была предложена относительно простая методика расчета параметров фильтров на основе построения АЧХ звена фильтра.

2. Отмечается особенность построения модели МРВУ с  $C$ -фильтром, выражающаяся в необходимости учета параметра  $L_{\text{рас}}$  силового трансформатора, при этом варьирование значения данного параметра может привести к изменению характера переходных, установившихся и аварийных режимов работы МРВУ с  $C$ -ВСФ.

3. Результаты ИКМ подтверждают тот факт, что управляемые ОДН, включенные во вторичную цепь МРВУ, сохраняют способность регулировать выходное напряжение устройства и обеспечивать защиту от коротких замыканий цепей нагрузки при включении на выходе выпрямителя  $L$ -,  $C$ - и  $LC$ -выходных сглаживающих фильтров. Подчеркивается перспективность применения предложенной структуры МРВУ в составе современной бортовой радиоэлектронной аппаратуры.

#### Литература

1. Шевцов Д. А., Турченко И. С. Однообмоточные дроссели насыщения в авиационных источниках вторичного электропитания // Вестник Московского авиационного института, № 3 т. 20, 2013, С.145–153.

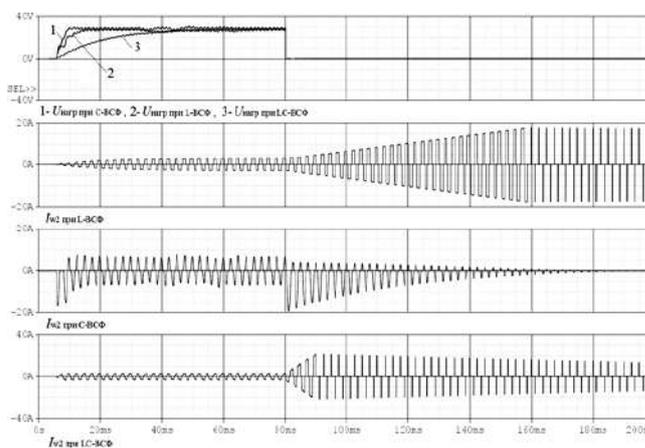


Рис. 11. Результаты моделирования защиты от режима возникновения короткого замыкания нагрузки в установившемся режиме работы МРВУ с  $L$ -,  $C$ - и  $LC$ -фильтрами

2. *Austrin L.* On Magnetic Amplifiers in Aircraft Applications. Royal Institute of Technology Electromagnetic Engineering, Stockholm, Sweden, 2007, – 98 pages.

3. *Mullett C.* New Amorphous Materials Improve High-Frequency Saturable Reactor Output Regulators, Power Conversion and Intelligent Motion, July 1986, pp. 28–35.

4. Стародубцев Ю. Н., Белозеров В. Я. Магнитные свойства аморфных и нанокристаллических сплавов. – Екатеринбург: Издательство Уральского университета, 2002, – 384 с.

5. Шевцов Д. А., Турченко И. С. Моделирование рабочих и аварийных режимов в регулируемом выпрямительном устройстве на основе управляемого однообмоточного дросселя насыщения // Практическая силовая электроника, № 4 (52), 2013, С. 39–42.

6. Шевцов Д. А., Крючков В. В., Манбеков Д. Р. Создание нелинейной модели магнитного сердечника // Практическая силовая электроника, № 4 (36), 2009, С. 49 – 51.

7. ГОСТ Р 54073-2010.

8. Мелешин В. И. Транзисторная преобразовательная техника. – Москва: Техносфера, 2005, – 632 с.

9. Борисов П. А., Томасов В. С. Расчет и моделирование выпрямителей. Учебное пособие по курсу “Элементы систем автоматики” (Часть I) . – СПб: СПб ГУ ИТМО, 2009 – 169 с.

Шевцов Даниил Андреевич, д. т. н., профессор кафедры “Микроэлектронные электросистемы” МАИ, тел. +7(499) 158-45-59;

Турченко Игорь Сергеевич, аспирант кафедры “Микроэлектронные электросистемы” МАИ, тел. +7(499)158-45-59, e-mail: i.s.turchenko.ing@mail.ru.

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

## БЕЗДАТЧИКОВЫЙ РЕГУЛЯТОР БЕСКОЛЛЕКТОРНОГО ДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ НА РОТОРЕ

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

Sensorless Controller of BLDC Motor  
with Permanent Magnets

В статье описан модифицированный метод бездатчикового управления бесколлекторным двигателем постоянного тока с постоянными магнитами на роторе на основе вычисления противо-ЭДС фаз. Описана структура регулятора, построенного на базе этого метода.

*Ключевые слова:* бесщеточный двигатель постоянного тока, датчик положения ротора, бездатчиковое управление, транзисторный регулятор бесщеточного двигателя постоянного тока.

Modified method of BLDC motor sensorless control, based on back-EMF calculation, is presented in this paper. Control system structure based on proposed method is presented too.

*Key words:* brushless DC motor, position sensor, sensorless control, transistor regulator for brushless DC motor.

Бесколлекторные (бесщеточные) двигатели постоянного тока с постоянными магнитами на роторе (БДПТ) находят все более широкое применение в различных сферах производства. Благодаря своим высоким эксплуатационным характеристикам, БДПТ являются наиболее перспективными электрическими машинами в диапазоне малых и средних мощностей, особенно — для моментных систем электропривода. Они просты, надежны, имеют абсолютно жесткие механические характеристики и не требуют затрат энергии на возбуждение. Эти качества электрической машины обуславливают применение БДПТ в промышленных системах автоматизации, роботах и манипуляторах, приводах подач и главного движения металлорежущих станков, координатных устройствах, автоматических линиях по обработке различных материалов или сборке изделий, упаковочных и печатных машинах, принтерах и плоттерах, намоточных и лентопротяжных механизмах, прецизионных системах слежения и наведения, в авиационной и медицинской технике. БДПТ имеют свою “нишу” в тяговом электроприводе (электровоз ВЛ80ВР), приводах рулевого управления летательных и подводных аппаратов, электромеханических устройствах автомобилей (электромеханические усилители руля, стартер-генераторные устройства гибридных автомобилей, стеклоподъемники и др.), мотор-колесах аккумуляторных индивидуальных транспортных средствах (электровелосипеды, инвалидные коляски различных разработок), в бытовых устройствах (стиральная машина “Орь-Автомат”, проигрыватели компакт-дисков) [1]. Однако, чтобы управлять таким двигателем необходим силовой преобразователь — инвертор и сложная система управления. Система управления должна обеспечивать пуск и сохранение синхронного режима работы в рабочем

диапазоне частот вращения при изменяющемся моменте нагрузки.

Бездатчиковые методы управления различными типами электродвигателей давно привлекают внимание специалистов. Датчики положения, кроме усложнения конструкции электродвигателя и увеличения его объема, ужесточают требования к условиям эксплуатации и снижают надежность системы в целом. Так же существуют задачи, в которых двигатель находится на достаточно большом расстоянии от коммутатора и маломощные сигналы, несущие информацию о положении ротора невозможно использовать. Эти причины обусловили желание разработчиков избавиться от “слабого звена” — датчика положения ротора. На данный момент существует большое число различных бездатчиковых (*sensorless*) методов, которые различаются по степени сложности вычислений и предлагаемому подходу [2]. Однако всем им присущ один и тот же недостаток: невозможность работы на низких и ультранизких частотах вращения. Проблема определения положения ротора на ультранизких частотах вращения по внутреннему состоянию системы является принципиально неразрешимой из-за отсутствия необходимой информации или “поглощения” ее помехами. Тем не менее, можно предложить несколько решений для бездатчикового регулятора БДПТ, которые позволяют достичь минимальной скорости вращения порядка 100 об/мин.

В статье предлагается вариант транзисторного регулятора, для управления БДПТ в расширенном диапазоне частот с возможностью работы с малой частотой вращения без использования датчиков положения ротора. Такой привод планируется использовать для создания эндодонтического аппарата, используемого в стоматологии для установки имплантов. Необходимость в стабилизированной

низкой частоте вращения диктуется особенностями технологии проведения таких операций [3]. На рис. 1 представлен выпускаемый серийно фирмой ООО “РЭЛМА-СТАРТ” БДПТ с ПМ на роторе, который является частью разрабатываемой системы. Существующий на данный момент стоматологический аппарат “РЭСТАР-03” с бездатчиковой системой управления имеет характеристики, указанные в табл. 1.

Таблица 1. Основные характеристики бормашины портативной “РЭСТАР-03”.

1.	Максимальное выходное напряжение блока управления, В	28
2.	Максимальная мощность на валу микромотора, Вт	80
3.	Диапазон регулирования частоты вращения микромотора, мин <sup>-1</sup>	1000–40000
4.	Регулировка частоты вращения микромотора	плавная
5.	Индикация заданной и действительной частоты вращения	цифровая
6.	Масса микромотора, кг	0,135
7.	Масса блока управления, кг	0,230

### Выбор оптимальной структуры регулятора

Структура регулятора БДПТ определяется реализуемым методом управления. При выборе того или иного подхода для построения системы управления необходимо выделить несколько критериев. Основными из них являются: надежность системы, ее эффективность, точность регулирования и объем вычислений, необходимых для реализации алгоритма управления. Все эти критерии взаимосвязаны и попытка улучшить один из параметров системы может существенно ухудшить остальные.

Из публикаций, посвященных проблемам бездатчикового управления БДПТ [1, 2] следует, что самыми сложными являются системы, построенные на базе наблюдателей состояния различных модификаций. Они требуют больших вычислительных мощностей, но могут обеспечить хорошее качество регулирования. Их главным недостатком является сильная зависимость от стабильности внутренних параметров двигателя. С другой стороны, самые простые с точки зрения вычислений методы, основанные на измерении противо-ЭДС в отключенной фазе, не обеспечивают желаемого скоростного диапазона. Подходы, основанные на оценке изменения индуктивных параметров двигателя, сложны из-за большого количества факторов, влияющих на общую картину распределения магнитного поля в рабочей зоне машины. Для их реализации требуются сложные вычисления и применение специальных алгоритмов обработки сигналов для устранения помех. Также они требуют наличия явнополюсной конструкции статора, что является



Рис. 1. Внешний вид БДПТ “РЭСТАР-03”

существенным ограничением для их применения. Однако, согласно [2], данные методы могут быть использованы для управления БДПТ на очень малых скоростях. Таким образом, точность регулирования зависит от многих параметров и в первую очередь от используемого метода. Однако так же большое влияние на характеристики системы влияют конкретные схемотехнические решения при разработке принципиальной электрической схемы регулятора, качество разводки и изготовления печатной платы, а так же свойства используемых микроэлектронных компонентов. Объем вычислений зависит в первую очередь от метода управления, но также от качества написания программы.

Исходя из перечисленных выше критериев, а так же с учетом опыта создания аппарата РЭСТАР-03, было решено взять в качестве базового метод определения положения ротора по противо-ЭДС фазы. Суть этого подхода заключается в том, что если моменты времени, в которые сигнал противо-ЭДС пересекает нуль, сдвинуть по фазе на 90 градусов, то эти точки будут соответствовать положению полюсов ротора [4]. В указанной публикации описывается способ определения моментов перехода через нуль с помощью компаратора, подключаемого к незадействованной фазе электродвигателя. Этот метод очень прост, но тем не менее позволяет получить хорошие результаты. В данной статье его предлагается модифицировать таким образом, чтобы повысить эффективность электропривода.

Важной особенностью предлагаемого подхода является то, что вместо измерения противо-ЭДС в неподключенной к источнику питания фазе предлагается вычислять ее во всех трех фазах. Непрерывно сравнивая между собой эти сигналы, можно определить моменты переключения силовых ключей инвертора для осуществления коммутации. На рис. 2 показаны кривые противо-ЭДС фаз и определяемые по ним промежутки времени, в которые открыты соответствующие транзисторы стоек силового инвертора, условно показанные на рис. 3.

Структурная схема электропривода показана на рис. 4. Для вычисления противо-ЭДС фаз используется информация с трех датчиков напряжения и трех датчиков тока. Сигналы с них поступают в вычислительный блок. На основе этой информации, а так же значений параметров электрической цепи якоря двигателя, определяются сигналы фазных напряжений, противо-ЭДС фаз, частота вращения и происходит управление силовыми ключами инвертора. В ряде статей обсуждается тот факт, что разброс значений параметров реальных электродвигателей (индуктивностей фаз и их сопротивлений), а так же их изменения при работе, сильно влияет на точность управления. При разработке предлагаемого метода погрешности в вычислении противо-ЭДС, вызванные колебаниями указанных величин, сведены к минимуму.

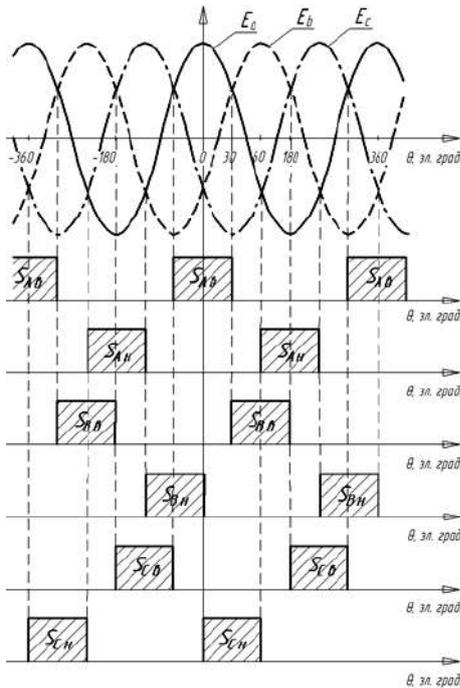


Рис. 2. Определение интервалов открытого состояния транзисторов инвертора ( $E_a, E_b, E_c$  – противо-ЭДС фаз;  $S_{A...C\text{в/н}}$  – интервалы открытого состояния транзисторов фаз А, В, С соответственно верхних и нижних)

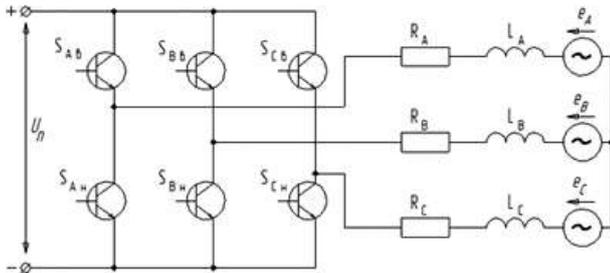


Рис. 3. Простейшая схема замещения электрической цепи питания фаз БДПТ

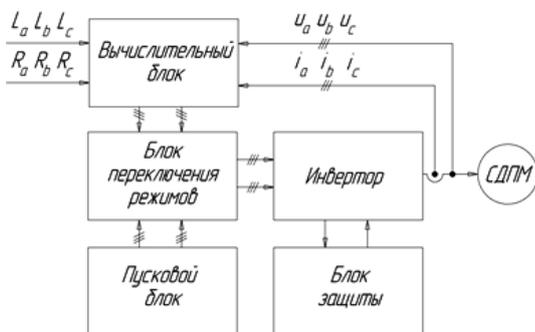


Рис. 4. Структура привода ( $L_a, L_b, L_c, R_a, R_b, R_c$  – значения индуктивностей и сопротивлений фаз БДПТ;  $u_a, u_b, u_c, i_a, i_b, i_c$  – фазные напряжения и токи)

Пусковой блок используется для запуска СДПМ при разомкнутой петле обратной связи. Режим пуска осуществляется путем плавного регулирования частоты питающего напряжения и его среднего значения. Закон, по которому изменяется частота импульсов напряжения, необходимо выбирать исходя из реальных условий работы привода в зависимости от вида нагрузки. Как только электродвигатель выходит на частоту вращения, достаточную для получения необходимой информации вычислителем и его корректной работы, блок переключения режимов осуществляет переход к работе с обратной связью.

Блок защиты предназначен для ограничения тока, потребляемого электродвигателем и отключения его в случае аварии. Так же этот блок осуществляет защиту от перенапряжения на инверторе и бросков тока при подключении электропривода к питающей сети.

Несмотря на очевидный недостаток, заключающийся в использовании максимального количества датчиков тока и напряжения, описанная структура позволяет реализовать простой по своей сути и не требующий сложных вычислений метод управления СДПМ. Вопросы повышения точности управления и расширения скоростного диапазона за счет снижения минимальной частоты вращения двигателя требуют более тщательного рассмотрения и будут описаны далее.

**Пусковой блок**

Структурная схема блока представлена на рис. 5. Он состоит из двух частей: задающего пускового генератора (ЗПГ) и распределителя импульсов управления (РИУ1). ЗПГ задает закон изменения частоты пусковых импульсов (а фактически – скорости вращения магнитного поля статора от времени) в зависимости от типа нагрузки: сухое трение, вязкое трение, вентиляционная нагрузка или их комбинация. Получить аналитическое выражение для частоты можно, решив систему уравнений:

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega}{dt} = M_{\Sigma} - M_H; \\ \Omega = f / p, \end{cases} \quad (1)$$

где  $J$  – момент инерции БДПТ;  $\Omega$  – угловая частота вращения электромагнитного поля статора;  $M_{\Sigma}$  – электромагнитный момент;  $M_H$  – момент нагрузки;  $f$  – частота питающего напряжения;  $p$  – количество пар полюсов статора.

Например, решив систему (1) для случая вязкого трения ( $M_H = k_1\omega$ ) можно получить, что зависимость



Рис. 5. Структура пускового блока

изменения частоты импульсов напряжения питания (и соответственно ЗПГ) от времени носит экспоненциальный характер:

$$f(t) = pM_{\text{Э}} \left( 1 - e^{-\frac{k_1}{J}t} \right), \quad (2)$$

где  $k_1$  – коэффициент вязкого трения. Однако, необходимо отметить, что в связи с необходимостью выбора закона изменения частоты ЗПГ, мы сталкиваемся с существенными трудностями, если характер нагрузки неизвестен.

Задачей РИУ1 является создание системы импульсов, определяющих время открытого состояния шести силовых ключей инвертора. Частота этих импульсов определяется ЗПГ. Временные соотношения определяются из способа коммутации обмоток. В данном случае используется 120-градусная коммутация.

**Особенности построения и реализации вычислительного блока**

Алгоритм функционирования вычислительного блока основан на применении второго закона Кирхгофа для вычисления противо-ЭДС фаз. Обмотки в СДПМ (рис. 1) соединены по схеме “звезда”, поэтому для них можно записать следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} i_a + i_b + i_c = 0; \\ u_a = i_a R_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_a; \\ u_b = i_b R_b + L_b \frac{di_b}{dt} + e_b; \\ u_c = i_c R_c + L_c \frac{di_c}{dt} + e_c. \end{cases} \quad (3)$$

Для преобразования системы (3) примем допущение, что система обмоток ротора симметрична, т. е.

$$e_a + e_b + e_c = 0; \quad (4)$$

$$L_a = L_b = L_c = L; \quad (5)$$

$$R_a = R_b = R_c = R. \quad (6)$$

Из выражений (4)–(6) только (5) можно считать достаточно серьезным допущением, так как в реальном электродвигателе индуктивность фаз различается достаточно сильно в зависимости от положения, занимаемого ротором (на этом свойстве основан ряд методов бездатчикового управления СДПМ). Однако, предлагаемый подход позволяет пренебречь колебаниями индуктивностей и, тем самым, допущение можно считать адекватным. Если сложить уравнения равновесия напряжения из (3), то получится следующее равенство:

$$u_a + u_b + u_c = R(i_a + i_b + i_c) + L \frac{d}{dt}(i_a + i_b + i_c) + e_a + e_b + e_c. \quad (7)$$

Учитывая первое уравнение из системы (3) и соотношение (4), получаем:

$$u_a + u_b + u_c = e_a + e_b + e_c = 0. \quad (8)$$

Запишем систему уравнений для определения фазных напряжений с помощью потенциалов в нейтральной точке и на концах фаз:

$$\begin{cases} u_a = \varphi_a - \varphi_n; \\ u_b = \varphi_b - \varphi_n; \\ u_c = \varphi_c - \varphi_n. \end{cases} \quad (9)$$

Учитывая соотношение (8), систему (9) можно преобразовать к следующему виду:

$$\begin{cases} u_a = \frac{2\varphi_a - \varphi_b - \varphi_c}{3}; \\ u_b = \frac{2\varphi_b - \varphi_a - \varphi_c}{3}; \\ u_c = \frac{2\varphi_c - \varphi_a - \varphi_b}{3}. \end{cases} \quad (10)$$

В получившейся системе уравнений для фазных напряжений отсутствует потенциал нейтральной точки. Таким образом, для их вычисления требуется наличие обычных датчиков напряжения, производящих измерения относительно “земли”, и не нужно выводить нейтральную точку обмотки статора электродвигателя. Вычислив фазные напряжения, из системы (3) можно определить фазные противо-ЭДС, которые связаны с положением ротора и, тем самым, необходимы для формирования сигналов, переключающих силовые ключи инвертора.

Структурная схема вычислительного блока представлена на рис. 6.

Блоки ВФН, ВФЭ и ВСВ – осуществляют

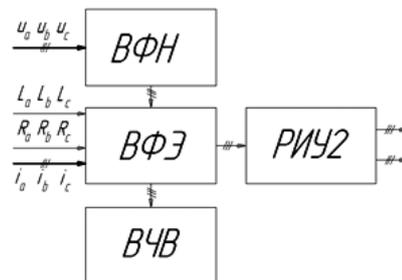


Рис.6. Структура вычислительного блока (ВФН – вычислитель фазных напряжений; ВФЭ – вычислитель фазных ЭДС; ВСВ – вычислитель частоты вращения; РИУ2 – распределитель импульсов управления № 2)

вычисления, согласно представленным выше выражениям. РИУ2 предназначен для создания последовательности управляющих импульсов согласно сигналам вычисленных фазных противо-ЭДС.

### Работа привода на низких частотах вращения

Теперь необходимо коснуться вопроса о возможности применения описанного метода и системы, построенной на его основе, на низких частотах вращения. Для решения этой задачи необходимо применить системный подход, который учитывает все особенности электропривода на базе СДПМ. Выделим те “проблемные места”, которые порождают погрешности при управлении фазами электродвигателя.

1. Главная проблема заключается в зависимости индуктивности фазы от положения ротора, так как эта информация используется при вычислении противо-ЭДС. Согласно испытаниям, проведенным в 2011 году на фирме “РЭЛМА-СТАРТ”, за полный оборот индуктивности фаз электродвигателя РЭСТАР-03 нелинейно меняются относительно среднего значения. Изменения составляют  $\pm 15\%$  от среднего значения  $L_0$ . Согласно результатам, полученным при моделировании вычислителя ЭДС фазы с дифференцирующим звеном в *Multisim* и *OrCAD*, данное обстоятельство сильно влияет на фазовый сдвиг вычисленного сигнала относительно реального, тем самым приводя к ошибкам в определении моментов переключения силовых транзисторных ключей (СТК). Существует и вторая проблема, связанная с изменчивостью индуктивных параметров машины: появление высокочастотных помех в вычисленном сигнале противо-ЭДС, которые так же приводят к неправильному определению параметров коммутации.

2. Датчики тока и напряжения. Чем точнее датчики, тем более качественно будут определяться входные данные для вычислительного блока, а возможность работы привода на низких частотах напрямую связана с их динамическим диапазоном.

3. Вычислительный блок сам по себе является источником задержки сигналов управления, так как процесс вычисления противо-ЭДС фаз, анализ этого сигнала и формирование последовательности сигналов управления СТК инвертора занимает определенное время как в случае реализации вычислителя на базе аналоговых компонентов, так и на базе микроконтроллера. Так же возможен вариант построения системы путем комбинации аналоговых схемотехнических решений с современными микропроцессорными технологиями. Оптимальный подход можно определить только путем расчета и моделирования различных структур.

Для решения проблемы, связанной с колебаниями индуктивных параметров, предлагается применить фильтр низких частот (ФНЧ) с частотой среза, лежащей ниже, чем интересующая нас ми-

нимальная частота вращения. Согласно методике управления СДПМ с использованием противо-ЭДС фаз, амплитуда сигнала противо-ЭДС не несет необходимой информации. Важны фазовые соотношения, по которым определяются моменты перехода сигнала через нуль. ФНЧ, представляющий собой интегрирующее звено, ограничивает амплитуду вычисленной противо-ЭДС и создает фазовый сдвиг точно  $90^\circ$  для всех рабочих частот вращения, начиная с самой малой. Восстановить правильную фазу сигнала можно с помощью сложения векторов, как показано на рис. 7б. Реальное положение векторов показано на рис. 7а.

Алгоритм сложения можно реализовать программно с помощью микроконтроллера. Однако, могут возникнуть проблемы с реализацией данной процедуры при работе двигателя на больших частотах вращения, так как расчет параметров необходимо вести в режиме реального времени. Однако для большинства применений разрабатываемой системы не требуется работа на высоких частотах. Так, для эндодонтического инструмента диапазон рабочих частот вращения –  $100\text{--}250\text{ мин}^{-1}$ .

Результаты моделирования вычислительного блока в САПР *Cadence OrCAD* представлены на рис. 8.

На нижней осциллограмме представлены измеренные противо-ЭДС фаз, а на верхней – те же сигналы, но только полученные с помощью вычислений с введением масштабного коэффициента. В установленном режиме видно, что сигналы на обоих графиках совпадают по фазе и тем самым

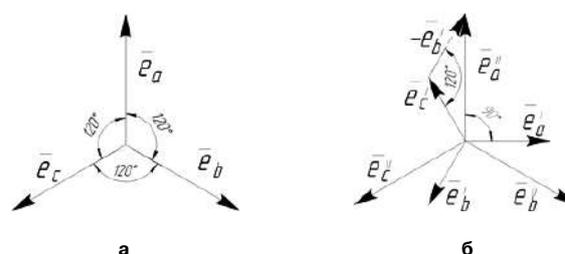


Рис. 7. Восстановление правильной фазы сигналов противо-ЭДС

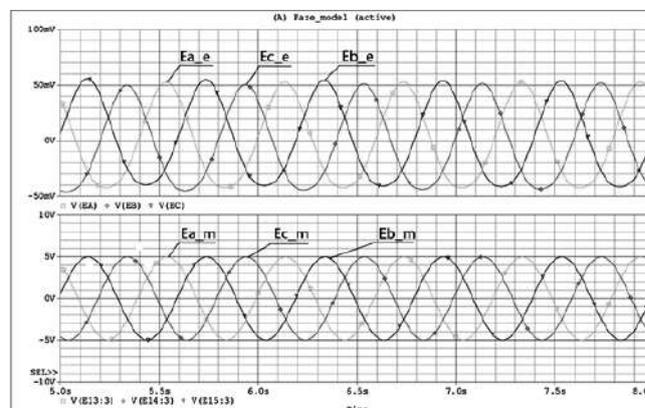


Рис. 8. Вычисленные и измеренные сигналы противо-ЭДС фаз

результатами расчетов можно пользоваться для управления приводом.

### Блок переключения режимов

Структура блока представлена на рис. 9. Он состоит из двух частей: переключателя режима работы (ПРР) и формирователя импульсов управления (ФИУ). ПРР содержит в себе элементы, позволяющие достоверно и точно определять момент, в который система может перейти на режим работы с замкнутой обратной связью. При запуске силовые транзисторы работают под управлением сигналов, поступающих с РИУ1, и блок ПРР их пропускает через себя. Как только датчик регистрирует наличие достоверного сигнала вычисленной противо-ЭДС, срабатывает логический переключатель и на ФИУ начинают поступать сигналы с РИУ2.

Формирователь импульсов управления предназначен для защиты транзисторных стоек инвертора от сквозных токов первого рода (обусловленных задержкой выключения СТК), а так же сквозных токов, обусловленных ошибками алгоритма коммутации при динамических режимах работы. На входы ФИУ так же поступают сигналы из других частей системы управления. При подаче общего питания в начальный период времени состояние системы характеризуется высокой вероятностью наличия на некоторых выводах микроэлектронных компонентов случайного уровня сигнала. Чтобы предупредить аварию, в системе питания необходимо наличие реле напряжения питания, которое выдает “запрещающий” сигнал пока не пройдут все переходные процессы после включения. Этот сигнал заставляет ФИУ держать все транзисторы инвертора в запертом состоянии.

Блок защиты регистрирует отклонение параметров питания привода от нормы, а так же осуществляет ограничение выходной мощности за счет поддержания максимального значения тока двигателя на определенном уровне. При необходимости ограничить ток или напряжение питания выдается “запрещающий” сигнал, который поступает на вход ФИУ.

### Заключение

Решение проблемы бездатчикового (“бессенсорного”) управления БДПТ на низких частотах вращения является актуальной проблемой в области

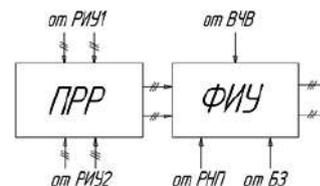


Рис. 9. Структура блока переключения режимов (ПРР – переключатель режимов работы; ФИУ – формирователь импульсов управления; РИП – реле напряжения питания; БЗ – блок защиты)

современного электропривода. Предложен способ решения данной задачи для частот вращения порядка 100 мин<sup>-1</sup> с учетом наличия у двигателя одной пары полюсов. Проведен этап компьютерного моделирования и создана работоспособная модель системы управления.

### Литература

1. Панкратов В. В. Вентильный электропривод: от стиральной машины до металлорежущего станка и паровоза// Электронные компоненты, 2007, № 2.
2. Сухов Д. В., Шевцов Д. А., Шишов Д. М. Обзор бездатчиковых методов определения положения ротора синхронного двигателя с постоянными магнитами// Практическая силовая электроника, 2014 г., № 53, С. 50–56.
3. Мартин Троуп, Джилберто Дебелян. Руководство по эндодонтии для стоматологов общей практики. – М.: Издательский дом Азбука, 2005. – 78 с.
4. K. Iizuka, H. Uzuhashi, M. Kano, T. Tsunehiro Endo and K. Mohri, Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor. – IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-21, No. 3, 1985, pp. 595–601.

**Пенкин Владимир Тимофеевич**, профессор кафедры “Электроэнергетических, электромеханических и биотехнических систем” МАИ, тел. +7(499)158-57-95;

**Сухов Дмитрий Викторович**, старший преподаватель кафедры “Электроэнергетических, электромеханических и биотехнических систем” МАИ, тел. +7(499)158-41-95;

**Шевцов Даниил Андреевич**, д. т. н., профессор кафедры “Микроэлектронных электросистем” МАИ, тел. +7(499)158-45-59;

**Шишов Дмитрий Михайлович**, аспирант кафедры “Электроэнергетических, электромеханических и биотехнических систем” МАИ, тел. +7(499)158-41-95, e-mail: tixi-2@mail.ru.

В. М. Бардин, А. В. Земсков

## О ВОЗМОЖНОСТИ МОДУЛЬНОГО НАРАЩИВАНИЯ МОЩНОСТИ СВАРОЧНЫХ КОМПЛЕКСОВ

V. M. Bardin,  
A. V. ZemskovOn the possibility of welding complexes  
modular power build-up

Для увеличения нагрузочной способности, повышения удобства, гибкости построения, унификации сварочных комплексов можно использовать модульный принцип наращивания мощности, что позволит снизить стоимость затрат на киловатт потребляемой энергии. Кроме того, модульное наращивание мощности позволяет увеличить технологическую надежность системы из-за возможности быстрой замены отказавшего модуля.

На основе полученных в работе данных можно сформулировать требования по обеспечению идентичности параметров и характеристик сварочных модулей в процессе их изготовления.

**Ключевые слова:** инвертор, модульное наращивание мощности, моделирование, электродугуговая сварка.

To add load capacity, increase convenience, design flexibility, and unification of welding systems a modular approach can be used to build-up capacity. All these factors will lead to cost reduction per every kilowatt of consumed energy. In addition, such modular capacity build-up allows to increase technological reliability of the system due to the possibility of rapid failed module replacement.

Based on the data obtained in this work requirements for parameters and characteristics identity of welding modules during manufacturing can be formulated.

**Key words:** inverter, modular power build-up, simulation, electric-arc welding.

Полупроводниковые сварочные инверторы за последнее десятилетие прочно заняли свое место в линейке электросварочных устройств. Такие аппараты производят десятки зарубежных и отечественных фирм. Но все они предназначены для сварки только постоянным током. В 2010 году в Мордовском госуниверситете был создан инверторный сварочный аппарат для сварки знакопеременным током частоты ультразвукового диапазона (25–75 кГц). Как показали исследования, сварка таким током имеет целый ряд преимуществ по сравнению со сваркой постоянным током или током промышленной частоты. В частности, удалось получать мелкозернистую структуру шва и повысить прочность сварного соединения не менее чем на 8–10 процентов [1].

Такой аппарат позволяет осуществлять дуговую сварку токами не более 160 А. Для сварки конструкций из толстолистового металла такой величины тока недостаточно. Для некоторых производственных технологий нужен сварочный ток величиной до 500 А и более. Эту проблему можно решить созданием мощных, и, соответственно, более габаритных, тяжелых и дорогих сварочных устройств. Однако в транзисторных инверторах мощность нагрузки отдельного источника ограничена допустимым током и напряжением транзисторов, образующих управляемый ключ. Увеличение мощности путем использования параллельного включения транзисторов по целому ряду причин ограничено [2, 3].

Увеличение сварочных токов можно обеспечить не только путем увеличения мощности единичного

аппарата, но и путем организации групповой работы менее мощных сварочных устройств. Такое решение позволяет не только увеличить нагрузочную способность, но повысить удобство, гибкость построения, унифицировать построение сварочных комплексов. Кроме того, групповое соединение позволяет увеличить технологическую надежность системы из-за возможности быстрой замены отказавшего модуля (выход из строя какого-либо источника не приводит к отказу всей системы, а лишь снижению обеспечиваемой мощности).

Модульный принцип наращивания мощности позволяет снизить стоимость затрат на киловатт потребляемой энергии, во-первых, существенно снижаются затраты на резервирование, если оно требуется для обеспечения высокой надежности комплекса, а во-вторых, маломощные аппараты стоят, как показал анализ стоимости сварочного оборудования российских и зарубежных производителей различных фирм *KEMPI*, *EWM*, *СВАРОГ* и *РЕСАНТА* (<http://www.tiberis.ru>), меньше, чем их мощные аналоги (табл. 1).

Таким образом, применение модульного принципа наращивания мощности могло бы снизить стоимость более мощного оборудования на 25–40%.

Однако реализация такого способа возможна лишь при условии равномерного распределения тока между работающими аппаратами. Это условие должно выполняться как в установившихся, так и в переходных режимах.

Известны несколько вариантов схемотехнических решений по выравниванию мощностей между параллельно включенными генераторами

Таблица 1

Оборудование	Мощность, Вт	Приблизительная стоимость, тыс. руб.	Мощность, Вт	Приблизительная стоимость, тыс. руб.
Сварог ARC	165 180 205	8–9	630	60
Ресанта САИ	190 220	7–8	315	20
KEMPI Master Tig	200	84	400	215
EWM Pico	162	23	300	93

переменного тока, которые можно свести к двум способам: централизованного и децентрализованного управления [4]. При централизованном управлении имеется отдельный блок, который обеспечивает синхронизацию работы источников и выравнивание их токов. Децентрализованный принцип предполагает осуществление саморегулирования выходных параметров в каждом источнике без межмодульного соединения по каналам управления. Каждый модуль контролирует только свое напряжение (или ток) и при необходимости корректирует его. Критерием подстройки может являться знак приращения выходной мощности относительно предыдущего измерения. Очевидно, что оба принципа требуют усложнения систем управления аппаратами.

Абсолютное большинство известных работ по организации групповой работы генераторов относится к источникам синусоидального тока частоты 50 Гц [5, 6, 7].

В транзисторных сварочных инверторах, как правило, применяется широтно-импульсный (ШИМ) способ регулирования сварочного тока, когда при фиксированной тактовой частоте изменяется длительность импульсного тока, протекающих через транзисторы инвертора и выходной импульсный трансформатор. Поэтому выходной ток имеет форму двухполярных импульсов с изменяющейся скважностью.

Сварочные инверторы работают в сложных динамических режимах, поэтому проблема выравнивания токов (мощностей) при их групповой работе может оказаться более сложной, чем в системах с относительно “спокойным” режимом работы.

Информации, раскрывающей суть этой проблемы и пути ее решения крайне мало, а по сварочным источникам знакопеременного тока повышенной частоты по причине их “молодости” информация о групповой работе вообще отсутствует.

При параллельной работе сварочных инверторов знакопеременного тока для обеспечения их равной загрузки необходимо обеспечить выполнение ряда условий:

- синхронизацию по частоте тактовых импульсов управления транзисторами инвертора;

- равенство амплитуд импульсов тока;
- равенство длительностей токовых импульсов (скважности).

Синхронизацию тактовых импульсов при групповой работе аппаратов несложно организовать по принципу “ведущий–ведомый”. Однако даже при такой тактовой синхронизации временная задержка в цепи межаппаратной связи, разные постоянные времени в схеме формирования отпирающих импульсов, могут привести к некоторому сдвигу между передними фронтами выходных импульсов тока, т. е. к разбалансу фаз.

Величина нагрузочного тока сварочного аппарата и точность его поддержания в процессе сварки зависят, прежде всего, от характера нагрузочной характеристики инвертора (рис. 1) [8].

Чем круче падающий участок нагрузочной характеристики и чем меньше изменение длины дуги в процессе сварки, тем меньше будет изменяться величина нагрузочного тока сварочного аппарата.

Длительность импульсов тока (скважность) определяется устройством уставки номинального тока в системе управления и технологическим разбросом параметров конструктивных элементов аппарата, в частности, сварочного трансформатора. В случае различия нагрузочных характеристик и скважностей импульсов тока даже при жесткой синхронизации по частоте в соединяющей аппараты силовой цепи появится уравнивающий ток (ток разбаланса).

Если указанные параметры аппаратов были бы полностью идентичными, то никакого тока разбаланса быть не должно. На практике обеспечить такую идентичность невозможно, поэтому разбаланс токов будет иметь место. Как уже было сказано ранее, уменьшить ток разбаланса до минимального значения можно введением внешней системы управления, что в большинстве случаев и делается.

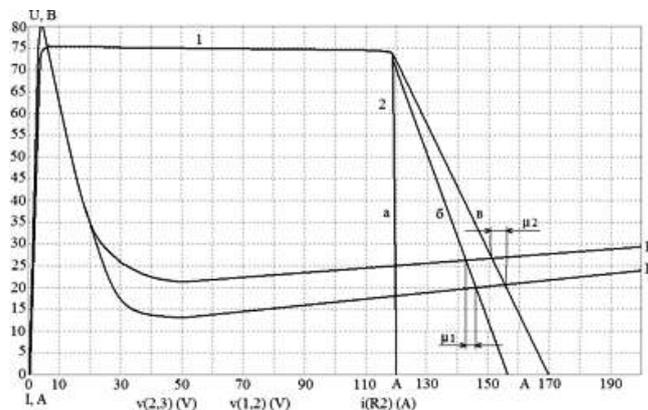


Рис. 1. Зависимость нагрузочного тока от характера нагрузочной характеристики (НХ) инвертора: А – НХ сварочного инвертора; Б, В – изменения ВАХ сварочной дуги

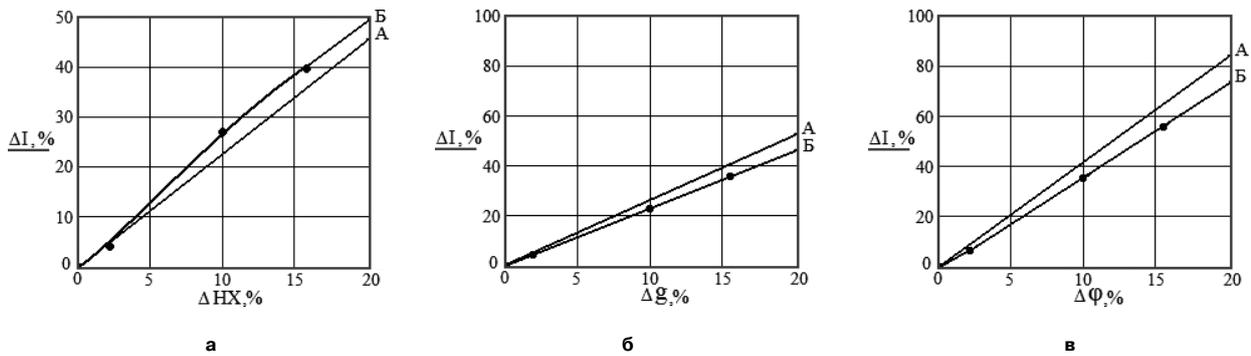


Рис. 2. Зависимости разбаланса токов между инверторами от разбаланса нагрузочных характеристик сварочных аппаратов ( $\Delta HX$ ) (а), скважности импульсов ( $\Delta g$ ) (б), фаз импульсов (в): А – зависимости на основе результатов компьютерного моделирования, Б – зависимости на основе экспериментальных результатов

Однако можно предложить и другой путь сведения к заданному минимуму тока разбаланса – наложить жесткие требования к допустимому различию выходных параметров и характеристик соединенных аппаратов, т. е. повысить их параметрическую идентичность.

С целью определения таких требований был проведен комплекс экспериментов на компьютерной модели системы и на физическом макете из двух сварочных инверторов. В качестве влияющих факторов были заданы:

- разбаланс фаз токовых импульсов (погрешность синхронизации);
- различие в крутизне нагрузочных характеристиках;
- различия в скважностях токовых импульсов.

Расчетные и экспериментальные зависимости, показывающие влияния перечисленных факторов, приведены на рис. 2.

Кроме того, если длительность и характер переходных процессов в двух инверторах будут различаться, то это приведет к кратковременным разбалансам их токов. Особенно это будет заметно, если на выходе инверторов отсутствуют дроссели. На рис. 3 приведены графики, отражающие влияние различия во времени переходных процессов на величину тока разбаланса между модулями.

На основе полученных данных можно сформулировать требования по обеспечению идентичности параметров и характеристик сварочных аппаратов в процессе их изготовления. Учитывая, что наиболее существенными факторами, влияющими на разбаланс токов являются нагрузочная характеристика и скважность импульсов, в качестве требований при проектировании и изготовлении модулей можно наложить ограничения. Если за допустимую величину разбаланса токов принять 10%, то различие в коэффициентах крутизны нагрузочных характеристик должно быть не более 5%,

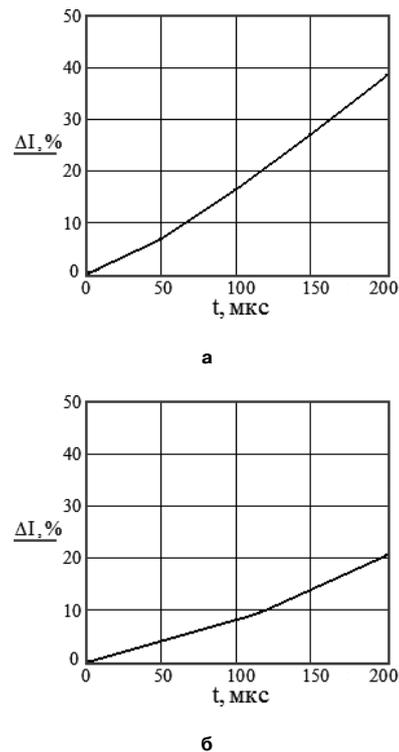


Рис. 3. Зависимость разбаланса токов от различия времен переходных процессов источников: а – на этапе возбуждения сварочной дуги; б – при изменении сопротивления сварочной дуги

скважности импульсов тока – не более 5 мкс. При ограниченной длине проводников, соединяющих аппараты, влияние фактора разбаланса фаз будет незначительным, т.к. на таких частотах задержка не будет превышать 0,1 мкс и этот фактор можно не принимать во внимание.

#### Литература

1. Бардин В. М., Борисов Д. А., Земсков А. В., Пивкин А. В. Новый класс сварочных инверторов // Электротехника. 2012, № 6, С. 60–64.

2. *Шрайбер Д.* Преобразователи высокой мощности для возобновляемых источников энергии. Пер. с англ. Колпаков А. // Силовая электроника. 2010. № 5, С. 90–94.

3. *Мелешин В.* Управление транзисторными преобразователями электроэнергии / В. Мелешин. – М.: Техносфера, 2011. – 610 с.

4. *Климов В. П.* Организация параллельной работы источников бесперебойного питания переменного тока / В. П. Климов // Практическая силовая электроника, 2008, № 2, С. 68–72.

5. *Шевцов Д. А., Воронина Л. Н.* Сравнительный анализ известных методов обеспечения параллельной работы инверторов // Практическая силовая электроника, 2013, № 1, С. 52–55.

6. *Адамия Г. Г.* К вопросу распределения нагрузок между параллельно работающими инверторами / Г. Г. Адамия // Электроэнергетика и автоматика, 1973, № 15, С. 16–18.

7. Пат. RU 2379812 С1 МПК H02J3/46. Способ управления статическими стабилизированными

источниками переменного напряжения, работающими параллельно на общую нагрузку / Бардин Н. И., Харитонов С. А. – № 2008122120/09; заявлено 02.06.2008; опубл. 20.01.2010, Бюл. № 34.

8. *Бардин В. М., Земсков А. В.* Формирование нагрузочной характеристики сварочного инвертора // Электротехника. 2013, № 6, С. 39–41.

*Бардин Вадим Михайлович*, к.т.н., профессор кафедры радиотехники Института физики и химии Мордовского государственного университета им. Н. П. Огарева, тел.: 8(8342)-240972, 8(917) 692-8512;

*Земсков Антон Владимирович*, преподаватель кафедры радиотехники Института физики и химии Мордовского государственного университета им. Н. П. Огарева, тел.: +7(927) 180-8333, e-mail: lordio@rambler.ru.

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

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

### Для публикации статьи необходимо предоставить

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

### Статья должна содержать

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

Документы в электронном виде должны быть отправлены по e-mail: [pse@mmp-irbis.ru](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, СМУК.

### 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)