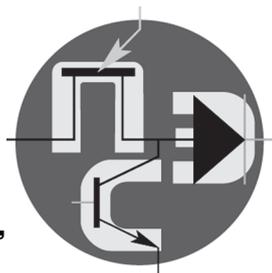


# Периодический научно-технический журнал

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



# Практическая Силовая Электроника

ISSN 1996-7888

№ 3 (75)/2019

## Главный редактор

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

## Заместитель главного редактора

**В. В. Крючков**, к. т. н., доцент кафедры микросистем МАИ

## Редакционный совет

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

**В. Ф. Дмитриков**, Заслуженный деятель науки РФ, д. т. н., профессор, почетный профессор кафедры ТЭЦиС, СПбГУТ им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

**В. Г. Еременко**, д. т. н., профессор кафедры электротехнических комплексов автономных объектов МЭИ

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

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

**Ю. А. Губанов**, д. т. н., профессор, главный научный сотрудник ОАО “Концерн “НПО “Аврора”

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

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

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

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

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

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

Подписано в печать 03.09.2019. Тираж 500 экз.

## Адрес редакции:

111024, Москва, Андроновское шоссе, 26, ООО “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

- В. А. Соловьев, В. В. Соловьева, В. А. Соболев*  
Понижающий импульсный регулятор постоянного напряжения с неидеальными силовыми элементами ..... 2
- Г. В. Рошупкин, Д. А. Шевцов, М. А. Новиков*  
Спецификация и классификация силовых каскадов однофазных корректоров коэффициента мощности ..... 8
- М. А. Амелина, С. А. Амелин*  
Построение непрерывных моделей импульсных преобразователей постоянного напряжения ..... 20
- А. С. Полетаев*  
Широтно-импульсные преобразователи с комбинированным управлением ..... 29
- В. И. Волков, В. В. Крючков*  
Синтез параметров многоуровневого выходного напряжения инвертора на основе функций Уолша ..... 34
- С. А. Шухарев, Д. А. Дроголов*  
Повышение энергетических показателей многозонных преобразователей ..... 41
- Д. А. Шевцов, Е. В. Машуков, Г. М. Ульященко*  
Транзисторные регуляторы бесколлекторных и асинхронных электродвигателей на основе управляемых трехфазных генераторов синусных напряжений ..... 47
- Р. Х. Тукшаитов*  
О коэффициенте мощности и  $\cos \varphi$  выпрямительного устройства при разных активно-емкостных нагрузках и уровне эмиссии в электросеть высших гармоник ..... 52

Компьютерная верстка: В. В. Крючков

В. А. Соловьев, В. В. Соловьева, В. А. Соболев

## ПОНИЖАЮЩИЙ ИМПУЛЬСНЫЙ РЕГУЛЯТОР ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С НЕИДЕАЛЬНЫМИ СИЛОВЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ

Solovev V.A., Soloveva V.V.,  
Sobolev V.A.

Switched Mode DC Voltage Buck Regulator  
with Non-ideal Power Elements

Приведены результаты аналитического анализа влияния реальных параметров силовых элементов понижающего импульсного регулятора напряжения на его статические характеристики и амплитуду пульсаций выходного напряжения. Обоснована корректность применяемых методов исследования. Определены условия возникновения прерывистого режима тока дросселя. Показано доминирующее влияние эквивалентного последовательного активного сопротивления конденсатора фильтра импульсного регулятора напряжения на амплитуду пульсаций его выходного напряжения.

*Ключевые слова:* понижающий импульсный регулятор постоянного напряжения, неидеальные силовые элементы, статические характеристики, нормированная постоянная времени дросселя, амплитуда пульсаций выходного напряжения.

The article presents the results of analytical study of the switched mode voltage buck regulator power components real parameters impact on its static characteristics and output voltage ripples amplitude. It substantiates correctness of the analysis methods being applied. Conditions of discontinuous inductor current occurrence were determined. The article demonstrates the dominant impact of the filter capacitor equivalent series resistance value of a switched mode voltage regulator on its output voltage ripples amplitude.

*Key words:* switched mode DC voltage buck regulator, non-ideal power components, static characteristics, normalized inductor time constant, output voltage ripples amplitude.

В настоящее время для регулирования частоты вращения двигателей постоянного тока (ДПТ), питаемых от контактной сети постоянного тока, аккумуляторных батарей, выпрямителей переменного тока преимущественно используют транзисторные понижающие импульсные регуляторы постоянного напряжения (ИРПН) [1–4]. Их можно выделить в два типа.

В ИРПН первого типа низкочастотный фильтр состоит только из одного дросселя, функцию которого выполняет обмотка якоря ДПТ [1–3]. Таким способом достигается уменьшение массогабаритных показателей и стоимости ИРПН, но при этом ток якоря ДПТ содержит пульсирующую составляющую [1, 3]. Она вызывает пульсации электромагнитного момента ДПТ, приводящие к повышению акустических шумов и сужению диапазона регулирования его частоты вращения, а также создает дополнительные потери мощности и электромагнитные помехи, излучаемые линией, соединяющей ДПТ с ИРПН. Кроме того, этот ИРПН нельзя использовать для регулирования частоты вращения бесконтактных двигателей постоянного тока (БДПТ) на основе синхронных электрических машин с трапецеидальной фазной ЭДС.

В ИРПН второго типа низкочастотный фильтр помимо дросселя содержит конденсатор, позволяющий получить значительно меньшие пульсации напряжения и тока в нагрузке преобразователя. Поэтому этот ИРПН наиболее распространен в источниках вторичного электропитания постоянного тока различного назначения и может использоваться для регулирования частоты вращения как ДПТ, так и БДПТ [4–12].

При анализе статических характеристик этих ИРПН их силовые элементы обычно принимают идеальными [4–10] или учитывают влияние на них только активного сопротивления дросселя при условии идеальности всех остальных силовых элементов [9, 13]. На зависимость амплитуды пульсаций выходного напряжения ИРПН от эквивалентного последовательного активного сопротивления конденсатора хотя и указывают, но при ее расчете этим сопротивлением также, в основном, пренебрегают [5–10].

Такой подход при исследовании статических свойств ИРПН вполне обоснован при относительно большом напряжении питания и сравнительно малой мощности нагрузки (до 1 кВт), позволяющими принять падения напряжения на его силовых элементах, обусловленные их неидеальностью, пренебрежимо малыми по сравнению с напряжением на нагрузке. Но получаемые при таких допущениях аналитические выражения статических характеристик ИРПН для режима непрерывного тока дросселя при их сравнительной простоте не отражают влияния сопротивления нагрузки [4–10]. На практике же изменение тока нагрузки даже при ее малой мощности вызывает соответствующее отклонение выходного напряжения ИРПН, уменьшение которого достигается введением в него компенсационного канала регулирования [7, 8, 10]. Это свидетельствует о том, что реальная внешняя характеристика ИРПН не является абсолютно жесткой.

При использовании ИРПН для регулирования частоты вращения ДПТ или БДПТ необходимо учитывать, что ее значение, например, в тяговом электро-

приводе, может регулироваться практически от нуля до номинального значения и выше, а потребляемый этими электродвигателями ток изменяться от пускового до тока холостого хода. Снижение жесткости внешней характеристики и возрастание амплитуды пульсаций выходного напряжения ИРПН будет негативно отражаться на показателях качества регулирования частоты вращения электродвигателя. Это связано с тем, что от значений этих показателей ИРПН зависят не только точность и максимально возможный диапазон регулирования его выходного напряжения, но и аналогичные показатели регулирования частоты вращения электродвигателя.

Методы расчета статических характеристик и амплитуды пульсаций выходного напряжения ИРПН, основанные на идеализации его силовых элементов, не позволяют учесть влияние их параметров на количественные изменения этих показателей ИРПН и вследствие этого дают о них не совсем объективное представление. Поэтому при проектировании ИРПН для регулирования частоты вращения ДПТ или БДПТ эти методы можно применять только как оценочные для определения предельно возможных, т. е. наилучших, статических характеристик и других показателей ИРПН.

Аналитические выражения статических характеристик ИРПН с неидеальными силовыми элементами получим, воспользовавшись его электрической схемой, представленной на рис. 1.

ИРПН содержит силовой биполярный транзистор с изолированным затвором (БТИЗ) VT, обратный диод VD, дроссель, представленный последовательно соединенными катушкой индуктивности  $L_\phi$  и резистором  $R_\phi$  с сопротивлением обмотки дросселя, и конденсатор, состоящий из идеального конденсатора  $C_\phi$  и резистора  $R_c$ , соответствующего эквивалентному последовательному активному сопротивлению этого конденсатора. ИРПН питается от источника постоянного напряжения с ЭДС  $E_n$  и внутренним сопротивлением, заданным резистором  $R_n$ . Нагрузкой ИРПН, т. е. эквивалентом ДПТ или БДПТ, являются соединенные последовательно источник ЭДС  $E$  и резистор  $R_\alpha$  с сопротивлением, равным сопротивлению обмотки якоря электродвигателя. Коммутацией транзистора VT управляет схема управления СУ, формирующая импульсы напряжения с заданной частотой коммута-

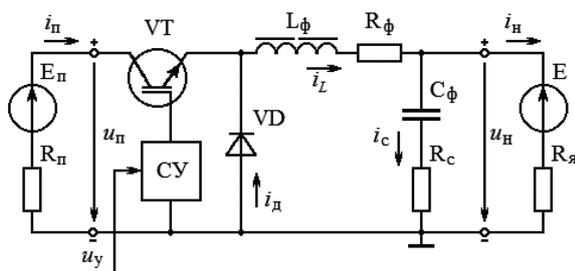


Рис. 1. Электрическая схема понижающего ИРПН с неидеальными силовыми элементами

ции  $f_k$  и длительностью  $T_1$ , прямо пропорциональной напряжению управления  $u_y$ , подаваемому на вход СУ.

Основные допущения при выводе выражений статических характеристик ИРПН, учитывая рассматриваемую область его применения, основываются на том, что частота коммутации в нем  $f_k \leq 20$  кГц. Поэтому при определении эквивалентного внутреннего сопротивления ИРПН можно пренебречь сопротивлениями, вносимыми коммутационными процессами и магнитными потерями в магнитопроводе дросселя. Для учета падений напряжения на силовом транзисторе и обратном диоде от проходящих по ним токов, представим каждый из них, применяя метод кусочно-линейной аппроксимации их вольт-амперных характеристик, последовательным соединением источника постоянной ЭДС и резистора с параметрами, равными соответствующим пороговому напряжению и дифференциальному сопротивлению [14, 15]. Эти параметры силового транзистора обозначим  $E_{тр}$ ,  $R_{тр}$ , а подобные параметры обратного диода  $E_d$ ,  $R_d$ . Параметры силовых элементов ИРПН будем считать неизменными, а постоянную времени дросселя многократно превышающей период коммутации, что является общепринятым при анализе его коммутационных процессов [5–10]. При выполнении этого условия на интервалах коммутации зависимости тока дросселя от времени будут линейными, а индуктивная составляющая напряжения на нем будет иметь постоянное значение.

Основываясь на обратимости теоремы компенсации, заменим цепь нагрузки ИРПН  $E$ ,  $R_\alpha$  (рис. 1) резистором  $R_n$  с эквивалентным сопротивлением

$$R_n = \frac{U_n}{I_n} = \frac{E}{I_n} + R_\alpha, \quad (1)$$

где  $U_n$ ,  $I_n$  – средние значения выходного напряжения и тока нагрузки ИРПН;  $E$  – ЭДС обмотки якоря ДПТ;  $R_\alpha$  – активное сопротивление обмотки якоря ДПТ.

Из (1) следует, что эквивалентное сопротивление нагрузки ИРПН  $R_n$  будет зависеть от тока  $I_n$  и ЭДС  $E$  электродвигателя, т. е. от его момента сопротивления  $M_c$  и частоты вращения  $n$ . Поэтому при их известных значениях несложно определить эквивалентное сопротивление нагрузки ИРПН  $R_n$  и наоборот. Проведенная замена облегчает вывод и анализ получаемых аналитических выражений статических характеристик ИРПН и позволяет применять их и при других видах его нагрузки. Схемы замещения ИРПН, составленные с учетом принятых допущений и проведенных преобразований, для включенного и выключенного состояний силового транзистора показаны соответственно на рис. 2а, б.

Для математического описания электрических цепей ИРПН на интервалах коммутации при выводе выражений его статических характеристик используем законы Кирхгофа. Здесь необходимо отметить, что выражения этих характеристик ИРПН с идеальными силовыми элементами получены при предположении неограниченной емкости его конденсатора и принятии

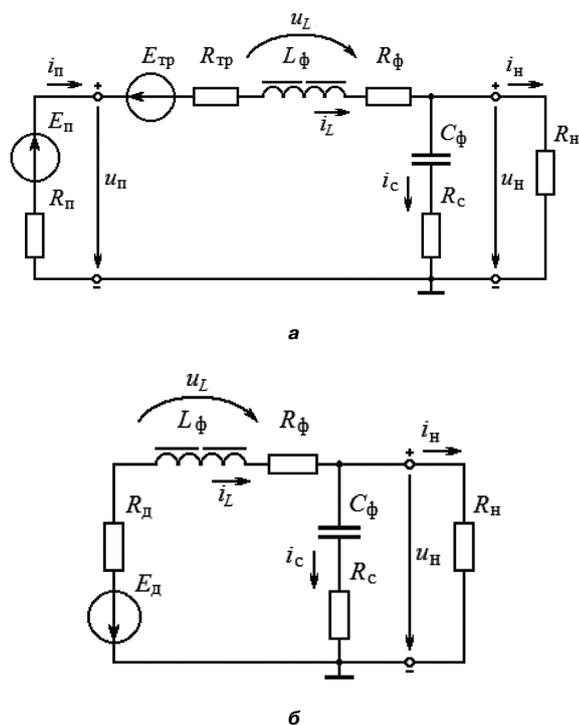


Рис. 2. Схемы замещения ИРПН при включенном (а) и выключенном (б) силовом транзисторе

в связи с этим пренебрежимо малыми пульсации выходного напряжения [5–10]. Такое условие не только практически неосуществимо, но делает последующий анализ пульсаций выходного напряжения ИРПН не совсем корректным.

Учитывая это, представим ток дросселя и выходное напряжение ИРПН с реальной емкостью конденсатора в виде суммы их среднего значения и переменной (пульсирующей) составляющей и будем исходить из условия одновременного соблюдения законов Кирхгофа, как для средних, так и для мгновенных значений его токов и напряжений. С этих позиций рассмотрим режим работы ИРПН с непрерывным током дросселя, в котором силовой транзистор и обратный диод подвергаются меньшим токовым нагрузкам. Анализируя временные диаграммы токов и напряжений коммутационных процессов ИРПН в этом режиме, рассматриваемые в [5–10], можно установить, что мгновенные значения пульсирующих составляющих тока дросселя  $i_L$  и выходного напряжения  $u_H$  два раза за период коммутации  $T$  становятся равными нулю. Отсюда следует

$$i_L(t_{01}) = i_L(t_{02}) = I_H, \tag{2}$$

$$u_H(t_{01}) = u_H(t_{02}) = U_H, \tag{3}$$

где  $t_{01} = T_1/2$ ,  $t_{02} = T_1 + (T - T_1)/2$  – отсчитываемые от момента включения силового транзистора ИРПН моменты времени, при которых мгновенные значения пульсирующих составляющих тока дросселя при нарастании и спаде становятся равными нулю;  $T_1$  – длительность интервала проводимости силового транзистора.

Основываясь на том, что среднее значение индуктивной составляющей напряжения на дросселе за период коммутации  $T$  равно нулю, а ее значения на интервалах коммутации будут постоянными, получим следующее выражение

$$u_L(t_{01})D + u_L(t_{02})(1 - D) = 0, \tag{4}$$

где  $u_L(t_{01})$  – значение индуктивной составляющей напряжения на дросселе при включенном силовом транзисторе и  $t = t_{01}$ ;  $u_L(t_{02})$  – значение индуктивной составляющей напряжения на дросселе при выключенном силовом транзисторе и  $t = t_{02}$ ;  $D = T_1/T$  – коэффициент заполнения импульсов напряжения, формируемых схемой управления СУ.

Значения  $u_L(t_{01})$ ,  $u_L(t_{02})$  определим из уравнений, составленных на основе второго закона Кирхгофа для изображенных на рис. 2а, б схем замещения ИРПН на интервалах коммутации. При их составлении учитываем, что при  $t = t_{01}$  и  $t = t_{02}$  ток конденсатора  $i_C = 0$ . Из этого следует, что на интервале коммутации  $0 < t < T_1$  при  $t = t_{01}$  ток нагрузки ИРПН  $i_H$ , потребляемый им ток  $i_H$  и ток дросселя  $i_L$  связаны между собой соотношением  $i_H(t_{01}) = i_H(t_{01}) = i_L(t_{01})$ , а на интервале коммутации  $T_1 < t < T$ , т. е. при выключенном силовом транзисторе, при  $t = t_{02}$  имеем  $i_H(t_{02}) = i_L(t_{02})$ . Тогда с учетом соотношений (2), (3) уравнения Кирхгофа для схем на рис. 2а, б получим уравнения

$$U_H + I_H(R_H + R_{тр} + R_{\phi}) + u_L(t_{01}) = E_H - E_{тр}; \tag{5}$$

$$U_H + I_H(R_H + R_{\phi}) + u_L(t_{02}) = -E_H, \tag{6}$$

где  $E_H$  – ЭДС источника питания ИРПН;  $R_H$  – внутреннее сопротивление источника питания ИРПН;  $R_{\phi}$  – активное сопротивление обмотки дросселя.

Подставляя  $u_L(t_{01})$ ,  $u_L(t_{02})$  из (5), (6) в уравнение (4) и решая его относительно  $U_H$ , получаем

$$U_H = E_H D - I_H R_H D - [E_{тр} D + E_H (1 - D)] - I_H [R_{\phi} + R_{тр} D + R_H (1 - D)]. \tag{7}$$

Уравнение (7) при принятии  $R_H = 0$  описывает внешние характеристики ИРПН в режиме непрерывного тока дросселя. Это уравнение можно записать в следующем виде

$$U_H = E_{H.э} - \Delta U_H, \tag{8}$$

где  $E_{H.э} = E_H D$  – эквивалентная ЭДС источника питания ИРПН;  $\Delta U_H$  – усредненное за период  $T$  падение напряжения на силовых элементах и внутреннем сопротивлении его источника питания.

Из (8) следует, что внешние характеристики ИРПН с реальными силовыми элементами имеют спадающий характер. В них значение  $E_{H.э}$  соответствует выходному напряжению ИРПН при идеальных силовых элементах [4–10], т. е. при  $\Delta U_H = 0$ . Снижение выходного напряжения ИРПН от тока нагрузки составит

$$\Delta U_H = I_H R_{п.э} + E_{пор.э} + I_H R_{вн.э}, \quad (9)$$

где  $R_{п.э} = R_H D$  – эквивалентное сопротивление источника питания ИРПН;

$E_{пор.э} = E_{тр} D + E_d (1 - D)$  – эквивалентное пороговое напряжение силовых активных элементов ИРПН;

$R_{вн.э} = R_\phi + R_{тр} D + R_d (1 - D)$  – эквивалентное внутреннее сопротивление ИРПН.

Выражение (7), подставляя в него  $I_H$  из (1), можно представить в виде

$$M = \left[ D - k_{тр} D - k_d (1 - D) \right] \frac{R_H}{R_H + R_{п.э} + R_{вн.э}}, \quad (10)$$

где  $M = U_H / E_H$  – статический коэффициент передачи напряжения ИРПН;  $k_{тр} = E_{тр} / E_H$  – относительное значение порогового напряжения силового транзистора;  $k_d = E_d / E_H$  – относительное значение порогового напряжения обратного диода.

Уравнение (10) при  $R_{п.э} = 0$  определяет в относительных единицах регулировочную характеристику ИРПН  $M = f(D)$ . Ее крутизна зависит от сопротивления  $R_H$ . Из (10) также следует, что при  $D = 1$  будем иметь  $M = 1 - k_{тр} < 1$ , а  $M = 0$  становится при

$$D \leq \frac{k_d}{1 - (k_{тр} - k_d)}.$$

Это указывает на сужение в ИРПН с реальными силовыми элементами диапазонов регулирования, как выходного напряжения, так и управляющего воздействия.

Необходимое условие создания в ИРПН режима непрерывного тока дросселя определяем из уравнения (5), подставляя в него выраженное в приращениях напряжение

$$u_L(t_{01}) = \frac{L_\phi \Delta i_L}{\Delta t} = \frac{L_\phi (I_{Lmax} - I_{Lmin})}{DT}, \quad (11)$$

где  $L_\phi$  – индуктивность дросселя ИРПН;  $\Delta i_L$  – приращение тока дросселя на интервале  $0 < t < T_1$ ;  $I_{Lmax} = i_L(T_1)$ ,  $I_{Lmin} = i_L(0)$  – максимальное и минимальное значения тока дросселя.

На границе перехода из непрерывного режима в прерывистый режим ток дросселя принимает треугольную форму. Его среднее значение будет равно  $I_L = i_L(t_{01}) = I_H$ , а минимальное и максимальное значения, соответственно,  $I_{Lmin} = 0$  и  $I_{Lmax} = 2I_H$ . Тогда с учетом (10) после преобразований получаем

$$\tau_{L*} = \frac{L_\phi}{R_H T} = \frac{1}{2} \frac{R_H + R_{п.э} + R_{вн.э}}{R_H} \cdot \left[ \frac{D(1 - k_{тр})}{D - k_{тр} D - k_d (1 - D)} - \frac{D(R_H + R_{Т1})}{R_H + R_{п.э} + R_{вн.э}} \right], \quad (12)$$

где  $\tau_{L*}$  – нормированная постоянная времени дросселя;  $R_{Т1} = R_H + R_{тр} + R_\phi$  – активное сопротивление контура коммутации ИРПН на интервале  $0 < t < T_1$ .

Выражение (12) определяет граничное значение  $\tau_{L*}$  и позволяет рассчитать  $L_\phi = L_{\phi min}$ , при котором в ИРПН соблюдается режим непрерывного тока дросселя. При  $E_{тр} \ll E_H$ ,  $E_d \ll E_H$  выражение (12) упрощается и принимает вид

$$\tau_{L*} = \frac{L_\phi}{R_H T} = \frac{R_H + R_{п.э} + R_{вн.э}}{R_H} \times \frac{1 - D}{\frac{R_H + R_{Т1}}{R_H + R_{п.э} + R_{вн.э}}}, \quad (13)$$

где

$$\frac{R_H + R_{п.э} + R_{вн.э}}{R_H} > 1; \quad \frac{R_H + R_{Т1}}{R_H + R_{п.э} + R_{вн.э}} \approx 1. \quad (14)$$

Для ИРПН с идеальными силовыми элементами, как отмечено в [6, 8], имеем

$$\tau_{L*} = \frac{L_\phi}{R_H T} = \frac{1 - D}{2}. \quad (15)$$

Сопоставление выражений (13) и (15) с учетом соотношений (14) показывает, что при одинаковых значениях коэффициента  $D$  и сопротивления  $R_H$  в ИРПН с реальными элементами для обеспечения режима непрерывного тока дросселя его индуктивность должна быть увеличена.

Анализ пульсаций выходного напряжения ИРПН проводим, основываясь на том, что в рассматриваемом режиме его работы они вызваны только пульсациями тока дросселя. Эффективность сглаживания дросселем проходящего по нему тока оцениваем по коэффициенту его пульсаций

$$k_{п.т} = \frac{\Delta i_L}{2I_H} = \frac{\Delta i_L R_H}{2ME_H}. \quad (16)$$

Определим приращение тока  $\Delta i_L$  на интервале  $0 < t < T_1$ . Решая уравнение (5) при замене в нем  $u_L(t_{01})$  выражением (11), находим

$$\Delta i_L = \frac{DT}{L_\phi} E_H \left( 1 - k_{тр} - M \frac{R_H + R_{Т1}}{R_H} \right). \quad (17)$$

Подставляя (17) в (16) и заменяя коэффициент  $M$  выражением (10), получаем

$$k_{п.т} = \frac{1}{2\tau_{L*}} \cdot \frac{D}{D - k_{тр} D - k_d (1 - D)} \cdot \frac{R_H + R_{п.э} + R_{вн.э}}{R_H} \cdot \left[ (1 - k_{тр}) - (D - k_{тр} D - k_d (1 - D)) \frac{R_H + R_{Т1}}{R_H + R_{п.э} + R_{вн.э}} \right]. \quad (18)$$

При  $E_{тр} \ll E_H$ ,  $E_d \ll E_H$  и учете соотношений (14) выражение (18) упрощается и принимает вид

$$k_{п.т} = \frac{R_H + R_{п.э} + R_{вн.э}}{R_H} \cdot \frac{1 - D}{2\tau_{L*}}, \quad (19)$$

а для ИРПН с идеальными силовыми элементами имеем

$$k_{п.т} = \frac{1-D}{2\tau_{L*}} \quad (20)$$

Из (19) и (20) следует, что при одних и тех же значениях  $D$  и  $\tau_{L*}$  у ИРПН с реальными силовыми элементами коэффициент пульсаций тока дросселя  $k_{п.т}$  имеет большее значение.

Амплитуду и коэффициент пульсаций выходного напряжения ИРПН определим с помощью эквивалентной схемы замещения его фильтра, приведенной на рис. 3.

Она состоит из линейных элементов и имеет одну и ту же топологию на интервалах коммутации ИРПН. Дроссель в ней представлен источником тока  $i_L$ , содержащим среднюю и переменную (пульсирующую) составляющие. Переменная составляющая этого тока является периодической функцией треугольной формы с периодом  $T$ , амплитудой  $\Delta i_L/2$  и зависящей от значения коэффициента  $D$  начальной фазой. На размах пульсаций выходного напряжения ИРПН влияет только ее амплитуда. Поэтому при их анализе допустимо представить переменную составляющую тока дросселя синусоидальной функцией с такой же амплитудой и начальной фазой  $\psi_{Li} = 0$ . Тогда выражение тока дросселя примет вид

$$i_L(t) = I_L + I_{Lm} \sin \omega_k t, \quad (21)$$

где  $I_L$  – среднее значение тока дросселя;  $I_{Lm} = \Delta i_L/2$  – амплитуда переменной составляющей тока дросселя;  $\omega_k = 2\pi f_k$  – угловая частота коммутации.

Ток источника тока  $i_L$  распределяется между соединенными параллельно ветвями цепи конденсатора и сопротивления нагрузки ИРПН. Составляющие токов в этих ветвях и создаваемые ими падения напряжения находим методом наложения, используя выражение (21). Так как среднее значение тока конденсатора  $I_C = 0$ , то средний ток нагрузки ИРПН  $I_H = I_L$ , а среднее напряжение на ней и конденсаторе  $U_H = U_C = I_H R_H$ . Комплексная амплитуда переменной составляющей на нагрузке ИРПН

$$\dot{U}_{nm} = \dot{I}_{Lm} \frac{R_H(R_C - jX_C)}{R_H + R_C - jX_C} = \dot{I}_{Lm} \frac{R_C - jX_C}{1 + \frac{R_C - jX_C}{R_H}}, \quad (22)$$

где  $R_C$  – эквивалентное последовательное активное сопротивление конденсатора;  $X_C = 1/\omega_k C_\phi$  – емкостное сопротивление конденсатора;  $C_\phi$  – емкость конденсатора ИРПН.

При выборе емкости конденсатора с соблюдением условия  $X_C \ll R_H$ , что в ИРПН практически всегда выполняется, выражение (22) принимает вид

$$\dot{U}_{nm} = \dot{I}_{Lm} \frac{R_C - jX_C}{1 + \frac{R_C}{R_H}} \quad (23)$$

Амплитуда пульсаций выходного напряжения ИРПН равна модулю выражения (23)

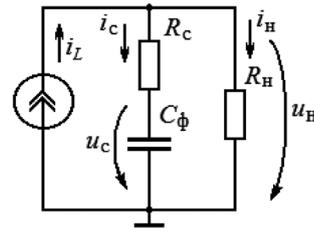


Рис. 3. Эквивалентная схема замещения фильтра ИРПН

$$U_{nm} = \frac{\Delta u_H}{2} = I_{Lm} \frac{R_H \cdot R_C}{R_H + R_C} \sqrt{1 + \frac{1}{(\text{tg } \delta)^2}}, \quad (24)$$

где  $\Delta u_H$  – приращение выходного напряжения ИРПН на интервале  $0 < t < T_1$ ;  $\text{tg } \delta = R_C \omega C_\phi$  – тангенс угла потерь конденсатора  $C_\phi$  при  $\omega = \omega_k$ .

Применяемые в ИРПН высоковольтные электролитические конденсаторы имеют  $\text{tg } \delta = 0,2 \dots 0,3$  при рекомендованных для его измерения частотах  $f = 100$  Гц или  $f = 120$  Гц  $R_C \approx \text{const}$  при  $f > 500$  Гц [16, 17]. Значение  $\text{tg } \delta$  таких конденсаторов при частоте коммутации ИРПН  $f_k > 1000$  Гц возрастает на порядок и более, и выражение (24) может быть представлено в более простом виде

$$U_{nm} = I_{Lm} \frac{R_H \cdot R_C}{R_H + R_C}, \quad (25)$$

а при  $R_H \gg R_C$  имеем

$$U_{nm} \approx I_{Lm} R_C. \quad (26)$$

Коэффициент пульсаций выходного напряжения ИРПН

$$k_{п.н} = \frac{U_{nm}}{U_H}. \quad (27)$$

Заменяя в (27)  $U_{nm}$  выражением (25) и принимая во внимание соотношение (16), получим

$$k_{п.н} = k_{п.т} \frac{R_C}{R_H + R_C} \approx k_{п.т} \frac{R_C}{R_H}. \quad (28)$$

Соотношения (27), (28) имеют важное практическое значение для выбора емкости конденсатора ИРПН. По ним при заданном сопротивлении нагрузки  $R_H$  и значении коэффициента  $k_{п.т} = 1$ , соответствующего границе непрерывного и прерывистого режима тока дросселя, несложно рассчитать максимально возможную амплитуду пульсаций выходного напряжения ИРПН и напряжения на его конденсаторе  $U_{nm}$ . Превышение допустимого значения  $U_{nm}$  из-за возрастания рассеиваемой в конденсаторе мощности приводит к значительному снижению его ресурса и надежности и соответствующих показателей ИРПН [16].

Проверка полученных аналитически результатов исследования статических характеристик и показателей понижающего ИРПН с неидеальными силовыми элементами проведена на его компьютерной схемотех-

нической модели, разработанной в среде *NI Multisim* [18]. Корректность применения электроизмерительных приборов этой компьютерной среды и достоверность их показаний при импульсном потреблении постоянного тока обоснована в [19]. Сопоставление статических характеристик и значений показателей ИРПН, полученных аналитически и схемотехническим моделированием, показало их адекватность.

### Выводы

1. Неидеальность силовых элементов ИРПН приводит к снижению жесткости его внешней характеристики и КПД, особенно при малых значениях коэффициента  $D$ . Это необходимо учитывать при проектировании ИРПН для регулируемого электропривода постоянного тока.

2. Регулировочная характеристика ИРПН с реальными силовыми элементами имеет меньшую, зависящую от сопротивления его нагрузки, крутизну и несколько пониженные диапазоны регулирования управляющего воздействия и выходного напряжения.

3. Для обеспечения режима непрерывного тока в ИРПН с реальными силовыми элементами требуется большая индуктивность дросселя, а при одинаковой индуктивности дросселя коэффициент пульсаций его тока имеет большее значение.

4. В понижающем ИРПН амплитуда выходного напряжения пропорциональна амплитуде пульсаций тока дросселя и значению эквивалентного последовательного активного сопротивления его конденсатора.

### Литература

1. *Аверин С. В., Алдокимов С. Н.* ШИМ-конвертеры для электроприводов постоянного тока. — Практическая силовая электроника, 2006. № 23. С. 13–21.
2. *Белов М. П., Новиков В. А., Рассудов Л. Н.* Автоматизированный электропривод типовых производственных механизмов и технологических комплексов. — М.: Издательский центр “Академия”, 2007. — 576 с.
3. *Дюбай Гонал К.* Основные принципы устройства электроприводов. — М.: Техносфера, 2009. — 480 с.
4. *Анучин С. А.* Системы управления электроприводов. — М.: Издательский дом МЭИ, 2015. — 373 с.
5. *Моин В. С.* Стабилизированные транзисторные преобразователи. — М.: Энергоатомиздат, 1986. — 376 с.
6. *Севернс С., Блум Г.* Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания. Пер. с англ. под ред. Л. Е. Смольникова. — М.: Энергоатомиздат, 1988. — 294 с.
7. *Браун М.* Источники питания. Расчет и конструирование: пер. с англ. К.: МК-Пресс, 2007. 288 с.
8. *Dearborn S.* Power Management in Portable Applications: Understanding the Buck Switchmode Power Converter (AN793). Microchip Technology Inc., 2001. 16 p. Режим доступа: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00793a.pdf> (дата обращения: 10.01. 2019).
9. Электротехнический справочник: В 4 т. Т. 2. Электро-технические изделия и устройства. Под общ. ред. профессоров МЭИ В. Г. Герасимова и др. — М.: Издательство МЭИ, 2003. — 518 с.
10. *Мелешин В. И.* Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2006. — 632 с.
11. *Розно Ю. Н., Соболев Л. Б.* Исследование электрических процессов в бесколлекторных двигателях постоянного тока. Электронная техника в автоматике. Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1985. Вып. 16. С. 191–211.
12. *Соловьев В. А.* Регулируемый электропривод с непрерывным токовым управлением вентильным двигателем. — Инженерный вестник, 2014. № 9. С. 531–539. Режим доступа: <http://engbul.bmstu.ru/doc/740415.html> (дата обращения: 10.01.2019).
13. *Герман-Галкин С. Г.* Школа MATLAB. Виртуальные лаборатории устройств силовой электроники в среде MATLAB Simulink. Урок 11. Виртуальные лаборатории импульсных источников питания. — Силовая электроника, 2010. № 1. С. 62–67.
14. *Соловьев В. А., Бычков В. В.* Расчет мощностей в силовых элементах импульсного регулятора напряжения питания вентильного электродвигателя. — Электротехника, 1992. № 4–5. С. 58–61.
15. *Черных И. В.* Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SimPowerSystems и Simulink. — М.: ДМК Пресс; СПб.: Питер, 2008. — 288 с.
16. *Карташов Е.* Электролитические конденсаторы НІТАСНІ для силовой электроники. — Силовая электроника, 2007. № 4. С. 4–9.
17. *Алюминиевые электролитические конденсаторы.* Справочник. М.: EPCOS, 2008. — 624 с.
18. *Соловьев В. А., Соловьева В. В., Волченков В. И.* Разработка схемотехнической модели импульсного регулятора напряжения питания двигателя постоянного тока. — Новые информационные технологии в автоматизированных системах: материалы двадцать второго научно-практического семинара. — М.: ИПМ им. М. В. Келдыша, 2019. № 22. С. 98–103.
19. *Соловьев В. А., Вьюшин Е. А.* Верификация и анализ возможности применения виртуальных электроизмерительных приборов при схемотехническом моделировании электротехнических устройств с импульсным потреблением постоянного тока в среде NI MULTISIM 10.1. — Наука и образование: электронное научно-техническое издание, 2015. № 4. С. 311–325. Режим доступа: <http://engineering-science.ru/doc/764109.html> (дата обращения: 10.01. 2019).

**Соловьев Владимир Алексеевич**, д. т. н., доцент, профессор кафедры электротехники и промышленной электроники МГТУ им. Н. Э. Баумана, тел.: +7 (499) 263-63-83, +7 (906) 037-77-94, e-mail: [SolovjevVA@bk.ru](mailto:SolovjevVA@bk.ru);

**Соловьева Виктория Владимировна**, к. т. н., доцент кафедры электротехники и промышленной электроники МГТУ им. Н. Э. Баумана, тел.: +7 (499) 263-63-83, e-mail: [soloveyev@mail.ru](mailto:soloveyev@mail.ru);

**Соболев Владимир Афанасьевич**, к. т. н., доцент кафедры электротехники и промышленной электроники МГТУ им. Н. Э. Баумана, тел.: +7 (499) 263-63-83, e-mail: [vasobolev48@yandex.ru](mailto:vasobolev48@yandex.ru).

Г. В. Рощупкин, Д. А. Шевцов, М. А. Новиков

## СПЕЦИФИКАЦИЯ И КЛАССИФИКАЦИЯ СИЛОВЫХ КАСКАДОВ ОДНОФАЗНЫХ КОРРЕКТОРОВ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

G. V. Roschupkin, D. A. Shevtsov,  
M. A. Novikov

Power Stages of Single-Phase Power Factor Correctors  
Specification and Classification

В представленной статье показаны силовые каскады однофазных корректоров коэффициента мощности (ККМ). Предложена классификация силовых каскадов ККМ. Описаны принципы работы силовых каскадов. Приведены достоинства и недостатки каждого силового каскада.

Ключевые слова: корректор коэффициента мощности (ККМ), топология, двухполярный ККМ, однополярный ККМ, силовой транзисторный ключ, дроссель переменного тока.

The presented article demonstrates various power stages topologies of single-phase power factor correctors (PFC). It puts forward the power factor correctors' power stages classification and describes their principles of operation. Advantages and disadvantages of each power stage are presented.

Key words: power factor corrector, topology, bipolar PFC, unipolar PFC, power transistor switch, AC inductor.

На начальном этапе разработки преобразователя электрической энергии разработчик сталкивается с задачей выбора топологии электрической схемы. Согласно правилам электроустановок, ГОСТ Р 54364-2011 (Низковольтные источники питания постоянного тока. Эксплуатационные характеристики) [1] и ГОСТ 13109-97 (Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения) [2] необходимо обеспечить высокое качество потребляемого тока, поскольку наличие высших гармоник потребляемого тока приводит к нагреву токопроводящих линий и как следствие к высоким потерям, а также к искажению напряжения питающей сети. Одним из способов удовлетворить требования к качеству потребляемого тока из сети является использование корректора коэффициента мощности (ККМ) в качестве первого каскада преобразователя [3–10].

Однако в зависимости от типа преобразователя и особенностей его работы, таких как высокий коэффициент полезного действия, высокий уровень выходного напряжения и др., возникают сложности в выборе топологии силового каскада ККМ. В связи с этим, систематизация и классификация силовых каскадов ККМ является актуальной задачей для первого этапа разработки преобразователей электрической энергии разного назначения.

В представленной статье рассматриваются силовые каскады однофазных ККМ, поэтому здесь не будут учитываться различные способы и алгоритмы управления, так как для них необходимо составлять отдельную классификацию, указывая достоинства и недостатки каждого способа управления [11–17].

### Классификация ККМ

ККМ относится к типу повышающих AC-DC преобразователей. Одной из особенностей повышающих

ККМ является то, что он выполняет сразу 2 задачи: потребляет из сети ток, мгновенное значение которого прямо пропорционально мгновенному значению питающего напряжения (то есть по форме и по фазе ток соответствует сетевому напряжению), а также повышает и стабилизирует выходное напряжение. При этом обязательным условием является то, что значение выходного напряжения должно быть больше, чем амплитудное значение напряжения сети. Поэтому в зависимости от параметров сетевого напряжения, требованиям к качеству потребляемого тока, мощности нагрузки и параметров выходного напряжения необходимо выбирать силовой каскад ККМ.

Качество потребляемой энергии, потребляемой из сети, определяется коэффициентом мощности и коэффициентом гармоник. На рис. 1 представлены зависимость коэффициента мощности, потребляемой из сети, от номинальной мощности преобразователя, а также зависимость коэффициента гармоник от номинальной мощности преобразователя, полученные на основании данных ГОСТ Р 54364-2011 и ГОСТ 13109-97.

Коэффициент мощности определяется по формуле (1), где  $K_m$  – коэффициент мощности,  $U$  – действующее значение напряжения,  $I$  – действующее значение тока,  $i$  – мгновенное значение тока,  $u$  – мгновенное значение напряжения,  $P$  – активная (полезная мощность):

$$K_m = \frac{P}{U \cdot I} = \frac{\int_0^T u \cdot i \cdot dt}{\sqrt{\int_0^T u^2 \cdot dt \cdot \int_0^T i^2 \cdot dt}}. \quad (1)$$

Коэффициент гармоник потребляемого тока определяется по формуле (2), где  $K_r$  – коэффициент гармоник,  $I_n$  – значение тока  $n$ -ой гармоники:

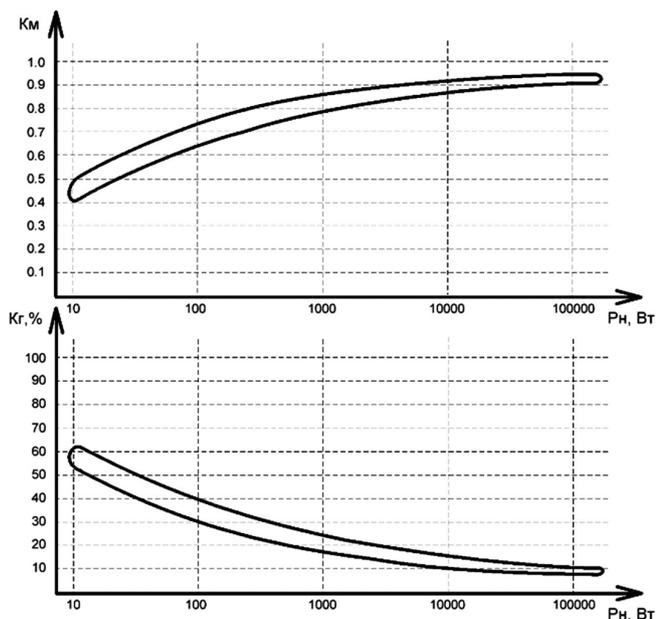


Рис. 1. Зависимость качества потребляемой энергии от значения номинальной мощности

$$K_r = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots + I_n^2 + \dots}}{I_1} = \frac{\sqrt{I^2 - I_1^2}}{I_1} = \sqrt{\frac{I^2}{I_1^2} - 1} \quad (2)$$

Классификация однофазных ККМ представлена на рис. 2.

Силовой транзисторный ключ (СТК) постоянного тока представляет из себя силовой MOSFET или IGB-транзистор, а СТК переменного тока может быть выполнен несколькими вариантами, представленными на рис. 3.

СТК переменного тока может быть построен на IGB-транзисторах. Это наиболее актуально при большом значении тока, протекающего через СТК, с точки зрения статических потерь [18–20]. Характеристики MOSFET и IGBT показаны на рис. 4.

Неотъемлемой частью силового каскада ККМ является накопительный дроссель. Существует два

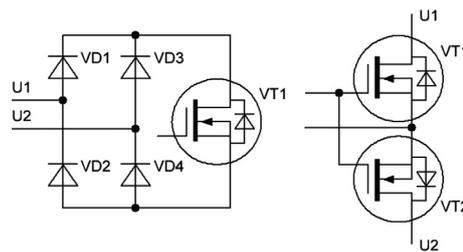


Рис. 3. СТК переменного тока.

вида накопительных дросселей, применяемых в ККМ: дроссель переменного тока и дроссель постоянного тока. [21–22] Дроссель, через который протекает ток в одном направлении в течение разных полупериодов питающего напряжения, считается дросселем постоянного тока, а дроссель, через который ток протекает в разных направлениях, в зависимости от полупериода питающего напряжения, считается дросселем переменного тока. Кривые перемагничивания дросселя постоянного и переменного тока представлены на рис. 5.

Исходя из представленного принципа работы дросселя постоянного и переменного тока можно сделать вывод, что амплитуда переменной составляющей –  $B_a$  у дросселя постоянного тока в два раза меньше, чем у дросселя переменного тока, что способствует уменьшению величины потерь в дросселе.

Отличительной особенностью каскада с дросселем переменного тока является его свойство ограничивать уровень протекающего тока короткого замыкания (6):

$$I_{кз} = \frac{U_{сети}}{Z_{кз}}, \quad (3)$$

где

$$Z_{сети} = R_{сети} + R_{дросс.} + j\omega_{сети} (L_{сети} + L_{дросс.}). \quad (4)$$

Расчет основных параметров дросселя постоянного и переменного тока для однофазного ККМ представлен ниже.

$$\frac{L \cdot I_{max}^2}{2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{B_m^2}{\mu \cdot \mu_0} \cdot V_{st}; \quad (5)$$

$$L = \mu\mu_0 w^2 \frac{S_{st}}{l_{st}}; \quad (6)$$



Рис. 2. Классификация силовых каскадов однофазного повышающего ККМ

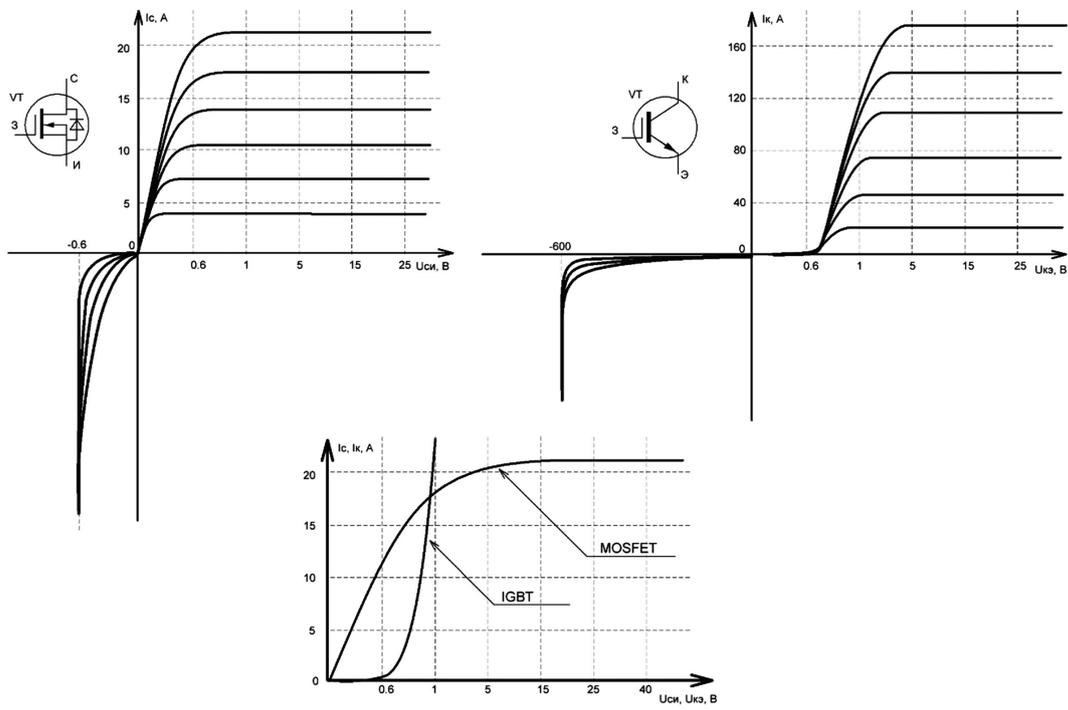


Рис. 4. Характеристики MOSFET и IGBT

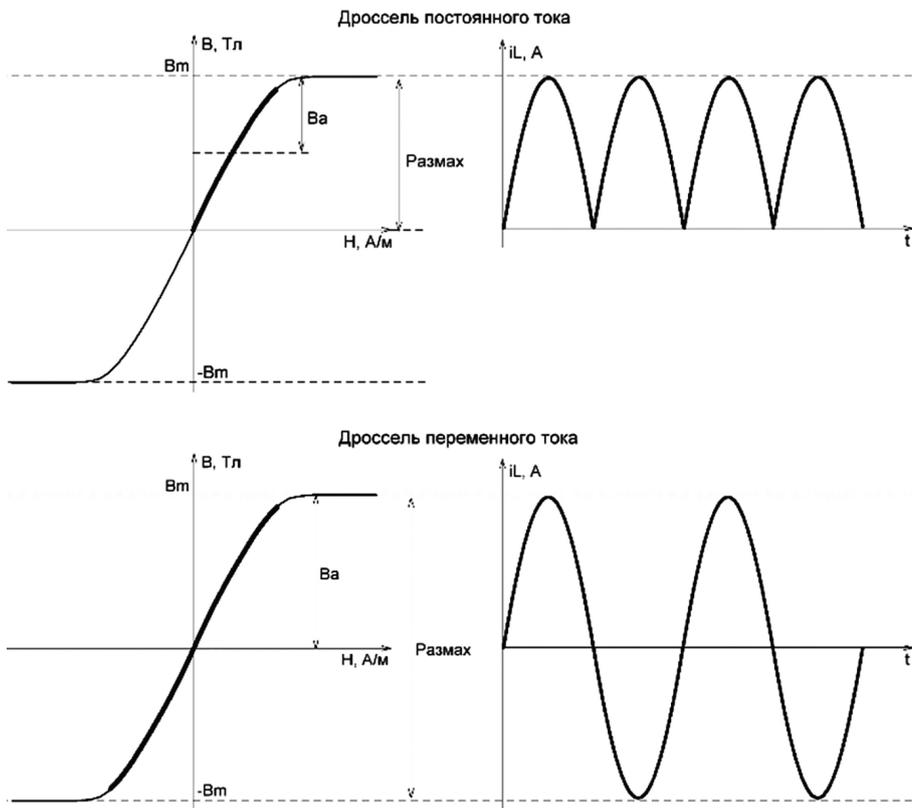


Рис. 5. Кривые перемagnичивания дросселя постоянного и переменного тока

$$E = L \cdot \frac{\Delta I_L}{\Delta t_{и}}; \quad (7)$$

$$U_{и} - E = L \cdot \frac{\Delta I_L}{t_{п}}; \quad (8)$$

$$\Delta t_{и} = T \cdot k_3; \quad (9)$$

$$\Delta t_{п} = T \cdot (1 - k_3); \quad (10)$$

$$B_m = (0,8 \dots 0,9) B_s; \quad (11)$$

$$B_s = B_{s0} [1 - \gamma (T^\circ - T_0^\circ)]; \quad (12)$$

$$\frac{J_{\max} \cdot w}{J} \leq q \cdot S_{\text{окна}}; \quad (13)$$

$$P = P_0 \cdot B_a^\alpha \cdot f^\beta \cdot V_{st}; \quad (14)$$

$$B_a = \frac{B_{\max} - B_{\min}}{2}, \quad (15)$$

где  $I_{\max}$  – максимальное значение тока дросселя;  
 $L$  – величина индуктивности дросселя;  
 $B_m$  – максимальная рабочая индукция сердечника;  
 $V_{st}$  – объем магнитопровода;  
 $S_{st}$  – площадь поперечного сечения магнитопровода;  
 $l_{st}$  – длина средней линии магнитопровода;  
 $\mu$  – относительная магнитная проницаемость материала магнитопровода;  
 $\mu_0$  – магнитная постоянная;  
 $\Delta I_L$  – размах высокочастотных пульсаций тока дросселя;  
 $\Delta t_{и}$  – время импульса;  
 $\Delta t_{п}$  – время паузы;  
 $T$  – период ШИМ;  
 $k_3$  – коэффициент заполнения;  
 $w$  – число витков;  
 $S_{\text{окна}}$  – площадь окна сердечника;  
 $J$  – плотность тока в обмотке дросселя;  
 $q$  – коэффициент заполнения площади окна сердечника (0,4 ... 0,6);  
 $P$  – суммарные потери в магнитопроводе;  
 $P_0$  – удельные потери в магнитопроводе;  
 $B_a$  – амплитуда переменной составляющей индукции в сердечнике;  
 $f$  – частота перемагничивания;  
 $B_s$  – индукция насыщения при температуре  $T^\circ$ ;  
 $B_{s0}$  – индукция насыщения при температуре  $T_0^\circ$ ;  
 $\gamma$  – температурный коэффициент изменения индукции насыщения. Для магнитомягких электротехнических сталей, аморфных сплавов и ферритов лежит в диапазоне (0,0013 ... 0,0027) 1/К° [23–26];  
 $\alpha, \beta$  – коэффициенты аппроксимации.

При этом плотность тока может быть определена по графику на рис. 6, полученному на результатах анализа

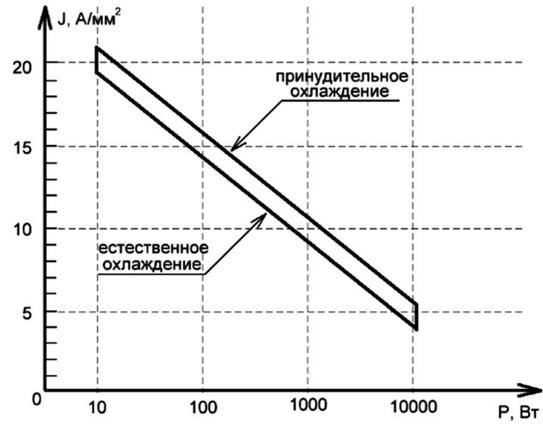


Рис. 6. Зависимость плотности тока в обмотках от преобразуемой мощности

многочисленных монографий по расчету и проектированию трансформаторов и дросселей [27–32].

**Силовые каскады однофазных ККМ с однополярным напряжением на выходе**

**ККМ с транзистором и дросселем постоянного тока**

Если рассматривать однополярные однофазные ККМ, то самым известным считается ККМ с транзистором и дросселем постоянного тока (№ 1), который называют классическим ККМ, схема силового каскада этого ККМ показана на рис. 7.

Принцип работы может быть описан следующим образом.

Положительная полуволна питающего напряжения:

– импульс ( $t_{и}$ ):  
 $U_c \rightarrow VD1 \rightarrow L \rightarrow VT1 \rightarrow VD4 \rightarrow U_c$ ;  
 ток  $i_L$  возрастает;

– пауза ( $t_{п}$ ):  
 $U_c \rightarrow VD1 \rightarrow L \rightarrow VD5 \rightarrow C, R_H \rightarrow VD4 \rightarrow U_c$ ;  
 ток  $i_L$  уменьшается.

Отрицательная полуволна питающего напряжения:

– импульс ( $t_{и}$ ):  
 $U_c \rightarrow VD3 \rightarrow L \rightarrow VT1 \rightarrow VD2 \rightarrow U_c$ ;  
 ток  $i_L$  возрастает;

– пауза ( $t_{п}$ ):  
 $U_c \rightarrow VD3 \rightarrow L \rightarrow VD5 \rightarrow C, R_H \rightarrow VD2 \rightarrow U_c$ ;  
 ток  $i_L$  уменьшается.

Достоинства схемы (рис. 7):

1) Простота.

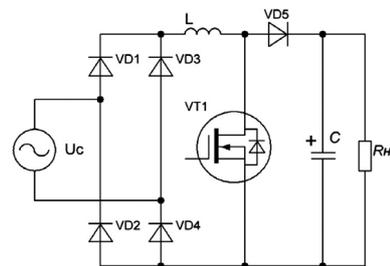


Рис. 7. Схема классического ККМ с СТК постоянного тока дросселем постоянного тока (№ 1)

- 2) Всего один СТК.
  - 3) Необходим один драйвер.
  - 4) Управление СТК осуществляется относительно земли.
  - 5) Возможность работы на большой мощности.
  - 6) Относительно малые магнитные потери в дросселе.
- Недостатки каскада (рис. 7):

- 1) Во время импульса ток дросселя протекает через два диода и один СТК, а на этапе паузы через три диода, что вызывает относительно большие статические потери в полупроводниковых элементах.

**ККМ с СТК постоянного тока и дросселем переменного тока**

На рис. 8 показана схема ККМ с СТК постоянного тока и дросселем переменного тока (№ 2).

Принцип работы схемы может быть описан следующим образом.

Положительная полуволна питающего напряжения:

– импульс ( $t_n$ ):  

$$U_c \rightarrow L \rightarrow VD5 \rightarrow VT1 \rightarrow VD4 \rightarrow U_c;$$
 ток  $i_L$  возрастает;

– пауза ( $t_n$ ):  

$$U_c \rightarrow L \rightarrow VD1 \rightarrow C, R_H \rightarrow VD4 \rightarrow U_c;$$
 ток  $i_L$  уменьшается.

Отрицательная полуволна питающего напряжения:

– импульс ( $t_n$ ):  

$$U_c \rightarrow VD6 \rightarrow VT1 \rightarrow VD2 \rightarrow L \rightarrow U_c;$$
 ток  $i_L$  возрастает;

– пауза ( $t_n$ ):  

$$U_c \rightarrow VD3 \rightarrow C, R_H \rightarrow VD2 \rightarrow L \rightarrow U_c$$
 ток  $i_L$  уменьшается.

Достоинства схемы (рис. 8):

- 1) Всего один СТК.
- 2) Необходим один драйвер.
- 3) Управление СТК осуществляется относительно земли.
- 4) Во время импульса ток дросселя протекает через два диода и один СТК, а на этапе паузы через два диода. Значение статических потерь меньше по сравнению с классическим ККМ.

Недостатки схемы (рис. 8):

- 1) Относительно большие магнитные потери в дросселе переменного тока.

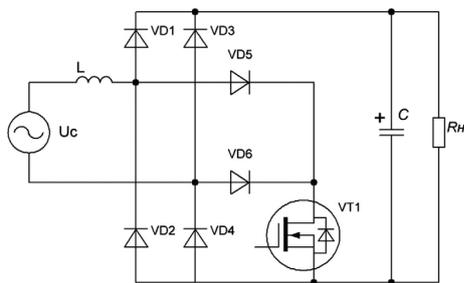


Рис. 8. Схема ККМ с СТК постоянного тока и дросселем переменного тока (№ 2)

**ККМ с СТК переменного тока и дросселем переменного тока**

На рис. 9 изображена схема ККМ с СТК переменного тока и дросселем переменного тока (№ 3).

Принцип работы схемы может быть описан следующим образом.

– импульс ( $t_n$ ):  

$$U_c \rightarrow L \rightarrow VT1 \rightarrow VT2 \rightarrow U_c;$$
 ток  $i_L$  возрастает;

– пауза ( $t_n$ ):  

$$U_c \rightarrow L \rightarrow VD1 \rightarrow C, R_H \rightarrow VD4 \rightarrow U_c;$$
 ток  $i_L$  уменьшается.

Отрицательная полуволна питающего напряжения:

– импульс ( $t_n$ ):  

$$U_c \rightarrow VT2 \rightarrow VT1 \rightarrow L \rightarrow U_c;$$
 ток  $i_L$  возрастает;

– пауза ( $t_n$ ):  

$$U_c \rightarrow VD3 \rightarrow C, R_H \rightarrow VD2 \rightarrow U_c$$
 ток  $i_L$  уменьшается.

Достоинства схемы (рис. 9):

- 1) Во время импульса ток дросселя протекает через два СТК, а на этапе паузы через два диода. Относительно небольшое значение статических потерь.
  - 2) Необходим один драйвер.
- Недостатки схемы (рис. 9):
- 1) Наличие двух СТК.
  - 2) Управление СТК осуществляется относительно высокого потенциала.
  - 3) Относительно большие магнитные потери в дросселе переменного тока.

**ККМ с дросселем переменного тока и одним транзистором в составе СТК переменного тока**

На рис. 10 показана схема ККМ с дросселем переменного тока и одним транзистором в составе СТК переменного тока (№ 4).

Принцип работы схемы может быть описан следующим образом.

Положительная полуволна питающего напряжения:

– импульс ( $t_n$ ):  

$$U_c \rightarrow L \rightarrow VD1 \rightarrow VT1 \rightarrow VD4 \rightarrow U_c;$$
 ток  $i_L$  возрастает;

– пауза ( $t_n$ ):

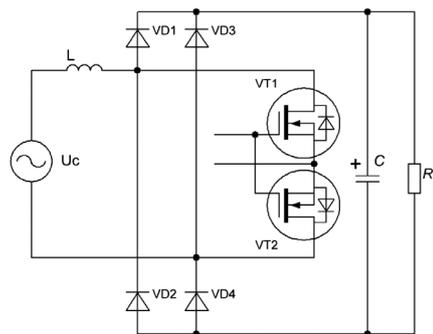


Рис. 9. Схема ККМ с СТК и дросселем переменного тока (№ 3)

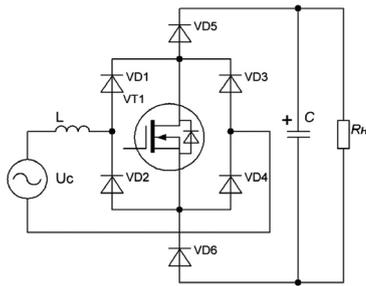


Рис. 10. Схема ККМ с одним СТК переменного тока и дросселем переменного тока (№ 4)

$U_c \rightarrow L \rightarrow VD1 \rightarrow VD5 \rightarrow C, R_n \rightarrow VD6 \rightarrow VD4 \rightarrow U_c;$   
ток  $i_L$  уменьшается.

Отрицательная полуволна питающего напряжения:

– импульс ( $t_n$ ):  
 $U_c \rightarrow VD3 \rightarrow VT1 \rightarrow VD2 \rightarrow L \rightarrow U_c;$   
ток  $i_L$  возрастает;

– пауза ( $t_n$ ):  
 $U_c \rightarrow VD3 \rightarrow VD5 \rightarrow C, R_n \rightarrow VD6 \rightarrow VD2 \rightarrow L \rightarrow U_c$   
ток  $i_L$  уменьшается.

Достоинства схемы (рис. 10):

- 1) Всего один СТК.
- 2) Необходим один драйвер.
- 3) Силовой каскад имеет преимущества в трехфазных схемах ККМ [33].

Недостатки схемы (рис. 10):

- 1) Во время импульса ток дросселя протекает через два диода и СТК, а на этапе паузы через четыре диода. Самые большие статические потери из всех силовых каскадов однофазных ККМ.
- 2) Управление СТК осуществляется относительно высокого потенциала.
- 3) Относительно большие магнитные потери в дросселе переменного тока.

**ККМ с двумя дросселями постоянного тока и СТК постоянного тока**

На рис. 11 изображена схема ККМ с двумя дросселями постоянного тока и СТК постоянного тока (№ 5).

Принцип работы схемы может быть описан следующим образом.

Положительная полуволна питающего напряжения:

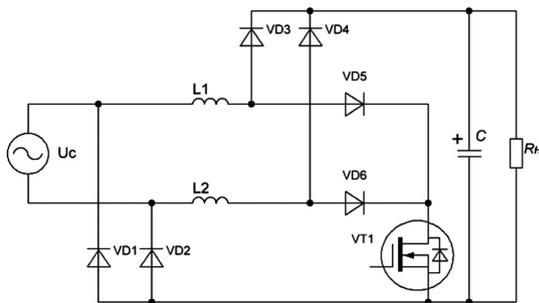


Рис. 11. Схема ККМ с 2 дросселями постоянного тока и СТК постоянного тока (№ 5)

– импульс ( $t_n$ ):  
 $U_c \rightarrow L1 \rightarrow VD5 \rightarrow VT1 \rightarrow VD2 \rightarrow U_c;$   
ток  $i_L$  возрастает;

– пауза ( $t_n$ ):  
 $U_c \rightarrow L1 \rightarrow VD3 \rightarrow C, R_n \rightarrow VD2 \rightarrow U_c;$   
ток  $i_L$  уменьшается.

Отрицательная полуволна питающего напряжения:

– импульс ( $t_n$ ):  
 $U_c \rightarrow L2 \rightarrow VD6 \rightarrow VT1 \rightarrow VD1 \rightarrow U_c;$   
ток  $i_L$  возрастает;

– пауза ( $t_n$ ):  
 $U_c \rightarrow L2 \rightarrow VD4 \rightarrow C, R_n \rightarrow VD1 \rightarrow U_c;$   
ток  $i_L$  уменьшается.

Достоинства схемы (рис. 11):

- 1) Всего один СТК.
  - 2) Необходим один драйвер.
  - 3) Управление СТК относительно земли.
  - 4) Относительно малые магнитные потери в дросселе.
- Недостатки схемы (рис. 11):

- 1) Во время импульса ток дросселя протекает через два диода и СТК, а на этапе паузы через два диода. Относительно большие статические потери в полупроводниковых элементах.
- 2) Наличие двух дросселей постоянного тока.

**ККМ с двумя дросселями постоянного тока и двумя СТК постоянного тока**

На рис. 12 изображена схема ККМ с двумя дросселями постоянного тока и двумя СТК постоянного тока.

Принцип работы схемы может быть описан следующим образом:

Положительная полуволна питающего напряжения:

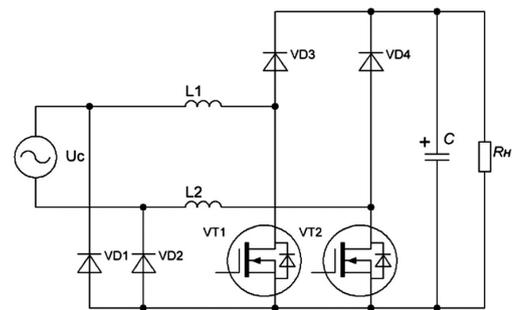
– импульс ( $t_n$ ):  
 $U_c \rightarrow L1 \rightarrow VT1 \rightarrow VD2 \rightarrow U_c;$   
ток  $i_L$  возрастает;

– пауза ( $t_n$ ):  
 $U_c \rightarrow L1 \rightarrow VD3 \rightarrow C, R_n \rightarrow VD2 \rightarrow U_c;$   
ток  $i_L$  уменьшается.

Отрицательная полуволна питающего напряжения:

– импульс ( $t_n$ ):  
 $U_c \rightarrow L2 \rightarrow VT2 \rightarrow VD1 \rightarrow U_c;$   
ток  $i_L$  возрастает;

– пауза ( $t_n$ ):  
 $U_c \rightarrow L2 \rightarrow VD4 \rightarrow C, R_n \rightarrow VD1 \rightarrow U_c;$



На рис. 12 изображена схема ККМ с двумя дросселями постоянного тока и двумя СТК постоянного тока (№ 6)

ток  $i_L$  уменьшается.

Достоинства схемы (рис. 12):

- 1) Управление СТК относительно земли.
- 2) Во время импульса ток дросселя протекает через один диод и СТК, а во время паузы через два диода. Относительно небольшое значение статических потерь.
- 3) Относительно малые магнитные потери в дросселе.

Недостатки схемы (рис. 12):

- 1) Наличие двух СТК.
- 2) Необходимы два драйвера.
- 3) Наличие двух дросселей постоянного тока.

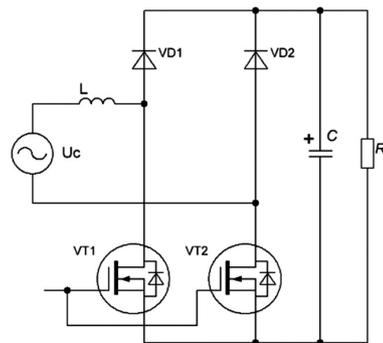


Рис. 13. Схема ККМ с дросселем постоянного тока и двумя СТК постоянного тока (№ 7)

**ККМ с дросселем постоянного тока и двумя СТК постоянного тока**

На рис. 13 изображена схема ККМ с дросселем постоянного тока и двумя СТК постоянного тока.

Принцип работы схемы может быть описан следующим образом.

Положительная полуволна питающего напряжения:

– импульс ( $t_n$ ):  
 $U_c \rightarrow L \rightarrow VT1 \rightarrow VT2 \rightarrow U_c$ ;  
 ток  $i_L$  возрастает;

– пауза ( $t_n$ ):  
 $U_c \rightarrow L1 \rightarrow VD1 \rightarrow C, R_n \rightarrow VT2 \rightarrow U_c$ ;  
 ток  $i_L$  уменьшается.

Отрицательная полуволна питающего напряжения:

– импульс ( $t_n$ ):  
 $U_c \rightarrow VT2 \rightarrow VT1 \rightarrow L \rightarrow U_c$ ;  
 ток  $i_L$  возрастает;

– пауза ( $t_n$ ):  
 $U_c \rightarrow VD2 \rightarrow C, R_n \rightarrow VT1 \rightarrow L \rightarrow U_c$ ;  
 ток  $i_L$  уменьшается.

Достоинства схемы (рис. 13):

- 1) Минимальное число компонентов.
- 2) Необходим один драйвер.
- 3) Управление СТК относительно земли.
- 4) Во время импульса ток дросселя протекает через два СТК, а во время паузы через один диод и СТК. Относительно небольшое значение статических потерь.

Недостатки схемы (рис. 13):

- 1) Наличие двух СТК.
- 2) Относительно большие магнитные потери в дросселе переменного тока.

Сравнение силовых каскадов однофазных ККМ с однополярным выходным напряжением приведено в табл. 1.

**Силовые каскады однофазных ККМ с двухполярным напряжением на выходе**

ККМ с двухполярным напряжением на выходе особенно актуальны в системах с относительно низким уровнем напряжения (например, в системах ветроэнергетики) [34]. Основопологающим условием работы двухполярного ККМ является то, чтобы выходное напряжения (одной полярности) было больше, чем амплитудное значение питающего напряжения.

**Двухполярный ККМ с двумя дросселями постоянного тока и двумя СТК постоянного тока**

На рис. 14 показана, предложенная авторами, схема двухполярного ККМ с двумя дросселями постоянного тока и двумя СТК постоянного тока (№ 1).

Принцип работы такой схемы может быть описан следующим образом.

Положительная полуволна питающего напряжения:

– импульс ( $t_n$ ):  
 $U_c \rightarrow L1 \rightarrow VD1 \rightarrow VT1 \rightarrow U_c$ ;

Таблица 1. Сравнение силовых каскадов однофазных ККМ с однополярным выходным напряжением

№ силового каскада	Тип СТК (количество)	Тип дросселя (количество)	Кол-во диодов	Кол-во транзисторов	Проводят в импульсе (количество)		Проводят в паузе (количество)		Управление относительно земли	Относительная номинальная мощность
					транзисторы	диоды	транзисторы	диоды		
1	= тока (1)	= тока (1)	5	1	1	2	0	3	да	высокая
2	= тока (1)	~тока (1)	6	1	1	2	0	2	да	средняя
3	~тока (1)	~тока (1)	4	2	2	0	0	2	нет	средняя
4	~тока (1)	~тока (1)	6	1	1	2	0	4	нет	низкая
5	= тока (1)	= тока (2)	6	1	1	2	0	2	да	высокая
6	= тока (1)	= тока (2)	4	2	1	1	0	2	да	высокая
7	= тока (2)	~тока (1)	2	2	2	0	1	1	да	средняя

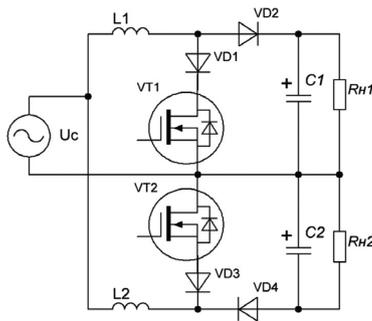


Рис. 14. Схема двухполярного ККМ с двумя дросселями постоянного тока и двумя СТК постоянного тока (№ 1)

ток  $i_L$  возрастает;

– пауза ( $t_n$ ):

$$U_c \rightarrow L1 \rightarrow VD2 \rightarrow C1, R_{n1} \rightarrow U_c;$$

ток  $i_L$  уменьшается.

Отрицательная полуволна питающего напряжения:

– импульс ( $t_n$ ):

$$U_c \rightarrow VT2 \rightarrow VD3 \rightarrow L2 \rightarrow U_c;$$

ток  $i_L$  возрастает;

– пауза ( $t_n$ ):

$$U_c \rightarrow C2, R_{n2} \rightarrow VD4 \rightarrow L2 \rightarrow U_c;$$

ток  $i_L$  уменьшается.

Достоинства схемы (рис. 14):

- 1) Относительно малые магнитные потери в дросселе.
- 2) Во время импульса ток дросселя протекает через один СТК и один диод, а во время паузы через один диод. Относительно небольшое значение статических потерь.

Недостатки схемы (рис. 14):

- 1) Наличие двух СТК.
- 2) Необходимы два драйвера.
- 3) Управление СТК относительно высокого потенциала.
- 4) Наличие двух дросселей постоянного тока.

**Двухполярный ККМ с двумя дросселями постоянного тока и двумя СТК постоянного тока**

На рис. 15 показана схема двухполярного ККМ с двумя дросселями постоянного тока и двумя СТК постоянного тока (№ 2).

Принцип работы схемы может быть описан следующим образом.

Положительная полуволна питающего напряжения:

– импульс ( $t_n$ ):

$$U_c \rightarrow VD1 \rightarrow L1 \rightarrow VT1 \rightarrow U_c;$$

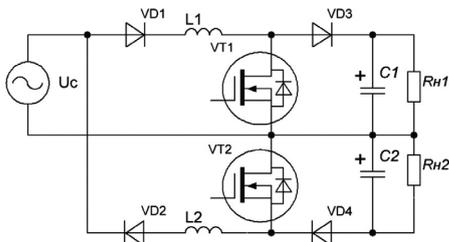


Рис. 15. Схема двухполярного ККМ с двумя дросселями постоянного тока и двумя СТК постоянного тока (№ 2)

ток  $i_L$  возрастает;

– пауза ( $t_n$ ):

$$U_c \rightarrow VD1 \rightarrow L1 \rightarrow VD3 \rightarrow C1, R_{n1} \rightarrow U_c;$$

ток  $i_L$  уменьшается.

Отрицательная полуволна питающего напряжения:

– импульс ( $t_n$ ):

$$U_c \rightarrow VT2 \rightarrow L2 \rightarrow VD2 \rightarrow U_c;$$

ток  $i_L$  возрастает;

– пауза ( $t_n$ ):

$$U_c \rightarrow C2, R_{n2} \rightarrow VD4 \rightarrow L2 \rightarrow U_c;$$

ток  $i_L$  уменьшается.

Достоинства схемы (рис. 15):

- 1) Относительно малые магнитные потери в дросселе.
- Недостатки схемы (рис. 15):

1) Во время импульса ток дросселя протекает через один СТК и один диод, а во время паузы через два диода. Относительно большие статические потери в полупроводниковых компонентах.

2) Наличие двух СТК.

3) Необходимы два драйвера.

4) Управление СТК относительно высокого потенциала.

5) Наличие двух дросселей постоянного тока.

**Двухполярный ККМ с двумя дросселями постоянного тока и двумя СТК постоянного тока**

На рис. 16 представлена схема двухполярного ККМ с двумя дросселями постоянного тока и двумя СТК постоянного тока (№ 3).

Принцип работы схемы может быть описан следующим образом.

Положительная полуволна питающего напряжения:

– импульс ( $t_n$ ):

$$U_c \rightarrow L1 \rightarrow VT1 \rightarrow U_c;$$

ток  $i_L$  возрастает;

– пауза ( $t_n$ ):

$$U_c \rightarrow L1 \rightarrow VD1 \rightarrow C1, R_{n1} \rightarrow U_c;$$

ток  $i_L$  уменьшается.

Отрицательная полуволна питающего напряжения:

– импульс ( $t_n$ ):

$$U_c \rightarrow VT2 \rightarrow L2 \rightarrow U_c;$$

ток  $i_L$  возрастает;

– пауза ( $t_n$ ):

$$U_c \rightarrow C2, R_{n2} \rightarrow VD2 \rightarrow L2 \rightarrow U_c;$$

ток  $i_L$  уменьшается.

Достоинства схемы (рис. 16):

- 1) Относительно малые магнитные потери в дросселе.

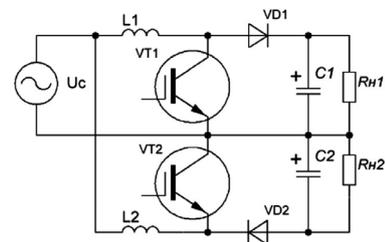


Рис. 16. Схема двухполярного ККМ с двумя дросселями постоянного тока и двумя СТК постоянного тока (№ 3)

- 2) Во время импульса ток дросселя протекает через один СТК, а во время паузы через один диод. Относительно небольшое значение статических потерь.
  - 3) Простота схемы.
- Недостатки схемы (рис. 16):
- 1) Наличие двух СТК.
  - 2) Необходимы два драйвера.
  - 3) Управление СТК осуществляется относительно высокого потенциала.
  - 4) Наличие двух дросселей постоянного тока.
  - 5) Ограничена частота работы преобразователя за счет использования *IGBT*.

**Двухполярный ККМ с дросселем переменного тока и СТК переменного тока**

На рис. 17 показана схема двухполярного ККМ с дросселем переменного тока и СТК переменного тока (№ 4).

Принцип работы схемы может быть описан следующим образом.

Положительная полуволна питающего напряжения:

– импульс ( $t_n$ ):  
 $U_c \rightarrow L \rightarrow VD1 \rightarrow VT1 \rightarrow VD4 \rightarrow U_c$ ;  
 ток  $i_L$  возрастает;

– пауза ( $t_n$ ):  
 $U_c \rightarrow L \rightarrow VD1 \rightarrow VD5 \rightarrow C1, R_{H1} \rightarrow U_c$ ;  
 ток  $i_L$  уменьшается.

Отрицательная полуволна питающего напряжения:

– импульс ( $t_n$ ):  
 $U_c \rightarrow VD3 \rightarrow VT1 \rightarrow VD2 \rightarrow L \rightarrow U_c$ ;  
 ток  $i_L$  возрастает;

– пауза ( $t_n$ ):  
 $U_c \rightarrow C2, R_{H2} \rightarrow VD6 \rightarrow VD2 \rightarrow L \rightarrow U_c$ ;  
 ток  $i_L$  уменьшается.

Достоинства схемы (рис. 17):

- 1) Всего один СТК.
- 2) Необходим один драйвер.

Недостатки схемы (рис. 17):

- 1) Во время импульса ток дросселя протекает через один СТК и два диода, а во время паузы через

два диода. Относительно большие статические потери в полупроводниковых элементах.

- 2) Наличие двух СТК.
- 3) Управление СТК осуществляется относительно высокого потенциала.
- 4) Относительно большие магнитные потери в дросселе переменного тока.

**Двухполярный ККМ с двумя дросселями постоянного тока и СТК переменного тока**

На рис. 18 показана схема двухполярного ККМ с двумя дросселями постоянного тока и СТК переменного тока.

Принцип работы схемы может быть описан следующим образом.

Положительная полуволна питающего напряжения:

– импульс ( $t_n$ ):  
 $U_c \rightarrow L1 \rightarrow VD1 \rightarrow VT1 \rightarrow VD3 \rightarrow U_c$ ;  
 ток  $i_L$  возрастает;

– пауза ( $t_n$ ):  
 $U_c \rightarrow L1 \rightarrow VD5 \rightarrow C1, R_{H1} \rightarrow U_c$ ;  
 ток  $i_L$  уменьшается.

Отрицательная полуволна питающего напряжения:

– импульс ( $t_n$ ):  
 $U_c \rightarrow VD2 \rightarrow VT1 \rightarrow VD4 \rightarrow L2 \rightarrow U_c$ ;  
 ток  $i_L$  возрастает;

– пауза ( $t_n$ ):  
 $U_c \rightarrow C2, R_{H2} \rightarrow VD6 \rightarrow L2 \rightarrow U_c$ ;  
 ток  $i_L$  уменьшается.

Достоинства схемы (рис. 18):

- 1) Относительно малые магнитные потери в дросселе.
  - 2) Всего один СТК.
  - 3) Необходим один драйвер.
- Недостатки схемы (рис. 18):

1) Во время импульса ток дросселя протекает через один СТК и два диода, а во время паузы через один диод. Относительно большие статические потери в полупроводниковых элементах.

2) Управление СТК осуществляется относительно высокого потенциала.

- 3) Наличие двух дросселей постоянного тока.

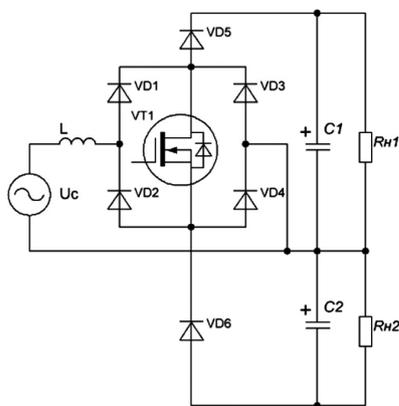


Рис. 17. Схема двухполярного ККМ с дросселем переменного тока и СТК переменного тока (№ 4)

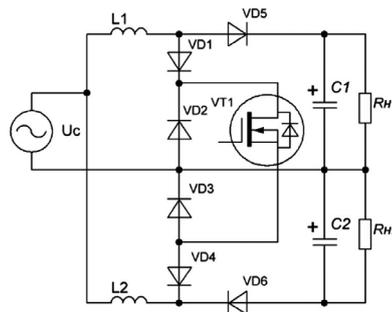


Рис. 18. Схема двухполярного ККМ с двумя дросселями постоянного тока и СТК переменного тока (№ 5)

**Двухполярный ККМ с дросселем переменного тока и СТК переменного тока**

На рис. 19 представлена, предложенная авторами, схема двухполярного ККМ с дросселем переменного тока и СТК переменного тока (№ 6).

Принцип работы схемы может быть описан следующим образом.

Положительная полуволна питающего напряжения:

– импульс ( $t_n$ ):  
 $U_c \rightarrow L \rightarrow VT1 \rightarrow VT2 \rightarrow U_c$ ;  
 ток  $i_L$  возрастает;

– пауза ( $t_n$ ):  
 $U_c \rightarrow L \rightarrow VD1 \rightarrow C1, R_{H1} \rightarrow U_c$ ;  
 ток  $i_L$  уменьшается.

Отрицательная полуволна питающего напряжения:

– импульс ( $t_n$ ):  
 $U_c \rightarrow VT2 \rightarrow VT1 \rightarrow L \rightarrow U_c$ ;  
 ток  $i_L$  возрастает;

– пауза ( $t_n$ ):  
 $U_c \rightarrow C2, R_{H2} \rightarrow VD2 \rightarrow L \rightarrow U_c$ ;  
 ток  $i_L$  уменьшается.

Достоинства схемы (рис. 19):

- 1) Минимальное количество компонентов.
- 2) Во время импульса ток дросселя протекает через два СТК, а во время паузы через один диод. Относительно небольшое значение статических потерь.
- 3) Необходим один драйвер.

Недостатки схемы (рис. 19):

- 1) Наличие двух СТК.
- 2) Управление СТК осуществляется относительно высокого потенциала.
- 3) Относительно большие магнитные потери в дросселе переменного тока.

**Двухполярный ККМ с дросселем переменного тока и СТК переменного тока**

На рис. 20 показана схема двухполярного ККМ с дросселем переменного тока и СТК переменного тока (№ 7), предложенная авторами.

Принцип работы схемы может быть описан следующим образом.

Положительная полуволна питающего напряжения:

– импульс ( $t_n$ ):

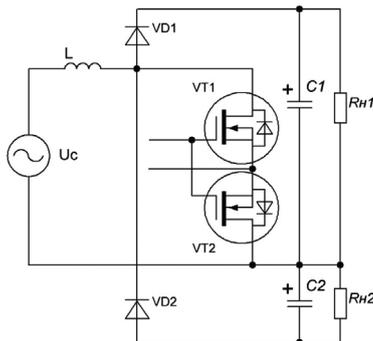


Рис. 19. Схема двухполярного ККМ с дросселем переменного тока и СТК переменного тока (№ 6)

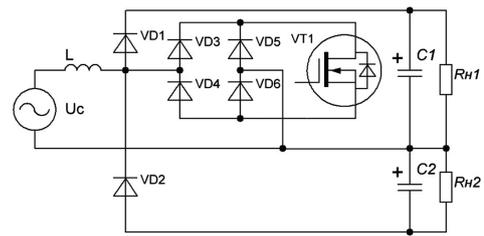


Рис. 20. Схема двухполярного ККМ с дросселем переменного тока и СТК переменного тока (№ 7)

$U_c \rightarrow L \rightarrow VD3 \rightarrow VT1 \rightarrow VD6 \rightarrow U_c$ ;  
 ток  $i_L$  возрастает;

– пауза ( $t_n$ ):  
 $U_c \rightarrow L \rightarrow VD1 \rightarrow C1, R_{H1} \rightarrow U_c$ ;  
 ток  $i_L$  уменьшается.

Отрицательная полуволна питающего напряжения:

– импульс ( $t_n$ ):  
 $U_c \rightarrow VD5 \rightarrow VT1 \rightarrow VD4 \rightarrow L \rightarrow U_c$ ;  
 ток  $i_L$  возрастает;

– пауза ( $t_n$ ):  
 $U_c \rightarrow C2, R_{H2} \rightarrow VD2 \rightarrow L \rightarrow U_c$ ;  
 ток  $i_L$  уменьшается.

Достоинства схемы (рис. 20):

- 1) Всего один СТК.
- 2) Необходим один драйвер.

Недостатки схемы (рис. 20):

- 1) Во время импульса ток дросселя протекает через один СТК и два диода, а во время паузы через один диод. Относительно большие статические потери в полупроводниковых элементах.
- 2) Управление СТК осуществляется относительно высокого потенциала.
- 3) Относительно большие магнитные потери в дросселе переменного тока.

Сравнение силовых каскадов однофазных ККМ с двухполярным выходным напряжением приведено в табл. 2.

Многообразие силовых структур силовых каскадов ККМ свидетельствует о том, что идеальных структур не существует. Каждая из рассмотренных структур имеет свои достоинства и недостатки и как следствие свою область применения в зависимости от конкретных технических требований, предъявляемых к устройству. Другой причиной относительно большого многообразия структур силовых каскадов является жесткая конкуренция между различными производителями устройств преобразования электроэнергии с учетом защиты прав интеллектуальной собственности.

У всех однофазных силовых каскадов ККМ существует недостаток в виде больших динамических потерь в СТК при использовании силового выходного диода с относительно большой диффузионной емкостью. В момент открытия СТК ток из выходного конденсатора начинает протекать через силовой выходной диод в обратном направлении и через СТК до тех пор, пока силовой диод не закроется. Это приводит к большому

Таблица 2. Сравнение силовых каскадов однофазных ККМ с двухполярным выходным напряжением

№ силового каскада	Тип СТК (количество)	Тип дросселя (количество)	Кол-во диодов	Кол-во транзисторов	Проводят в импульсе (количество)		Проводят в паузе (количество)		Управление относительно земли	Относительная номинальная мощность
					транзисторы	диоды	транзисторы	диоды		
1	= тока	= тока (2)	4	2	1	1	0	2	нет	средняя
2	= тока	= тока (2)	2	2	1	0	0	1	нет	высокая
3	= тока	~ тока (1)	6	1	1	2	0	2	нет	низкая
4	= тока	= тока (2)	6	1	1	2	0	1	нет	средняя
5	~ тока	~ тока (1)	2	2	2	0	0	1	нет	средняя
6	= тока	~ тока (1)	6	1	1	2	0	1	нет	низкая
7	= тока (2)	~тока (1)	2	2	2	0	1	1	да	средняя

значению динамических потерь в СТК и выходу его из строя. Для решения этой проблемы необходимо использовать формирователь траектории переключения (ФТП) СТК, который позволяет коммутировать СТК при нуле тока или напряжения. Следует отметить, что все рассмотренные каскады могут работать в различных режимах.

Возможные режимы работы: режим непрерывного тока дросселя, режим разрывного тока дросселя, режим граничного тока дросселя. Одним из достоинств режима разрывного тока является отсутствие необходимости использовать ФТП.

Важно отметить, что для представленных силовых каскадов в этой статье применимы различные варианты алгоритмов управления.

Алгоритмы работы: синхронная ШИМ, асинхронная ШИМ, релейная ШИМ с постоянным гистерезисом, рейная ШИМ с переменным гистерезисом, частотная ШИМ, а также возможно управление ККМ с применением перемножителя напряжения, без перемножителя напряжения, с внешней синхронизацией, с внутренней синхронизацией, с формированием синуса тока, с формированием псевдо (квази) синуса тока, при этом все алгоритмы с применением ШИМ должны быть с подчиненным регулированием по току.

#### Выводы и заключение

– В соответствии с современными требованиями к качеству потребляемого тока от сетей переменного напряжения обоснована актуальность проектирования и исследования различных структур ККМ.

– На основании ГОСТ Р 54364-2011 и ГОСТ 13109-97 получены и представлены зависимости  $K_M$  и  $K_T$  от величины преобразуемой мощности.

– Представлена классификация силовых каскадов ККМ, позволяющая разработчику облегчить выбор наиболее целесообразного варианта под конкретные технические требования.

– Представлены три новые авторские структуры силовых каскадов, имеющие ряд преимуществ перед уже известными.

– Кратко описаны процессы протекания тока дросселя на различных временных интервалах работы силового каскада.

– Проведен сравнительный анализ достоинств и недостатков рассмотренных структур силовых каскадов по критерию аппаратных затрат, а также относительно энергетических потерь.

– Отмечено, что одним из основных недостатков любой структуры силового каскада является большое значение динамических потерь в СТК в режиме безразрывного тока дросселя.

– Перечислены различные возможные алгоритмы (режимы) управления силовыми каскадами.

– Приведены основные аналитические соотношения, необходимые для расчета параметров дросселя ККМ как переменного, так и постоянного тока.

– На основании анализа многочисленных научно-технических публикаций, представлена зависимость расчетного значения плотности тока в обмотках трансформаторов и дросселей от значения преобразуемой мощности.

#### Литература

1. ГОСТ Р 54364-2011 Низковольтные источники питания постоянного тока. Эксплуатационные характеристики.
2. ГОСТ 13109-97 Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.
3. *Omid Alavi, Abbas Hooshmand Viki*, A three-phase/level unity-power-factor AC-AC converter for wind energy conversion systems, 2016 21st Conference on Electrical Power Distribution Networks Conference (EPDC).
4. *Kazuhiro Kajiwara, Satoshi Kuboyama, Tsuyoshi Higuchi, Johann W. Kolar, Fujio Kurokawa*, A new digital current control AC-DC converter for wind turbine, 2016 IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA).
5. *Noriyuki Kimura, Tomoyuki Hamada, Makoto Sonoda, Toshimitsu Morizane, Katsunori Taniguchi, Yasuyuki Nishida*, Suppression of current peak of PFC converter connected to induction generator for wind power generation excited by

- voltage source converter, 2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference.
6. *Pratap Ranjan Mohanty, Anup Kumar Panda, Dhiman Das*, An active PFC boost converter topology for power factor correction, 2015 Annual IEEE India Conference (INDICON).
  7. *Qiang Gao, Lei Fei*, The cascade buck-boost PFC converter with soft switching, 2009 World Non-Grid-Connected Wind Power and Energy Conference.
  8. *M. Gopinath, Prabakaran, S. Ramareddy*, A brief analysis on bridgeless boost PFC converter, International Conference on Sustainable Energy and Intelligent Systems (SEISCON 2011).
  9. *M. Gopinath, V. Sheela*, Efficiency analysis of bridgeless Cuk converter for PFC applications, 2013 International Conference on Information Communication and Embedded Systems (ICICES).
  10. *Jianyu Hu, Wenxun Xiao, Bo Zhang, Dongyuan Qiu, Carl Ngai Man Ho*, A Single Phase Hybrid Interleaved Parallel Boost PFC Converter, 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE).
  11. *Kazuhiro Kajiwara, Satoshi Kuboyama, Tsuyoshi Higuchi, Johann W. Kolar, Fujio Kurokawa*, A new digital current control AC-DC converter for wind turbine, 2016 IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA).
  12. *Daniel Miller, Ralph Kennel, Manfred Reddig, Manfred Schlenk*, High Efficient Digital Controlled Bridgeless Boost PFC without Direct Current Sensing, Proceedings of PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management.
  13. *Hrishikesh Nene, Chen Jiang, Shamim Choudhury*, Digital controller with integrated valley switching control for light load efficiency and THD improvements in PFC converter, 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC).
  14. *S.M. Ulhaq, E. Hiraki, M. Nakaoka, H. Takano*, Object-oriented simulation of DSP controlled three phase active PFC converter, 1998 Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives (IEE Conf. Publ. No. 456).
  15. *Chao Huang, Wei-ming Lin, Xiao-jun Guo*, One-Cycle Control of single-phase PFC rectifiers with fast dynamic response and low distortion, Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference.
  16. *S. M. Muyeen, R. Takahashi, T. Murata, J. Tamura*, A new control method of energy capacitor system in DC-based wind farm, 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition.
  17. *Chen Bing, Xie Yun-Xiang, Huang Feng, Chen Jiang-Hui*, A Novel Single-phase Buck PFC Converter Based on One-cycle Control, 2006 CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference.
  18. *T. A. Stuart, Shaoyan Ye*, Computer simulation of IGBT losses in PFC circuits, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems ( Volume: 31 , Issue: 3 , Jul 1995 ).
  19. *Wei Wu*, 1.5 kW Digital Totem Pole PFC Design for Air-Conditioner and Performance Comparison Using IGBT, SiC and GaN, PCIM Europe 2017; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management.
  20. *M. Ramezani, S. M. Madani*, A new series-inductance-interval PFC with reduced redundant power processing, North American Power Symposium 2010.
  21. *Золотухин И. В.* Физические свойства аморфных металлических материалов. — М.: Металлургия, 1992. 248 с.
  22. *Стародубцев Ю. Н., Белозеров В. Я.*, Магнитные свойства аморфных и нанокристаллических сплавов. — Екатеринбург: Издательство Уральского университета, 2002.
  23. *Хек К.*, Магнитные материалы и их техническое применение. — М.: Энергия, 1974, 304 с.
  24. *Тикадзуми С.* Физика ферромагнетизма. Магнитные характеристики и практические применения. — М.: Мир, 1987. 422 с.
  25. *Мишин Д. Д.*, Магнитные материалы. — М.: Высш. шк., 1991. 384 с.
  26. *Дунаев Ф. Н.* О потерях энергии при перемагничивании ферромагнетиков. — Физика металлов и металловедение. 1970. Т. 29, № 5. С. 937–946.
  27. *Поливанов К. М.* Ферромагнетики. — М.; Л.: ГЭИ, 1957. 256 с.
  28. *Стародубцев Ю. Н.* Теория и расчет трансформаторов малой мощности. — Москва: ИП РадиоСофт, 2005.
  29. *Афанасьев Ю. В., Студеницов Н. В., Хорев В. Н., Чечурина Е. Н., Щелкин А. П.* Средства измерений параметров магнитного поля. — Л.: Энергия. Ленинградское отделение, 1979. — 320 с.
  30. *Черкашин Ю.* Расчет дросселей с магнитопроводом при произвольной форме тока. — М. Силовая электроника, 2008, №3, С. 20–25.
  31. *Стернин В. Г., Карпенский А. К.* Токоограничивающие реакторы. — М.: Энергия, 1965.
  32. *Лейтес Л. В.* Электромагнитные расчеты трансформаторов, реакторов. — М.: Энергия, 1981.
  33. *Omid Alavi, Abbas Hooshmand Viki*, A three-phase/level unity-power-factor AC-AC converter for wind energy conversion systems, 2016 21st Conference on Electrical Power Distribution Networks Conference (EPDC).
  34. *Г. В. Рошупкин, Д. А. Шевцов, М. А. Новиков.* Анализ энергоэффективности корректоров коэффициента мощности в автономных системах питания с широким диапазоном входного напряжения. — Практическая силовая электроника, 2019, № 2(74) С. 26–33.

**Рошупкин Георгий Вячеславович**, аспирант кафедры “Микроэлектронные электросистемы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7 (915) 071-40-78, e-mail: georg911@mail.ru;

**Шевцов Даниил Андреевич**, д. т. н., профессор, профессор кафедры “Микроэлектронные электросистемы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7 (499) 158-45-59, e-mail: kaf306@mail.ru;

**Новиков Михаил Александрович**, к. т. н., старший преподаватель, кафедры “Промышленная электроника” НИУ МЭИ, +7 (916) 213-58-61, manovikov@gmail.com.

М. А. Амелина, С. А. Амелин

## ПОСТРОЕНИЕ НЕПРЕРЫВНЫХ МОДЕЛЕЙ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

М. А. Amelina,  
S. A. Amelin

Рассмотрены особенности математических моделей импульсных преобразователей напряжения и различия между имитационными (ключевыми) моделями и непрерывными. Сформулирован круг задач, которые можно решить при помощи непрерывных моделей, а также ограничения, присущие моделям этого типа.

Представлен алгоритм построения обобщенных (для режимов непрерывного и прерывистого токов дросселя) непрерывных нелинейных моделей преобразователей постоянного напряжения, независимый от топологии преобразователя. Подробно рассмотрено создание нелинейной непрерывной модели цепи с переменной конфигурацией на основе усреднения только одной из переменных состояния – тока дросселя.

Показано использование непрерывной модели цепи с переменной конфигурацией для построения усредненных непрерывных моделей всех трех основных регуляторов постоянного напряжения: понижающего (BUCK), повышающего (BOOST) и инвертирующего (BUCK-BOOST).

Приведен пример построения непрерывной модели инвертирующего (понижающе-повышающего) регулятора постоянного напряжения для программы схемотехнического моделирования Micro-Cap. Сравнением результатов моделирования по имитационной (ключевой) и построенной непрерывной модели показана адекватность последней. Продемонстрированы основные возможности непрерывных моделей: построены регулировочные и частотные характеристики для понижающего и инвертирующего регуляторов напряжения. Показана возможность учета паразитных параметров компонентов схемы преобразователя и их влияние на его характеристики. Обоснована возможность использования полученных моделей для анализа устойчивости замкнутых систем стабилизации на основе импульсных преобразователей и синтеза цепей коррекции. Показана применимость рассмотренного способа построения непрерывных моделей не только для рассмотренных трех типов регуляторов напряжения, но и для любых более сложных топологий, в том числе еще неизвестных.

**Ключевые слова:** импульсные преобразователи постоянного напряжения, понижающий преобразователь, повышающий преобразователь, понижающе-повышающий преобразователь, переключаемый дроссель, непрерывная нелинейная модель, режим непрерывных токов (PHT), режим прерывистых токов (PPT), Micro Cap.

Developing continuous models of switched mode DC-DC voltage converters

The article regarded specifics of switched mode voltage converters mathematical models and the differences between simulation (switched mode) models and continuous ones. A scope of problems which could be solved with continuous models, as well as restrictions peculiar to such type of models were formulated.

An algorithm for developing generalized non-linear models of DC-DC voltage converters (for both continuous and discontinuous inductor current mode) independent of the converter topology is presented. A non-linear continuous model developing of a circuit with variable configuration based on averaging of only one of the state variables, namely inductor current, is considered in detail.

Application of continuous model of a variable configuration circuit for developing averaged continuous models of all three basic types of DC voltage regulators such as buck, boost and buck-boost is demonstrated.

An example of developing a continuous model of an inverting (buck-boost) DC voltage regulator for the for the Micro-Cap circuit analysis program is given. Comparison of the results of modelling obtained by imitation (basic) model with these obtained by the developed continuous model allowed prove the adequacy of the last mentioned. The main capabilities of the continuous models are demonstrated by plotting both regulating and frequency response characteristic of buck and inverting DC regulators. The possibility of regarding for parasitic parameters of the converter components, and their impact on its characteristics. The possibility of these models application for stability analysis of closed-loop systems based on switched-mode converters, and compensation circuits synthesis is substantiated. The article demonstrates the applicability of the considered technique for continuous models developing for not only the three types of considered regulators, but also for any, more complicated topologies, including as-yet unknown.

**Keywords:** switched-mode power supply (SMPS), buck converter, boost converter, buck-boost converter, switched inductor, averaged continuous model, continuous conduction mode (CCM), discontinuous conduction mode (DCM), Micro-Cap.

Для анализа процессов в импульсных преобразователях электроэнергии (ИПЭ) используются два класса моделей – ключевые (имитационные) и непрерывные. Ключевые модели предназначены в первую очередь для исследования электромагнитных процессов в цепях таких преобразователей во временной области (т.е. для анализа переходных процессов). Эти модели должны точно описывать процессы, происходящие на каждом этапе коммутации ключей импульсного преобразователя, а

также процессы, протекающие в индуктивных и емкостных компонентах (фильтрах) и в системе управления. С вычислительной точки зрения – это очень непростая задача. Связано это с тем, что постоянные времени процессов, проходящих в момент коммутации ключей, и процессов, проходящих в реактивных компонентах силового контура преобразователя электроэнергии, могут отличаться в миллионы раз. Однако, пренебрегать ни малыми, ни большими постоянными времени нельзя. В

результате время расчета выхода на режим преобразовательного устройства из нулевых начальных условий может достигать десятков минут, даже при использовании самой современной вычислительной техники. Кроме того, при помощи ключевой модели очень трудно получить ряд важных характеристик преобразователя электроэнергии, в частности амплитудно-частотную и фазочастотную. Это связано с тем, что такие преобразователи представляют собой системы с переменной конфигурацией (в течение каждого периода коммутации существуют несколько конфигураций силового контура). Поэтому с точки зрения ТАУ они являются существенно нелинейными системами, которые нельзя линеаризовать стандартными способами в окрестности рабочей точки. Провести линеаризацию не позволяют даже современные системы схемотехнического моделирования, такие как *OrCAD* [1], *Micro-Cap* [2], *Matlab Simulink* [3], и, следовательно, с их помощью невозможно построить частотные характеристики преобразователей. Единственная система моделирования, которая способна решить эту задачу, это *PSIM* [4]. Но и в ней линеаризации не проводится, а фактически выполняется имитация экспериментального способа получения частотных характеристик, когда на вход системы подается малое гармоническое возмущение определенной частоты и фиксируется реакция на выходе, а потом этот вычислительный эксперимент повторяется энное число раз для исследования заданного частотного диапазона. Такой подход возможен только для упрощенных ключевых моделей, поскольку требует больших затрат машинного времени. Поэтому в большинстве случаев для получения частотных характеристик импульсных преобразователей электроэнергии требуется создание специальных непрерывных моделей, которые могут быть линеаризованы средствами стандартных программ схемотехнического моделирования.

Непрерывные модели (которые еще называют усредненными моделями) [5] оперируют не мгновенными, а средними за период коммутации значениями токов и напряжений импульсного преобразователя электроэнергии. При этом теряется информация о пульсациях, а также иных параметрах и характеристиках преобразователя, связанная с мгновенными значениями токов и напряжений внутри периода коммутации. Но зато появляется возможность получения аналитических выражений для внешних и регулировочных характеристик, АЧХ, ФЧХ и т. п., что позволяет использовать такие модели не только в специализированных программах схемотехнического моделирования, но и для аналитических расчетов и математического анализа полученных выражений (например, для оптимизации параметров компонентов схемы). Но наибольшее распространение непрерывные модели получили при анализе устойчивости замкнутых систем стабилизации на основе импульсных преобразователей электроэнергии и синтезе корректирующих звеньев для этих систем.

Моделирование с помощью усредненных (непрерывных) моделей позволяет получить:

- передаточные функции ключевых схем на постоянном токе (*DC transfer functions*), фактически при этом исследуются закономерности стационарных режимов;
  - поведение схем во временной области на большом сигнале (аналогично моделированию с полной имитационной моделью, но происходит с потерей информации о “быстрых” процессах: пульсациях с частотой коммутации, коммутационных переходных процессах в ключах);
  - малосигнальные передаточные функции в частотной области (*small signal AC transfer functions*).
- Такой способ моделирования не подходит для:
- детального анализа процессов переключения силовых ключей (фронтов, выбросов и пр.);
  - анализа динамических потерь в ключевых элементах;
  - анализа субгармонических колебаний.

Однако потери (как статические, так и динамические) компонентов силовой части преобразователя в модели данного типа могут быть учтены введением дополнительных резистивных линейных или нелинейных компонентов. Также с помощью отдельных формул могут быть оценены и пульсации.

Существует несколько подходов к созданию непрерывных моделей преобразовательных устройств [6, 7]. Один из них основан на методе усреднения в пространстве состояний [6]. Суть этого метода в том, что переменные состояния (напряжения на конденсаторах и токи в катушках индуктивности) усредняются за период коммутации с учетом относительной длительности существующих за этот период конфигураций силового контура преобразователя электроэнергии.

В настоящей статье рассмотрен способ построения непрерывной модели преобразователя электроэнергии на основе усреднения тока индуктивного элемента (дросселя). Такой способ позволяет создавать обобщенную непрерывную модель, описывающую все три основных типа импульсных регуляторов напряжения: понижающий (*BUCK*), повышающий (*BOOST*) и инвертирующий (*BUCK-BOOST*), причем как в режиме непрерывных, так и в режиме прерывистых токов дросселя. Этот же способ может быть применен и для построения моделей более сложных структур преобразователей электроэнергии.

Особенность способа построения модели в том, что схему преобразователя напряжения делят на две части: цепи с постоянной конфигурацией (в этой части процессы можно считать непрерывными и усреднение не требуется) и цепь с переменной конфигурацией, требующей усреднения. Такой подход существенно упрощает построение непрерывной модели, особенно с учетом того, что цепь с переменной конфигурацией для всех трех основных типов преобразователей напряжения оказывается одинаковой и можно сразу создавать фактически универсальную модель.

Алгоритм построения усредненной модели преобразователя напряжения в этом случае состоит из следующей последовательности действий:

- выделение в схеме преобразователя (регулятора) напряжения элементарной цепи (трехполюсника) с переменной конфигурацией, которая фактически представляет собой переключаемый дроссель (рис. 1);
- математическое описание электрических процессов в этой цепи с переменной конфигурацией;
- вывод для этого трехполюсника зависимости значений токов ветвей и их производных, усредненных за период коммутации, с учетом относительной длительности существования каждой из конфигураций;
- синтез на основе полученных зависимостей эквивалентной схемы с постоянной конфигурацией для рассматриваемого трехполюсника, в которой при прочих равных условиях протекают те же средние значения токов, что и в исходной цепи с переменной конфигурацией;
- замена цепи с переменной конфигурацией схемы преобразователя напряжения на ее эквивалентную схему с постоянной конфигурацией (для средних значений), т. е. исключение коммутационных (ключевых) компонентов схемы.
- замена модулятора (частотно-импульсного или широтно-импульсного) эквивалентным управляемым источником постоянного напряжения, формирующим сигнал, численно равный коэффициенту заполнения импульсов модулятора (т. е. напряжение этого источника может меняться в диапазоне от 0 до 1 В в зависимости от сигнала схемы управления).

Полученная по этому алгоритму полная эквивалентная схема преобразователя и будет его непрерывной моделью, которую в дальнейшем можно использовать для анализа в различных режимах (*AC*, *DC*, *Transient*) с помощью общеизвестных программ схемотехнического моделирования (*ORCAD*, *PSIM*, *Micro-CAP* и пр.) [1–4].

Проводя анализ схем трех основных типов регуляторов постоянного напряжения несложно убедиться, что все они содержат трехполюсник, состоящий из

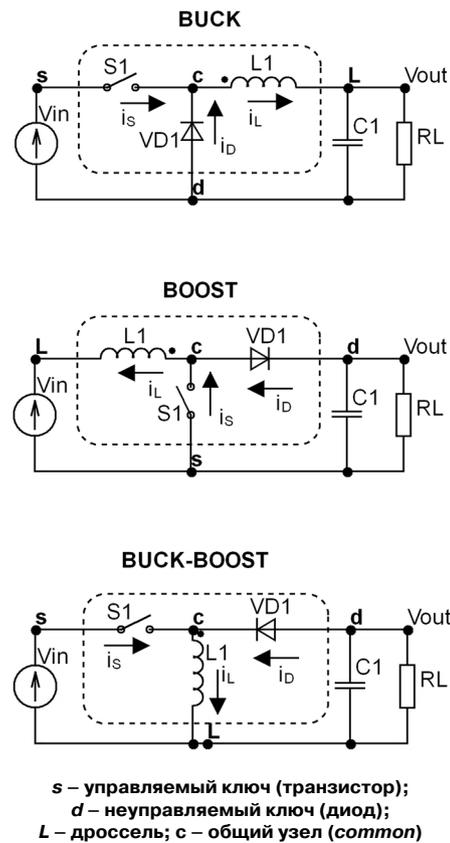


Рис. 2. Цепь с переменной конфигурацией в схемах преобразователей постоянного напряжения без гальванической развязки (регуляторов)

управляемого ключа S1, неуправляемого ключа VD1 (диода) и дросселя L1 (рис. 2). Этот трехполюсник подключается к узлам “s”, “d”, “L” и представляет собой элементарную цепь с переменной конфигурацией. При этом в повышающем преобразователе (*BOOST*), за положительные направления токов приняты направления, противоположные протеканию реальных токов. Это сделано для универсальности создаваемой модели цепи с переменной конфигурацией (с переключаемым дросселем), которая должна в дальнейшем подходить для построения непрерывной модели преобразователя любой топологии (понижающей, повышающей, инвертирующей) и просто подключаться в соответствующие точки исходной схемы (точки s, d и L).

При построении модели используются следующие обозначения:

- $F_s = 1/T_s$  – частота коммутации управляемого ключа (транзистора) S1;
- $T_1$  – длительность замкнутого состояния управляемого ключа S1;
- $D_1 = T_1/T_s$  – относительная длительность замкнутого состояния управляемого ключа S1;
- $T_2$  – длительность замкнутого состояния неуправляемого ключа (диода) VD1;
- $D_2 = T_2/T_s$  – относительная длительность замкнутого состояния неуправляемого ключа VD1;

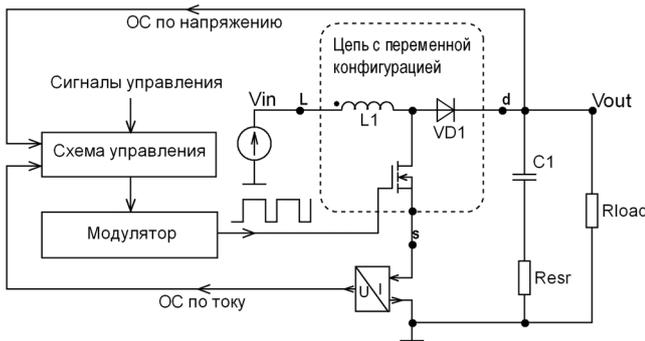


Рис. 1. Функциональная схема импульсного преобразователя постоянного напряжения

$T_3 = T_S - T_1 - T_2$  – длительность разомкнутого состояния обоих ключей (и управляемого и неуправляемого).

Цепь с переменной конфигурацией (рис. 3а) для любого из рассматриваемых регуляторов напряжения может быть представлена эквивалентной схемой, состоящей из дросселя и переключателя на три положения (рис. 3б). Поэтому такую цепь можно называть переключаемым дросселем.

Переключатель находится в положении 1 в течение интервала  $T_1$ , в положении 2 – в течение интервала  $T_2$  и в положении 3 – в течение интервала  $T_3$ .

Учитывая, что ток в дросселе регуляторов внутри периода коммутации  $T_S$  меняется практически по линейному закону (растет при замкнутом управляемом ключе и убывает при разомкнутом), график зависимости мгновенного значения этого тока от времени  $I_L(t)$  представляет собой кусочно-линейную функцию (рис. 4). Аналогичными кусочно-линейными функциями описываются токи остальных компонентов цепи с переменной конфигурацией: ток управляемого ключа  $I_s(t)$  и ток неуправляемого ключа  $I_d(t)$ . Вычисления средних значений этих токов ( $\bar{I}_L, \bar{I}_s, \bar{I}_d$ ) можно проводить из геометрических соображений, рассчитывая площадь под кривой тока за один период коммутации  $T_S$  (рис. 4). Также очевидно, что ( $\bar{I}_L, \bar{I}_s, \bar{I}_d$ ) будут функциями относительной длительности замкнутого состояния ключей.

Для построения обобщенной модели необходимо учесть все возможные состояния цепи с переменной конфигурацией, возникающие как в режиме непрерывных (*Continuous Conduction Mode – CCM*), так и в режиме прерывистых токов дросселя (*Discontinuous Conduction Mode – DCM*) рассматриваемых регуляторов напряжения.

В режиме непрерывных токов дросселя возможно только две конфигурации, длительностью  $T_1$  и  $T_2$  соответственно. Если же в течение интервала  $T_2$  ток дросселя успевает уменьшиться до нуля (режим прерывистых токов дросселя), то начиная с этого момента появляется дополнительный интервал дли-

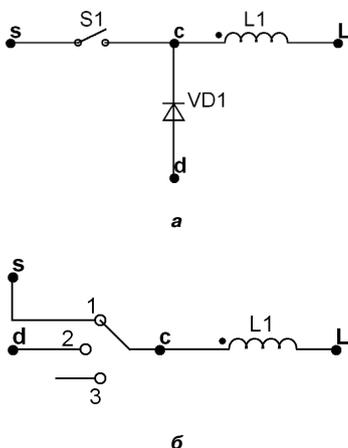


Рис. 3. Цепь с переменной конфигурацией (а) и ее представление с помощью переключаемого дросселя (б)

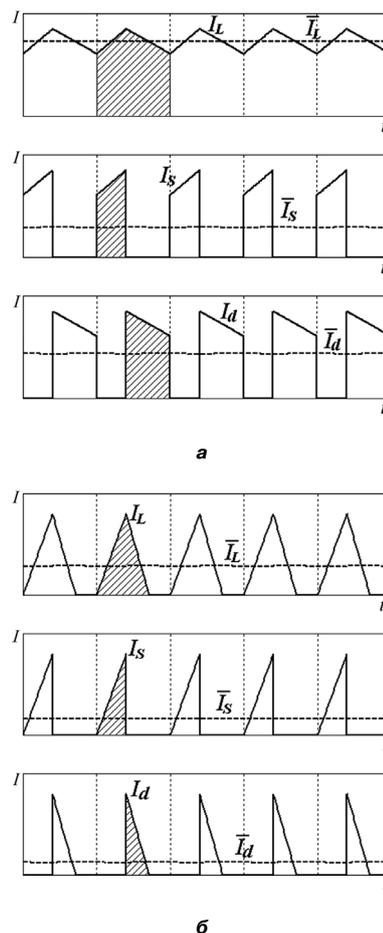


Рис. 4. Токи элементов ключевой структуры для режима непрерывного (а) и прерывистого (б) токов дросселя:  $I_L$  – мгновенный ток дросселя,  $\bar{I}_L$  – средний ток дросселя,  $I_s$  – мгновенный ток управляемого ключа,  $\bar{I}_s$  – средний ток управляемого ключа,  $I_d$  – мгновенный ток неуправляемого ключа,  $\bar{I}_d$  – средний ток неуправляемого ключа

тельностью  $T_3$ , в течение которого ток в дросселе равен нулю (рис. 5). Длительность интервала  $T_1$  и период  $T_S$  детерминированы (задаются модулятором). Длительность интервала  $T_3$  определяется как  $T_3 = T_S - T_1 - T_2$ . Таким образом, для построения обобщенной модели необходимо связать длительность интервала  $T_2$  (или относительную длительность интервала проводящего состояния неуправляемого ключа  $D_2$ ) с параметрами схемы и с усредненным током дросселя  $\bar{I}_L$ .

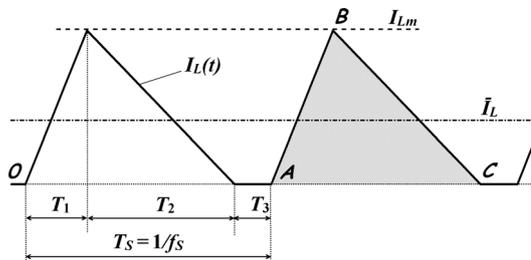


Рис. 5. Временная диаграмма тока дросселя в режиме прерывистых токов

Поскольку ток в дросселе в режиме прерывистых токов имеет треугольную форму, среднее значение тока можно рассчитать через площадь треугольника *ABC* (рис. 5)

$$\bar{I}_L = \frac{1}{2} \cdot I_{Lm} \cdot (D_1 + D_2).$$

Вследствие того, что ток в дросселе в режиме *DCM* нарастает линейно от нулевого значения, то амплитудное значение тока этого тока  $I_{Lm}$  можно выразить через напряжение на дросселе  $V(s, l)$  и индуктивность дросселя  $L$ :

$$I_{Lm} = \frac{V(s, l)}{L} \cdot D_1 \cdot T_S.$$

В результате получаем выражение для  $D_2$  в режиме разрывных токов:

$$D_2 = \frac{2 \cdot \bar{I}_L \cdot L \cdot f_s}{V(s, l) \cdot D_1} - D_1. \quad (1)$$

При этом, если значение  $D_2$ , полученное из (1), окажется больше чем  $(1 - D_1)$ , то это будет означать, что регулятор находится в режиме непрерывных токов дросселя, т. е.  $D_2 = 1 - D_1$ . Таким образом, окончательное выражение для вычисления  $D_2$  будет следующим:

$$D_2 = \min \left\{ \left[ \frac{2 \cdot \bar{I}_L \cdot L \cdot f_s}{V(s, l) \cdot D_1} - D_1 \right], (1 - D_1) \right\}. \quad (2)$$

Для создания эквивалентной схемы для усредненных токов необходимо получить зависимость среднего тока дросселя  $\bar{I}_L$  от параметров исходной ключевой схемы и относительной длительности открытого состояния управляемого ключа  $D_1$ . Остальные токи элементарной ключевой структуры следует выразить через значение среднего тока дросселя  $\bar{I}_L$ .

Зная  $D_1$  и  $D_2$  (см. соотношение (2)) из геометрических соображений (рис. 5) можно определить среднее значение тока дросселя за интервал его протекания ( $T_1 + T_2$ ):

$$\bar{I}_{L(T_1+T_2)} = \frac{S_{\Delta ABC}}{T_1 + T_2} = \frac{\bar{I}_L \cdot T_S}{T_1 + T_2} = \frac{\bar{I}_L}{D_1 + D_2}. \quad (3)$$

Используя тот факт, что ток  $\bar{I}_{L(T_1+T_2)}$  в ветви *S* протекает время  $T_1$  а относительная длительность замкнутого состояния управляемого ключа  $D_1 = T_1/T_S$ , то можно записать:

$$\bar{I}_S = \bar{I}_{L(T_1+T_2)} \frac{T_1}{T_S} = \frac{\bar{I}_L \cdot D_1}{D_1 + D_2}.$$

Аналогично:

$$\bar{I}_d = \bar{I}_{L(T_1+T_2)} \frac{T_2}{T_S} = \frac{\bar{I}_L \cdot D_2}{D_1 + D_2}. \quad (4)$$

Таким образом, для выделенного ранее трехполюсника (элементарной цепи с переменной конфигурацией)

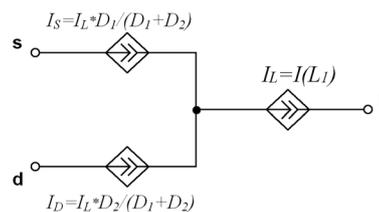


Рис. 6. Эквивалентная схема для усредненных токов элементарной цепи с переменной конфигурацией

цией) осуществлен переход от мгновенных значений токов к усредненным за период коммутации и установлена взаимосвязь между усредненными токами. На основании этих преобразований можно построить эквивалентную схему усредненного токораспределения, являющуюся частью создаваемой модели. Она состоит из трех зависимых источников тока (рис. 6).

Для возможности описания динамических характеристик преобразователя, необходимо также получить выражение для производной тока дросселя, т. е. в применении к усредненным величинам — выражение для среднего значения напряжения на дросселе.

С учетом того, что в регуляторах на разных интервалах проводимости управляемого ключа к дросселю приложены квазипостоянные напряжения (рис. 7), среднее значение напряжения на дросселе:

$$\begin{aligned} \bar{V}_L &= \frac{V(s, l) \cdot T_1 + V(d, l) \cdot T_2 + 0 \cdot T_3}{T_S} = \\ &= V(s, l) \cdot D_1 + V(d, l) \cdot D_2. \end{aligned}$$

В итоге получаем эквивалентную усредненную схему трехполюсника (элементарной цепи с переменной конфигурацией), которая справедлива для всех трех основных типов импульсных регуляторов (рис. 8).

Нелинейные управляемые источники тока и напряжения в этой схеме описываются следующими функциями:

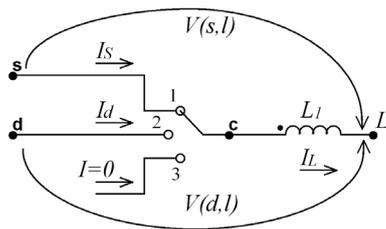
$$D_2 = \min \left\{ (1 - D_1), \left[ \frac{2 \cdot I(L_1) \cdot L \cdot f_s}{V(s, l) \cdot D_1} - D_1 \right] \right\};$$

$$G_L = I(L_1); G_S = \frac{I(L_1) \cdot D_1}{D_1 + D_2}; G_d = \frac{I(L_1) \cdot D_2}{D_1 + D_2};$$

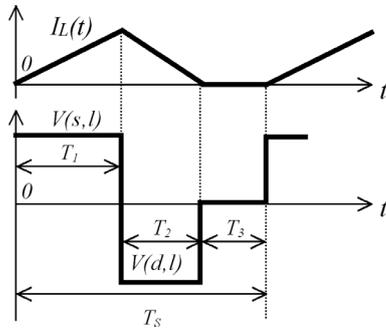
$$E_L = [V(s) - V(l)] \cdot D_1 + [V(d) - V(l)] \cdot D_2.$$

Для построения модели преобразователя напряжения с использованием полученной усредненной эквивалентной схемы необходимо к узлам *s*, *d*, *L* подключить цепи с постоянной конфигурацией (они свои для каждого из типов преобразователей напряжения). Пример построения непрерывной модели инвертирующего преобразователя напряжения представлен на рис. 9.

Ток дросселя  $I_L$  и коэффициент заполнения  $D_1$  — это переменные, зависящие от времени. Причем коэффи-



а



б

Рис. 7. К определению усредненного напряжения на дросселе: а – эквивалентная схема цепи с переменной конфигурацией, б – временные диаграммы тока дросселя и напряжения на дросселе в течение различных интервалов внутри периода коммутации

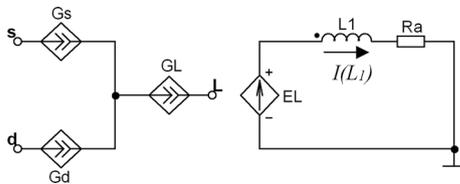
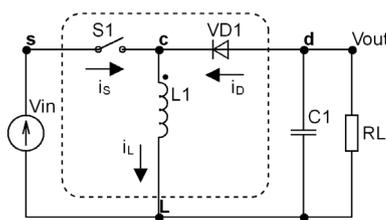
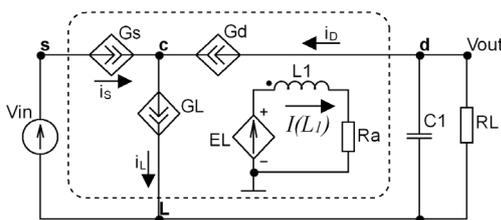


Рис. 8. Эквивалентная усредненная схема элементарной цепи с переменной конфигурацией



а



б

Рис. 9. Пример построения непрерывной модели инвертирующего преобразователя напряжения: а – исходная схема; б – усредненная эквивалентная схема (непрерывная модель)

цент заполнения импульсов управляемого ключа  $D_1(t)$  не является электрической переменной. Поэтому при создании модели цепи с переменной конфигурацией для программ схемотехнического анализа  $D_1(t)$  необходимо преобразовать в электрическую переменную (напряжение). Это можно выполнить при помощи независимого источника постоянного напряжения, величина которого может меняться в диапазоне от нуля до 1 В.

Следует отметить, что для модели понижающего регулятора *BUCK* (см. рис. 2а) принципиальным является присутствие в ветви “d” диода (его нельзя исключать из эквивалентной усредненной схемы). Если диод убрать, то при высокой добротности системы (отсутствии паразитных сопротивлений) и  $D_1 > 0,5$  возможно протекание усредненного тока дросселя в обратном направлении [8]. Такая ситуация невозможна в реальном ключевом регуляторе. Для моделей других регуляторов (*BOOST*, *BUCK-BOOST*) наличие диода в соответствующей ветви необязательно.

Для демонстрации адекватности моделей, получаемых по рассматриваемому алгоритму, были созданы модели понижающего (*BUCK*) и инвертирующего (*BUCK-BOOST*) (рис. 10) преобразователей напряжения для программы схемотехнического моделирования *Micro-Cap*.

Сравнение временных диаграмм выходного напряжения и тока дросселя при пуске инвертирующего преобразователя представлено на рис. 11. Моделирование производилось при использовании усредненной и полной имитационной моделей из нулевых начальных условий при постоянном значении коэффициента заполнения  $D_1 = 0,25$  (рис. 11). Из диаграммы тока дросселя, полученной с использованием имитационной модели, видно, что преобразователь часть времени работает в режиме прерывистых токов дросселя. При этом кривая, полученная по непрерывной модели, всегда проходит по среднему значению результатов имитационного моделирования (по среднему значению пульсаций) Это подтверждает адекватность построенной модели и возможность ее использования для анализа преобразователей как в режиме непрерывного, так и в режиме прерывистого токов дросселя.

По полученной непрерывной модели несложно получить регулировочные характеристики преобразователей (в *Micro-Cap* для этого используется *DC* анализ), а также провести исследование изменения их формы в зависимости от наличия и величины статических активных потерь на элементах схемы. Активные потери в самом простом варианте учитываются включением в контур дросселя (рис. 8–10) сопротивления  $R_a$ , представляющего собой сумму активного сопротивления катушки и среднего остаточного сопротивления ключей (транзистора и диода).

Для построения регулировочных характеристик необходимо в режиме нахождения передаточных функций на постоянном токе (*DC* анализ) изменять значение источника ED1 (рис. 10) от нуля до единицы

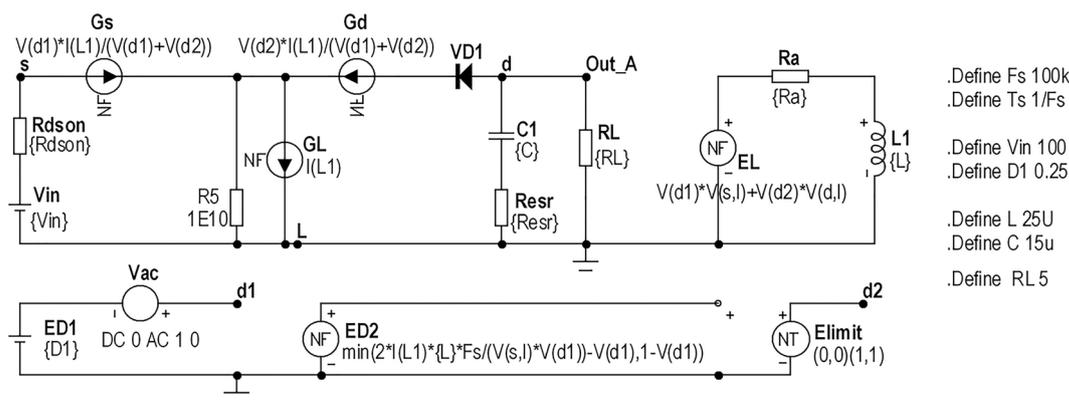


Рис. 10. Непрерывная модель инвертирующего регулятора постоянного напряжения для программы Micro-Cap

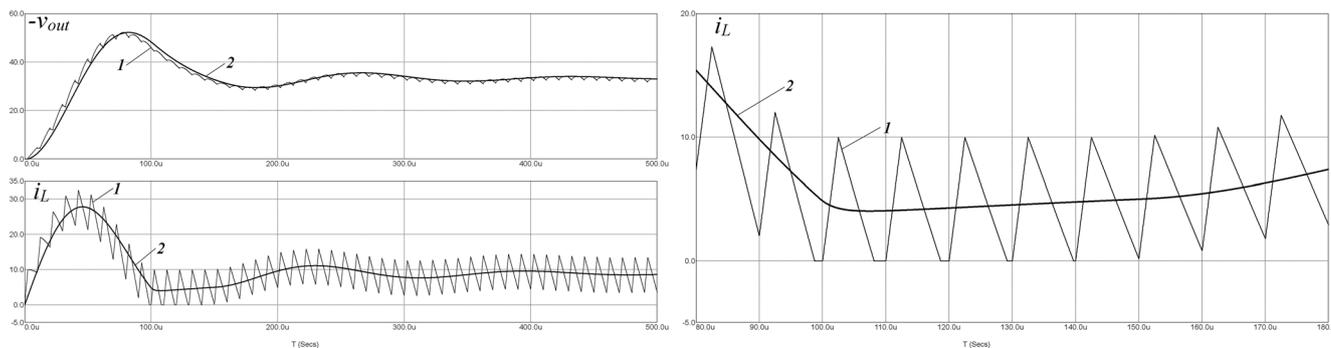


Рис. 11. Кривые выходного напряжения  $V_{out}$  и тока дросселя  $i_L$  при выходе инвертирующего регулятора на установившейся режим при постоянном коэффициенте заполнения  $D_1$ : 1 – полной модели; 2 – непрерывной модели

при разных значениях параметров нагрузки ( $R_L$ ) и потерь ( $R_a$ ).

Графики представляют собой классические регулировочные характеристики импульсных регуляторов напряжения с характерным влиянием параметров нагрузки и потерь, а также с изломом на границе перехода из режима непрерывных токов дросселя в прерывистый (рис. 12).

Но, пожалуй, самое важное, что позволяет получать непрерывная модель, это частотные характеристики импульсных преобразователей напряжения. Следует отметить, что согласно теореме Котельникова-Найквиста [9], поведение рассматриваемых моделей в частотной области верно лишь до половины частоты коммутации. Однако коррекция замкнутых систем стабилизации на основе импульсных преобразователей осуществляется в области существенно ниже частоты коммутации (как правило, на порядок и более). Поэтому использование таких моделей для анализа устойчивости и коррекции замкнутых систем не имеет никаких ограничений и дает вполне достоверные результаты.

Для получения частотных характеристик (рис. 13) малое возмущение в частотной области задается источником  $V_{ac}$ , включенным последовательно с источником  $ED1$  (рис. 10), задающим стационарный режим работы преобразователя.

Частотная характеристика понижающего регулятора имеет один двойной полюс на частоте  $F_{pp}$  резонанса  $LC$ -фильтра, которая зависит от индуктивности дросселя  $L$ , емкости выходного фильтра  $C$  и коэффициента заполнения  $D_1$  в стационарном режиме. Такой же двойной полюс имеют повышающий и инвертирующий регуляторы. Однако у них еще имеется дополнительная характерная точка на частотных характеристиках — правый нуль  $F_Z$  выше частоты резонанса, точное положение которого зависит от параметров силового фильтра и нагрузки. Появление правого нуля вносит дополнительный фазовый сдвиг  $-90^\circ$ , заставляющий ФЧХ быстрее приближаться к характерному значению  $-180^\circ$  и затем становиться меньше этого значения. Данный факт усложняет обеспечение устойчивости в системах с отрицательной обратной связью.

В зависимости от стационарного режима, частотные характеристики могут быть получены как для режима непрерывных, так и для режима прерывистых токов дросселя. Причем при построении характеристик легко учесть паразитные параметры схемы преобразователя (сопротивления ключей, дросселя,  $ESR$  выходного конденсатора и т. п.). Например, эквивалентное последовательное сопротивление выходного конденсатора  $Resr$  добавляет в частотную характеристику левый нуль на частоте:

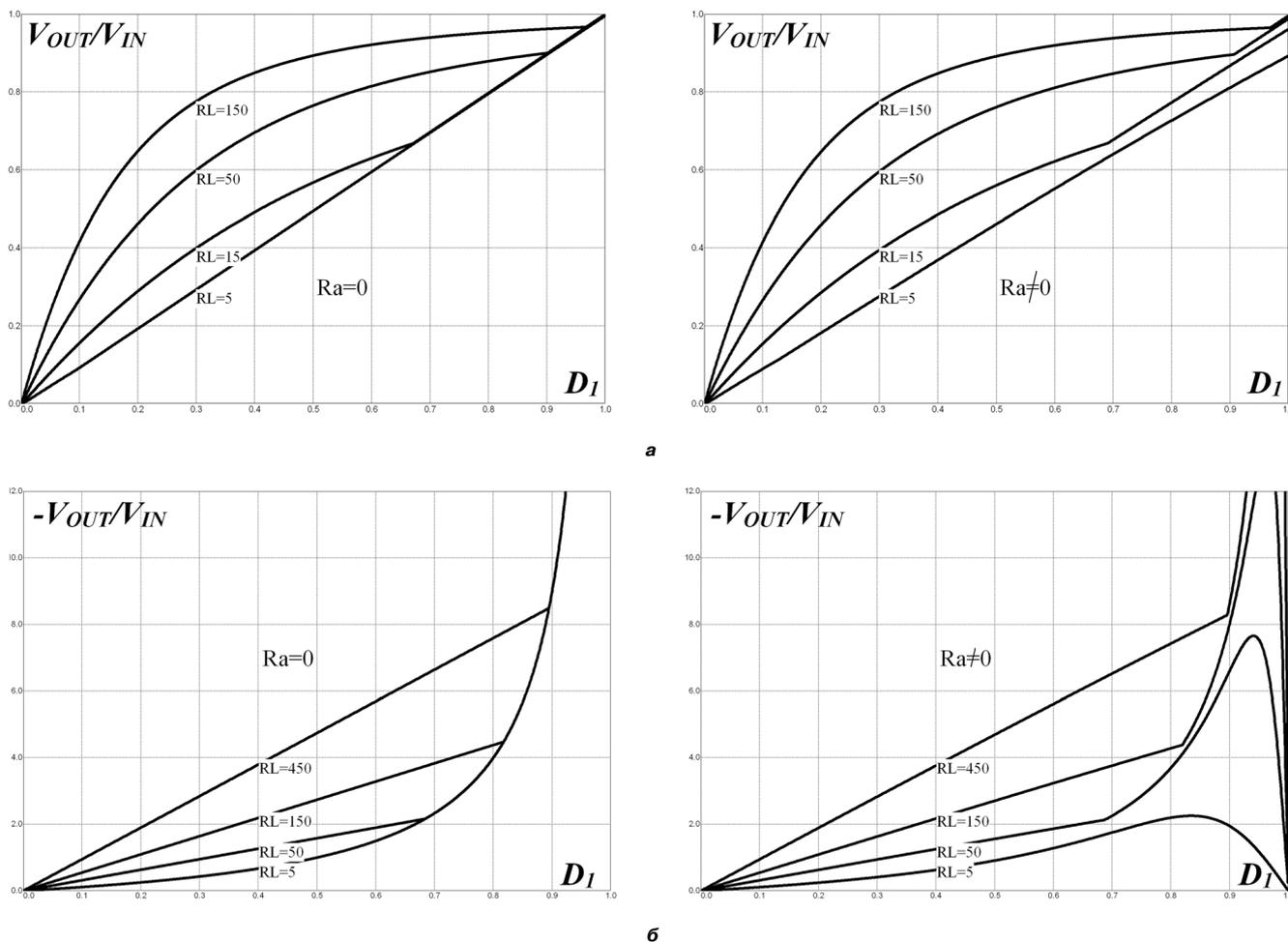


Рис. 12. Регулировочные характеристики регуляторов без потерь (слева) и с потерями (справа): а – понижающего (BUCK); б – инвертирующего (BUCK-BOOST)

$$F_{Zesr} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{ESR} \cdot C},$$

который вносит фазовый сдвиг на +90°, уменьшая по абсолютной величине общий отрицательный фазовый сдвиг (рис. 13).

Таким образом, с помощью полученных непрерывных моделей возможно получение идеальных частотных характеристик (без учета паразитных параметров), а затем поэтапный учет различных паразитных параметров с целью анализа влияния этих параметров на АЧХ и ФЧХ, а, следовательно, и на устойчивость системы стабилизации на основе рассматриваемых преобразователей.

Полученные частотные характеристики могут быть использованы для синтеза корректирующих звеньев замкнутой системы стабилизации, причем для этого можно использовать классические приемы, рассматриваемые в ТАУ для линейных систем, например, метод асимптотических ЛАЧХ [10].

Таким образом, рассмотренные непрерывные модели могут использоваться в процессе проектирования устройств на основе импульсных преобразователей

напряжения: источников вторичного электропитания, зарядных устройств, корректоров коэффициента мощности и т.п. Кроме того, предложенный способ построения моделей может быть применен для создания непрерывных моделей любых импульсных преобразователей напряжения (как известных, так и новых структур), что позволяет проводить исследования основных свойств этих преобразователей.

*Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 19 07 00343 А “Непрерывные математические модели импульсных преобразователей напряжения со сложной топологией”.*

**Литература**

1. Златин И. Л. Схемотехническое и системное проектирование радиоэлектронных устройств в OrCAD 10.5 – М.: Горячая линия – Телеком, 2008. – 352 с.
2. Амелина М. А. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap. Версии 9, 10. [Электронный ресурс] / М. А. Амелина, С. А. Амелин. – Электрон. дан. – СПб.: Лань, 2014. – 632 с. – Режим доступа: <http://e.lanbook.com/book/53665> – Загл. с экрана.

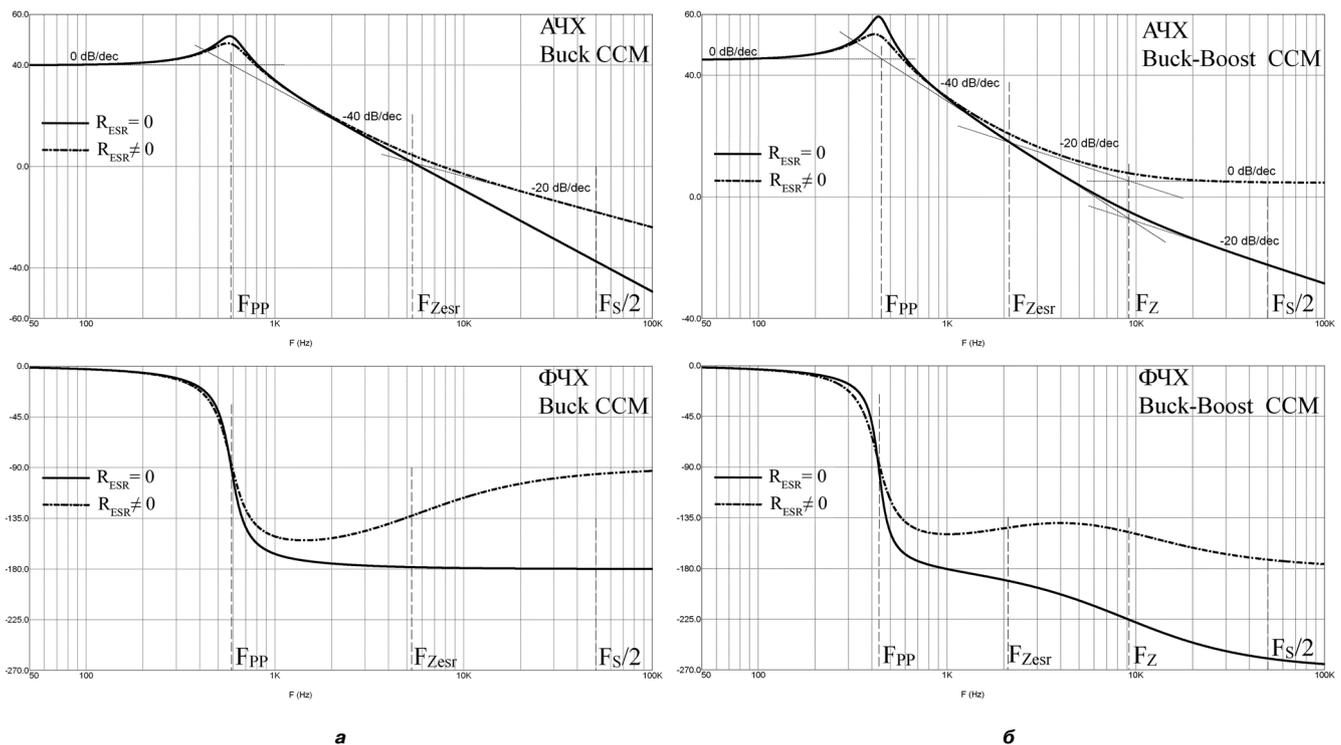


Рис. 13. Частотные характеристики коэффициент заполнения  $D_1$ –выходное напряжение в режиме непрерывных токов дросселя для: а – понижающего (Buck); б – инвертирующего (Buck-Boost) регуляторов

3. Герман-Галкин С. Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MathLab 6.0.: Учебное пособие. – СПб.: КОРОНА принт, 2001. – 320 с.
4. PSIM® User's Guide. Version 11.1. Release 2. November 2017. Copyright © 2001–2017 Powersim Inc.
5. Миддлбрук Р. Д. Малосигнальное моделирование ключевых преобразователей мощности с широтно-импульсным регулированием. – ТИИЭР. 1988. Т. 76, № 4. С. 46–59.
6. Ben-Yaakov S., Adar D. Average models as tools for studying the dynamics of switch mode dc-dc converters. Proc. IEEE PESC. 1994. Jun. 20–25. Vol. 2. Pp. 1369–1376.
7. Vorperian V. Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch: Part I and II. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1990. V. 26. No. 3. Pp. 490–505.
8. Амелина М. А., Амелин С. А., Фролков О. А. Усовершенствование непрерывной модели импульсного регулятора напряжения. – Вестник МЭИ. 2016. № 2. С. 70–74.
9. Котельников В. А. Собрание трудов. Т. 1. Радиофизика, информатика, телекоммуникации. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2008. – 520 с.
10. Теория автоматического управления: Учеб. для вузов по спец. “Автоматика и телемеханика”. В 2-х ч. Ч. I. Теория линейных систем автоматического управления. Н. А. Бабаков, А. А. Воронов, А. А. Воронова и др.; Под ред. А. А. Воронова. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1986. – 367 с.

**Амелина Марина Аркадьевна**, к. т. н., доцент кафедры “Электроника и микропроцессорная техника” филиала федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования “Национальный исследовательский университет “МЭИ” в г. Смоленске, тел.: +7 (920) 664-68-14, e-mail: amelina.marina@gmail.com;

**Амелин Сергей Александрович**, к. т. н., доцент кафедры “Электроника и микропроцессорная техника” филиала федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования “Национальный исследовательский университет “МЭИ” в г. Смоленске, тел.: +7 (920) 664-43-98, e-mail: amlmtr@gmail.com.

А. С. Полетаев

## ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С КОМБИНИРОВАННЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

A. S. Poletaev

PWM Converters with Combined Control

Основными способами управления широтно-импульсными преобразователями (ШИП) являются управление по напряжению (Voltage mode, VM) и подчиненное управление по пиковому току дросселя (Current mode, CM). Предложены три способа комбинированного управления, сочетающие достоинства упомянутых методов.

**Ключевые слова:** импульсный преобразователь постоянного напряжения, широтно-импульсная модуляция, подчиненное регулирование.

Basic techniques for pulse-width converters (PWC) control are voltage control (voltage mode – VM) and subordinate control by peak inductor current (current mode – CM). The article present three techniques for combined control conjoining advantages of the above said techniques.

**Key words:** switched mode DC-DC converter, pulse-width modulation, subordinate control.

До недавнего времени основными способами управления широтно-импульсными преобразователями (ШИП) были:

- управление по напряжению;
- подчиненное управление по пиковому току дросселя.

Главное достоинство первого способа – относительно простая схемотехническая реализация: отсутствие генератора тактовых импульсов (ГТИ), отсутствие триггера ШИМ.

К недостаткам управления по напряжению можно отнести:

- плохую динамику;
- необходимость введения дополнительного автономного контура ограничения переходных и аварийных токов.

Для обеспечения стабильной работы контура регулирования с таким способом управления помимо необходимости удовлетворения критерия устойчивости Найквиста дополнительным условием является обеспечение пульсационной устойчивости. Это условие сводится к выполнению следующего соотношения:

$$\frac{\Delta\delta}{\Delta\tau} < \frac{U_{\text{пил.}}}{T},$$

где  $\Delta\delta/\Delta\tau$  – скорость изменения сигнала ошибки на выходе усилителя сигнала рассогласования (УСР);

$U_{\text{пил.}}$  – амплитуда сигнала генератора пилообразного напряжения (ГПН);

$T$  – период ГПН.

Условие пульсационной устойчивости в свою очередь накладывает ограничения на параметры корректирующего устройства (КУ) (ПИД-регулятора). Действительно, увеличение значения коэффициентов дифференцирующего и пропорционального звеньев влечет за собой и увеличение скорости нарастания выходного сигнала УСР. Таким образом, задача син-

теза КУ, обеспечивающего устойчивость и заданное качество переходных процессов, в конкретном случае может оказаться невыполнимой.

Применение подчиненного регулирования позволяет существенным образом улучшить динамические характеристики ШИП при несущественном усложнении схемы управления и защиты [1, 2]. Кроме того, такое управление позволяет обойтись без отдельного автономного контура ограничения переходных и аварийных токов. Это обусловлено тем, что такой способ является сам по себе двухконтурным с внешним управляющим контуром по напряжению и внутренним подчиненным контуром по току. Наличие специального введенного ограничителя на выходе УСР позволяет автоматически обеспечить функцию токоограничения. Однако данный способ требует принципиального применения и триггера ШИМ и ГТИ.

Основным недостатком такого способа управления является нестабильная работа в режиме безразрывных токов при коэффициенте заполнения импульсов ( $k_3$ ), большим или равном 0,5, т. е. появление субгармонических автоколебаний несмотря на выполнение условия устойчивости по Найквисту. Показать возникновение проблемы субгармонической нестабильности можно, проведя несложные геометрические построения [3].

Рассмотрим временные диаграммы сигналов на входах компаратора ШИМ (КШИМ) для случаев работы преобразователя с  $k_3 > 0,5$  (рис. 1) и с  $k_3 < 0,5$  (рис. 2). В обоих случаях сплошными линиями показаны кривые сигнала датчика тока (ДТ) без учета возмущающего воздействия. Предположим, что такое воздействие происходит в момент времени  $t_0$  и вызывает отклонение тока дросселя, а, следовательно, и уровня сигнала датчика тока, обозначенное на рис. 1 и 2 величиной  $\Delta_0$ . Кривая датчика тока после воздействия помехи показана на рисунках пунктирной линией.

Обозначим скорость нарастания сигнала (ДТ):

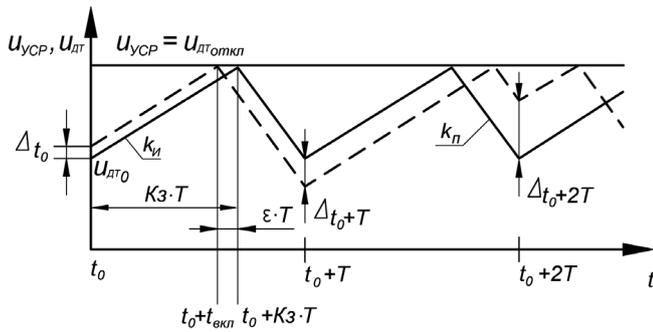


Рис. 1. Диаграммы сигналов на входах КШИМ при работе ШИП в режиме безразрывного тока дросселя с  $k_3 > 0,5$

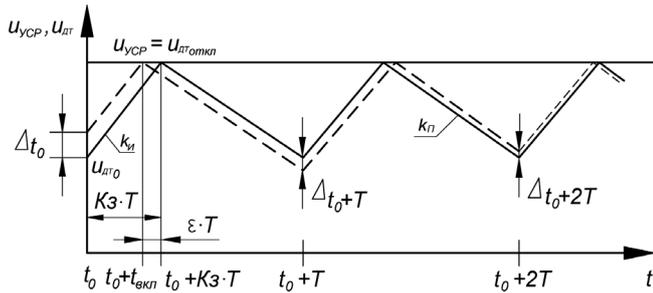


Рис. 2. Диаграммы сигналов на входах КШИМ при работе ШИП в режиме безразрывного тока дросселя с  $k_3 < 0,5$

$$\frac{\Delta u_{ДГ\text{отк}}}{\Delta t} = k_{И}, \quad (1)$$

а скорость спада сигнала

$$\frac{\Delta u_{ДГ\text{закр}}}{\Delta t} = -k_{П}. \quad (2)$$

Обозначим длительность периода преобразования  $T$  и определим уровень сигнала ДТ, при котором происходит запаривание силового ключа с учетом воздействия возмущения:

$$u_{ДГ\text{отк}} = u_{ДГ_0} + \Delta_{t_0} + k_{И} \cdot (k_3 - \varepsilon) \cdot T. \quad (3)$$

Для невозмущенного режима:

$$u_{ДГ\text{отк}} = u_{ДГ_0} + \Delta_{t_0} + k_{И} \cdot k_3 \cdot T. \quad (4)$$

Приравняв правые части (3) и (4), получим:

$$\Delta_{t_0} = k_{И} \cdot \varepsilon \cdot T. \quad (5)$$

откуда следует, что уменьшение  $k_3$ , вызванное возмущением, составляет:

$$\varepsilon = \frac{\Delta_{t_0}}{k_{И} \cdot T}. \quad (6)$$

Выключение силового ключа происходит, в момент времени  $t_0 + t_{\text{вкл}}$ :

$$t_0 + t_{\text{вкл}} = t_0 + (k_3 - \varepsilon)T, \quad (7)$$

а следующее включение – синхронно с тактовым сигналом в момент  $t = t_0 + T$ . Силовой ключ находится

в запертом состоянии на протяжении промежутка времени  $(1 - k_3 - \varepsilon)T$ . Значение сигнала ДТ с учетом возмущения в точке  $t = t_0 + T$  можно определить следующим образом:

$$\begin{aligned} u_{ДГ}(t_0 + T) &= I_0 + \Delta_{t_0+T} = \\ &= u_{ДГ\text{отк}} - k_{П} \cdot (1 - k_3 + \varepsilon) \cdot T. \end{aligned} \quad (8)$$

В случае отсутствия возмущения сигнал будет равен:

$$u_{ДГ}(t_0 + T) = u_{ДГ\text{отк}} - k_{П} \cdot (1 - k_3) \cdot T. \quad (9)$$

Отклонение сигнала ДТ от стационарного режима, вызванное возмущающим воздействием, после первого периода преобразования будет равно:

$$\begin{aligned} \Delta(t_0 + T) &= \Delta_{t_0+T} = \\ &= u_{ДГ\text{отк}} - k_{П}(1 - k_3 + \varepsilon) \cdot T - \\ &\quad - [u_{ДГ\text{отк}} - k_{П}(1 - k_3) \cdot T]. \end{aligned} \quad (10)$$

Упростив правую часть (10) и используя значение  $\varepsilon$ , полученное в (6), получим:

$$\Delta_{t_0+T} = -k_{П} \cdot \varepsilon \cdot T = -k_{П} \frac{\Delta_{t_0}}{k_{И}}. \quad (11)$$

Проведя аналогичные вычисления для второго периода преобразования и далее, и учитывая, что отклонение сигнала ДТ в начале второго периода определяется выражением (11), несложно увидеть, что в момент времени  $t = t_0 + 2T$  ошибка составит уже:

$$\Delta_{t_0+2T} = -\frac{k_{П} \cdot \Delta_{t_0+T}}{k_{И}} = -\frac{k_{П}}{k_{И}} \left( \frac{\Delta_{t_0}}{k_{И}} \right) = \left( \frac{k_{П}}{k_{И}} \right)^2 \Delta_{t_0}. \quad (12)$$

а через  $n$  циклов переключения отклонение от стационарного режима будет равно:

$$\Delta_{t_0+nT} = \left( -\frac{k_{П}}{k_{И}} \right)^n \cdot \Delta_{t_0}. \quad (13)$$

Условие устойчивой работы

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \Delta_{t_0+nT} = 0$$

будет выполняться, если значение дроби

$$\frac{k_{П}}{k_{И}} < 1,$$

т. е. в том случае, если скорость нарастания тока дросселя больше скорости спада. Это означает, что отклонение будет стремиться к нулю, если коэффициент заполнения

$$k_3 < 0,5. \quad (14)$$

Проблема субгармонической устойчивости преобразователей, работающих в режиме управления по пиковому току дросселя, может быть решена с помощью метода введения компенсирующего пилообразного



$$\lim_{n \rightarrow \infty} \Delta_{i_0 + nT} = 0$$

при максимальном значении коэффициента заполнения импульсов:

$$k_k \geq \frac{k_{п.}}{2}.$$

На современном этапе развития преобразовательной техники наиболее широкое применение находят комбинированные методы управления, сочетающие в себе достоинства управления по напряжению и пиковому току дросселя и практически не требующие усложнения схемотехники. Такие методы управления принципиально требуют и ГТИ и ГПН и триггера ШИМ, а также автономного контура ограничения переходных и аварийных токов. Комбинированное управление может быть реализовано одним из следующих способов.

1) Сигнал ГПН суммируется с сигналом датчика тока (ДТ) и подается на опорный вход компаратора ШИМ (КШИМ), при этом на управляющий вход КШИМ поступает выходной сигнал УСР.

2) Выходной сигнал УСР суммируется с инвертированным сигналом ДТ и подается на управляющий вход КШИМ, при этом на опорный вход КШИМ подается сигнал ГПН.

3) Сигнал ДТ подается на инверсный вход УСР через дифференцирующую RC-цепь, при этом на тот же вход УСР поступает и сигнал обратной связи с датчика выходного напряжения. Токовая защита в этом случае может быть обеспечена за счет применения ограничителя на выходе УСР без организации автономного контура обратной связи по току. Необходимость в введении ГПН также отпадает.

Последний способ реализации комбинированного управления является наиболее целесообразным, так

как позволяет использовать стандартные ШИМ-контроллеры, выпускаемые многочисленными фирмами, как отечественными, так и зарубежными (например UC1825, UC1842).

На рис. 4 показана компьютерная модель ШИП с комбинированным управлением обратногоходовым силовым каскадом. Комбинированное управление в предложенной схеме реализовано по третьему вышеописанному способу.

В схеме на рис. 4 сигнал с резистивного датчика тока R7 подается как на прямой вход КШИМ HS1, так и на инвертирующий вход УСР, выполненного на операционном усилителе HS2. Дифференцирующая цепь C4, R12 необходима для вычитания постоянной составляющей из напряжения ДТ. Выделение переменной составляющей обеспечивает независимую работу контуров регулирования по напряжению и по току. В противном случае сигнал ДТ вносил бы аддитивную ошибку в уровень выходного напряжения (ДВН), выполненного на резистивном делителе R15, R17. Таким образом, в схеме на рис. 4 для формирования корректирующего пилообразного напряжения, необходимого для расширения диапазона варьирования  $k_k$  при условии сохранения субгармонической устойчивости, достаточно сигнала датчика тока, и необходимость в введении ГПН отпадает.

На рис. 5 приведены осциллограммы, полученные в ходе моделирования работы предложенной схемы в *PSpice*. В верхней части рисунка показаны сигналы на входах КШИМ, т. е. сигнал датчика тока (нижний график) и выходное напряжение УСР (верхний график), в нижней части — ток в первичной цепи силового каскада.

Частотная коррекция ШИП, построенного по предложенной схеме, осуществляется за счет выбора номиналов элементов, входящих в состав КУ: R13, R14,

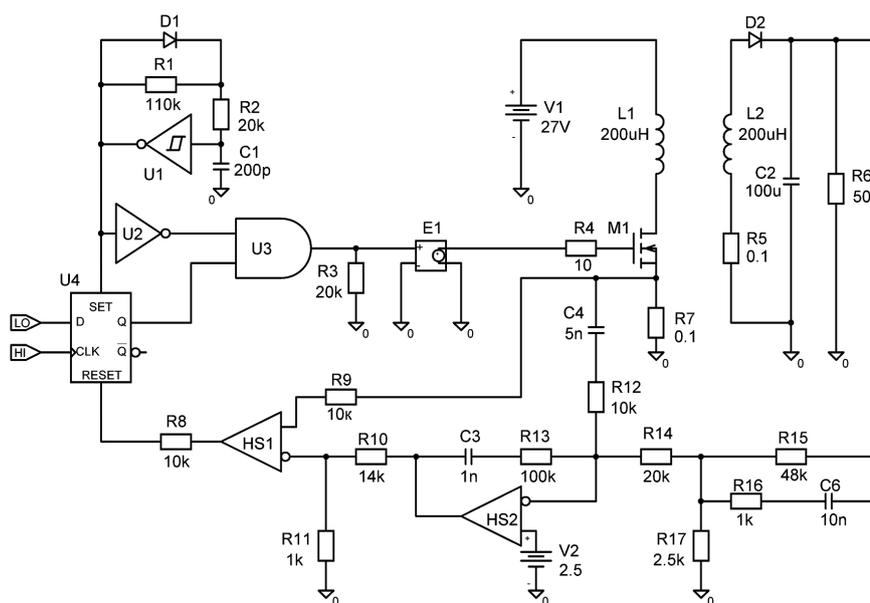
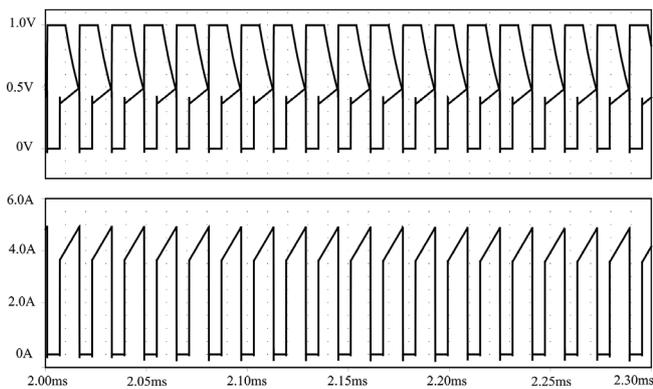


Рис. 4. PSpice-модель ШИП с комбинированным управлением



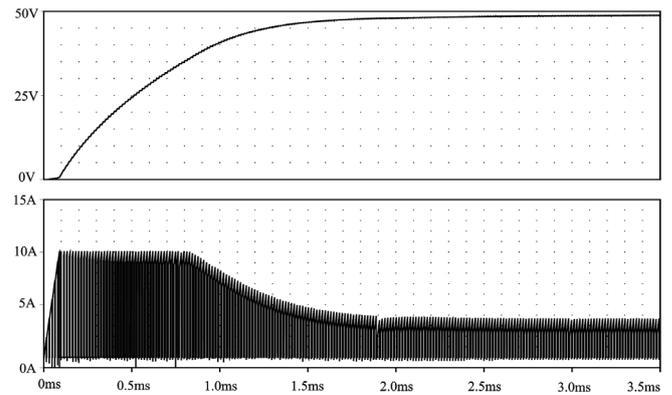
**Рис. 5. Результаты моделирования:**  
диаграммы сигналов на входах КШИМ (верхний график)  
и ток силового транзистора (нижний график)

R16, C3, C6, которые рассчитываются по известным методикам[4]. Процесс выхода на режим рассматриваемой модели отображают графики на рис. 6. При заданных параметрах КУ длительность переходного процесса составляет приблизительно 1,5 мс, перерегулирование не превышает 0,9 %. Пиковое значение тока в первичной цепи ограничивается на уровне 10 А.

### Выводы

Комбинированное управление позволяет независимо обеспечивать выполнение условия устойчивости (критерий Найквиста) и условия стабильности (отсутствие субгармонических автоколебаний во всем диапазоне КЗ). Это существенно упрощает задачу синтеза ШИП. Кроме того, комбинированное управление позволяет относительно просто решить проблему равномерного токораспределения при параллельной работе нескольких ШИП, а также задачу токовыравнивания в силовых ячейках многофазных ШИП.

Однако необходимо отметить, что без специальных схемотехнических мер комбинированное управление, как и другие упомянутые методы, неспособно обеспечить защиту ШИП при длительных коротких замыканиях нагрузки, особенно при повышенных



**Рис. 6. Результаты моделирования:**  
выходное напряжение преобразователя (верхний график),  
ток силового транзистора (нижний график)

напряжения питания. Это обусловлено присутствием эффекта интегрирования тока, связанного с принципиальным наличием задержек на отключение.

### Литература

1. Белов Г. А., Серебрянников А. В. Анализ и моделирование импульсных преобразователей с упрощенным токовым контуром. — Практическая силовая электроника, 2011, № 4 (44). С. 27–34.
2. П. Четти. Проектирование ключевых источников электропитания: Пер. с англ. — М.: Энергоатомиздат, 1990, — 240 с.
3. Franz Zach. Leistungselektronik. Ein Handbuch Band 1. 5., überarbeitete und erweiterte Auflage. Wien: Springer Vieweg, 2015.
4. Шевцов Д. А. Исследование и формирование динамических свойств импульсных регуляторов и преобразователей электроэнергии: Учебное пособие. — М.: МАИ, 2004.

**Полетаев Андрей Сергеевич**, аспирант кафедры “Микроэлектронные электросистемы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +79263491925, e-mail: poletaev.a@mail.ru.

В. И. Волков, В. В. Крючков

## СИНТЕЗ ПАРАМЕТРОВ МНОГОУРОВНЕВОГО ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ИНВЕРТОРА НА ОСНОВЕ ФУНКЦИЙ УОЛША

Volkov V. I.,  
Kryuchkov V. V.

Synthesis of inverter multilevel output voltage  
based on Walsh functions

Инверторы с многоуровневым выходным напряжением имеют преимущество по сравнению с инверторами, работающими в других режимах формирования импульсных напряжений, аппроксимирующих синусоидальное, за счет приближения многоуровневого напряжения к синусоидальной форме. Многоуровневые напряжения позволяют обеспечить значительно лучший коэффициент гармоник по сравнению с многоимпульсными напряжениями, что влияет на выбор параметров выходного фильтра инвертора. При этом, частота коммутаций транзисторных ключей мостовых коммутаторов, формирующих отдельные уровни выходного напряжения, значительно ниже, что позволяет снизить динамические потери в ключах. Кроме того, при формировании отдельных уровней многоуровневого напряжения, в зависимости от уровня, можно использовать транзисторные ключи с различным максимальным допустимым напряжением.

В статье рассмотрен синтез параметров многоуровневых напряжений с улучшенным спектральным составом на основе функций Уолша. Проведены анализ синтезированных многоуровневых напряжений и моделирование наиболее, с точки зрения авторов, приемлемых вариантов. Рассмотрена возможность использования режима широтно-импульсного регулирования.

**Ключевые слова:** инвертор напряжения, многоуровневое напряжение, функции Уолша, спектральный состав, исключение высших гармоник, коэффициент гармоник многоуровневого напряжения, широтно-импульсное регулирование.

Compared to inverters, operating in other modes of forming pulse trains, approximating a sine-wave, inverters with multilevel output voltage have an advantage due to multilevel voltage approximation to a sine-wave. Multilevel output voltages allow ensure much better total harmonic distortion compared to multi-pulse voltages, which affects the output filter parameters selection. The switching frequency herewith of power transistor switches of transistor full-bridge switching units, which form separate levels of the output voltage, is much lower. It leads to the switching losses decrease. Besides, depending on the multi-level voltage level, transistor switches with different maximum acceptable voltage may be employed.

The article considers synthesis of the multilevel voltages with improved harmonic content based on Walsh functions. Analysis of the synthesized multi-level voltages and simulation of the acceptable, from the authors' viewpoint, variants were performed. The possibility of pulse-width control realization was analyzed.

**Key words:** voltage inverter, multilevel voltage, Walsh functions, spectral content, higher-order harmonics elimination, multilevel voltage total harmonic distortion, pulse-width control.

Рост потребления электроэнергии различными устройствами на подвижных объектах, а также промышленными и бытовыми системами при одновременном ужесточении требований к качеству потребляемой электроэнергии требуют поиска новых способов преобразования постоянного напряжения в переменное заданного качества. Помимо этого, инверторы являются неотъемлемой частью систем альтернативной электроэнергетики (солнечные батареи, ветроэнергетические установки, приливные электростанции, топливные элементы), поскольку первичные источники электроэнергии в таких системах — это источники постоянного тока.

Многоуровневый инвертор, т. е. инвертор с многоуровневым выходным напряжением — это устройство, предназначенное для формирования переменного напряжения заданного качества с помощью нескольких мостовых коммутаторов, питаемых от источников с различными уровнями постоянного напряжения. С появлением силовых модулей мостовых коммутаторов такие инверторы стали альтернативой традици-

онным двухуровневым и трехуровневым инверторам в режимах ШИР, ШИР-КД и синусоидальной ШИМ, поскольку они позволяют обеспечить необходимое качество напряжения на входе силового фильтра при значительно более низкой частоте переключений силовых ключей мостовых коммутаторов.

Заданное качество выходного напряжения инвертора, определяемое для бортовых устройств такого типа коэффициентом гармоник согласно ГОСТ Р 54073 — 2017, обеспечивается с помощью выходного индуктивно-емкостного фильтра, параметры которого оказывают существенное влияние на массу и габариты всего преобразователя. Повысить качество напряжения на входе силового фильтра можно двумя способами: исключением определенного числа низших из высших гармоник импульсного напряжения, либо минимизацией коэффициента гармоник этого напряжения, т. е. приближения его формы к синусоидальной.

Формирование многоуровневых напряжений на входе силового фильтра — один из способов снижения массо-габаритных показателей силового фильтра. Та-

кой способ позволяет сочетать исключение низших из высших гармоник со снижением коэффициента гармоник, поскольку повышение числа уровней приближает форму импульсного напряжения к синусоидальной.

**Аппроксимация функции функциями Уолша**

Функции Уолша определяются рекурсивно следующим образом:

$$\text{Wal}(0, y) = \begin{cases} 1, & y \in [-0,5; 0,5]; \\ 0, & y < -0,5; y \geq 0,5; \end{cases} \quad (1)$$

$$\text{Wal}(2j + p, y) = (-1)^{[j/2] + p + 1} \cdot \text{Wal}([j, 2(y + 0,25)]) + (-1)^{j + p} \cdot \text{Wal}([j, 2(y - 0,25)]) \quad (2)$$

где  $p$  равно 0 или 1;  $[j/2]$  – это целая часть числа  $j/2$ .

Система функций Уолша образует полный ортонормированный базис в гильбертовом пространстве  $L^2(0,1)$  функций, интегрируемых в квадрате. Следовательно, любая функция  $f(x)$  из  $L^2(0,1)$  может быть аппроксимирована с любой точностью конечным рядом функций Уолша:

$$f(x) = \sum_{k=0}^n C_k \text{Wal}(k, x). \quad (3)$$

Для аппроксимации некоторой функции на ином конечном интервале, например,  $f(x) = \sin(x)$  на интервале  $[0; 2\pi]$ , необходимо задать функции Уолша таким образом, чтобы они были тождественно равны нулю вне интервала  $[0; 2\pi]$  и принимали значения, отличные от нуля внутри этого интервала. Цель будет достигнута, если положить в уравнениях (1) и (2) у, равным:

$$y = \frac{x - \pi}{2\pi}; \quad (4)$$

$$x \in [0; 2\pi]. \quad (5)$$

При такой подстановке ортогональная система функций, заданная (1), (2), (4), (5), станет не нормированной, что необходимо учесть при расчете коэффициентов разложения  $C_k$ . Определим скалярное произведение двух функций  $f(x)$  и  $\psi(x)$  в  $L^2$  на интервале  $[0; 2\pi]$  как:

$$f(x) \circ \psi(x) = \int_0^{2\pi} f(x) \cdot \psi(x) dx. \quad (6)$$

Тогда коэффициенты  $C_k$  из (3) разложения функции  $f(x)$  по ортогональному базису, представляющему собой систему функций Уолша, будут равны при подстановке (4), (5):

$$C_k = \frac{1}{2\pi} f(x) \circ \text{wal}(k, y). \quad (7)$$

Назовем функцию  $f(x)$  четной на интервале  $[a, b]$ , если она симметрична относительно середины интервала, т. е. для  $x \in [a, b]$ :

$$f(x) = f(a + b - x);$$

и нечетной на интервале  $[a, b]$ , если для  $x \in [a, b]$  выполняется условие:

$$f(x) = -f(a + b - x).$$

**Разложение функции  $\sin(x)$  с помощью функций Уолша**

Поскольку  $f(x) = \sin(x)$  нечетна на интервале  $[0; 2\pi]$ , и четна на половинных интервалах  $[0; \pi]$  и  $[\pi; 2\pi]$ , произведение (7) будет отлично от 0 только для функций  $\text{Wal}(i, y)$  с той же четностью, т.е. нечетных на интервале  $[0; 2\pi]$ , и четных на интервалах  $[0; \pi]$  и  $[\pi; 2\pi]$ . Можно показать, что функции Уолша с нечетными номерами нечетны на интервале  $[0; 2\pi]$ , а имеющие четный номер – четны на том же интервале. Но тогда, согласно определению (2), для функций  $\text{wal}(2j + p, y)$ , аппроксимирующих  $\sin x$ , выполняются следующие соотношения:  $2j + p$  – нечетное, а  $j$  – четное число, т. е.  $j = 2n$  и  $p = 1$ . Таким образом, в разложении (3) для  $f(x) = \sin(x)$  будут отличны от 0 только коэффициенты  $C_i$  с номерами  $i = 4n + 1$ .

Разложение функции  $f(x) = \sin(x)$  в ряд Уолша на интервале  $[0; 2\pi]$  имеет вид:

$$\begin{aligned} f(x) \approx \sin x \approx & C_1 \text{Wal}\left(1; \frac{x - \pi}{2\pi}\right) + C_5 \text{Wal}\left(5; \frac{x - \pi}{2\pi}\right) + \\ & + C_9 \text{Wal}\left(9; \frac{x - \pi}{2\pi}\right) + C_{13} \text{Wal}\left(13; \frac{x - \pi}{2\pi}\right) + \\ & + C_{17} \text{Wal}\left(17; \frac{x - \pi}{2\pi}\right) + C_{21} \text{Wal}\left(21; \frac{x - \pi}{2\pi}\right) + \dots \\ & \dots + C_{4n+1} \text{Wal}\left(4n+1; \frac{x - \pi}{2\pi}\right) + \dots, \end{aligned} \quad (8)$$

где функции Уолша определяются согласно (1) и (2), а коэффициенты  $C_i$  согласно (6) и (7):

Что касается функций Уолша, то при вычислении их значений удобнее пользоваться не уравнениями (1) и (2), а матрицами Адамара:

$$\mathbf{H}_{2^n} = \begin{bmatrix} H_{2^{n-1}} & H_{2^{n-1}} \\ H_{2^{n-1}} & -H_{2^{n-1}} \end{bmatrix} \text{ и } \mathbf{H}_1 = [1]. \quad (9)$$

Размерность  $n$ -ой матрицы:  $2^n \times 2^n$ . Каждая строка – это значения некоторой функции Уолша на интервалах длиной  $2\pi/2^n$ .

Значения коэффициентов  $C_i$  и среднеквадратичное отклонение  $\Delta_k$  функции  $f_k(x)$  (уравнение (8)) от  $\sin(x)$  для значений  $n$  от 0 до 7 приведены в табл. 1. При этом:

$$\Delta_k = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\int_0^{2\pi} [f_k(x) - \sin(x)]^2 dx}, \quad (10)$$

где  $k = N/4 = 2, 4, 8$  – количество уровней на  $1/4$  периода,  $f_k(x)$  – соответствующая аппроксимация  $\sin(x)$ . Заметим, что при аппроксимации  $\sin(x)$  функцией с  $k$

**Таблица 1. Коэффициенты разложения  $\sin(x)$  в ряд по функциям Уолша и среднеквадратичное отклонение  $\Delta_k$  функции  $\sin(x)$  от его разложения в ряд по 2; 4 и 8 функциям Уолша**

Коэффициент $C_i$	Среднеквадратическое отклонение $\Delta$
$C_1 = 0,63662$	
$C_5 = -0,263697$	$\Delta_2 = 0,064$
$C_9 = -0,0524525$	
$C_{13} = -0,126632$	$\Delta_4 = 0,029$
$C_{17} = -0,0124721$	
$C_{21} = 0,00516612$	
$C_{25} = -0,0259718$	
$C_{29} = -0,0627016$	$\Delta_8 = 0,016$

уровнями (на 1/4 периода) используются только функции Уолша с номерами меньшими  $N$ , а их количество равно  $k$ . Например, при  $k = 4$  для вычисления  $f_4(x)$  используются функции Уолша, номера которых меньше 16, а именно:  $Wal(1, y)$ ,  $Wal(5, y)$ ,  $Wal(9, y)$ ,  $Wal(13, y)$ .

Значения уровней ступенчатой функции  $f_k(x)$  на интервале  $[0, \pi/2]$  при  $k = 2$  (два уровня на 1/4 периода,  $N = 8$ ),  $k = 4$  (четыре уровня на 1/4 периода,  $N = 16$ ) и  $k = 8$  (восемь уровней на 1/4 периода,  $N = 32$ ) приведены в табл. 2.

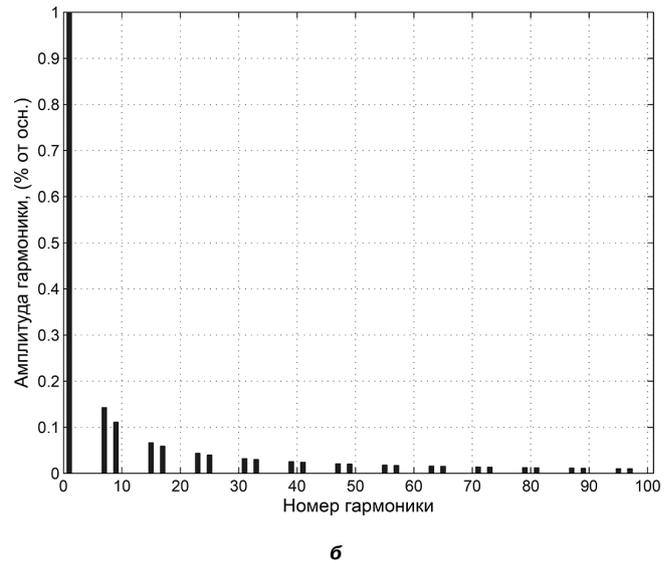
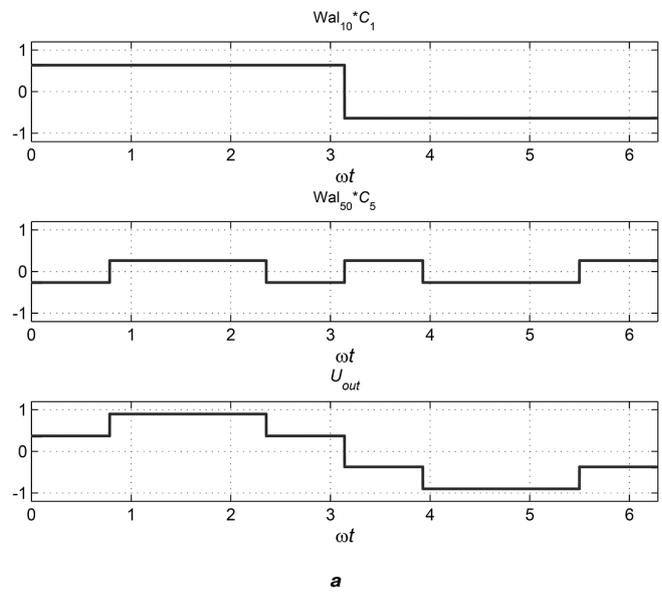
Значения функций Уолша на интервале  $[0; 2\pi]$  при формировании четырехуровневого напряжения приведены в табл. 3 (у определяется согласно уравнениям (4) и (5)).

При формировании четырехуровневого напряжения используются функции  $Wal(1, y)$  и  $Wal(5, y)$  из табл. 1. Форма четырехуровневого напряжения и его спектральный состав показаны на рис. 1. При этом,

$$U_{out} = Wal_{1,0} \cdot C_1 + Wal_{5,0} \cdot C_5. \quad (11)$$

Из рис. 1б видно, что в спектре четырехуровневого напряжения (рис. 1а) отсутствуют третья, пятая и еще целый ряд гармоник более высокого порядка. Коэффициент гармоник такого напряжения равен 22,5%.

Формы напряжения и начальный участок спектрального состава при формировании восьми и шестнадцати уровней показаны соответственно на рис. 2 и 3. Коэффициент гармоник восьмиуровневого напряжения составляет 11,137%, а шестнадцати уровней – 5,162%.



**Рис. 1. Формирование четырехуровневого напряжения на основе функций Уолша (а) и его спектральный состав (б)**

**Таблица 2. Величины амплитуд уровней на четверти периода основной гармоники**

Число уровней \ Номер уровня	Номер уровня							
	1	2	3	4	5	6	7	8
2	0,373	0,900						
4	0,194	0,552	0,826	0,975				
8	0,098	0,290	0,471	0,633	0,772	0,881	0,955	0,994

**Таблица 3. Значения функций Уолша на интервале  $[0; 2\pi]$**

Интервал	$[0; \pi]$	$[\pi; 2\pi]$						
$wal(1, y)$	1	-1						
Интервал	$[0; \pi/4]$	$[\pi/4; \pi/2]$	$[\pi/2; 3\pi/4]$	$[3\pi/4; \pi]$	$[\pi; 5\pi/4]$	$[5\pi/4; 3\pi/2]$	$[3\pi/2; 7\pi/4]$	$[7\pi/4; 2\pi]$
$wal(5, y)$	1	-1	-1	1	-1	1	1	-1

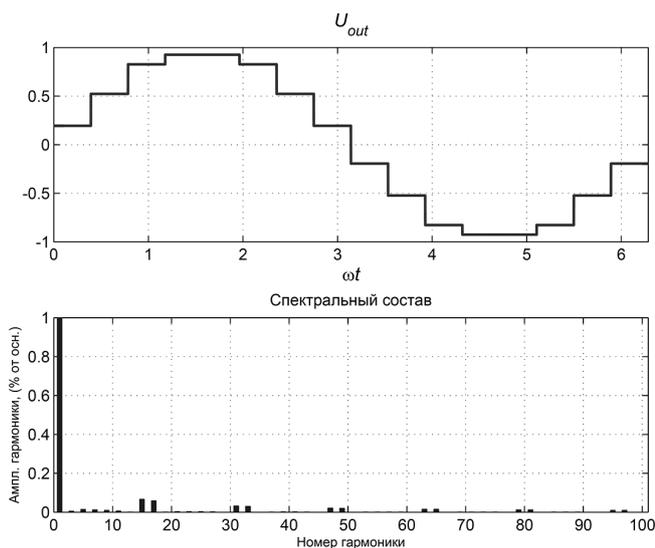


Рис. 2. Форма и спектральный состав восьмиуровневого напряжения

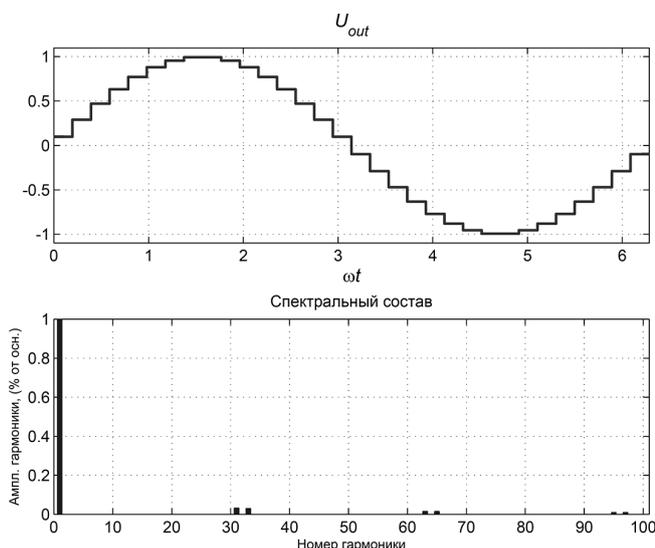


Рис. 3. Форма и спектральный состав шестнадцатиуровневого напряжения

**Режим многоуровневого широтно-импульсного регулирования**

Равномерное расположение координат начал уровней дает возможность использования для рассмотренных напряжений режима широтно-импульсного регулирования (ШИР), при котором длительности всех импульсов изменяются одинаково в процессе регулирования. При максимальном коэффициенте регулирования, когда все импульсы сольются, форма напряжения будет соответствовать форме напряжения, синтезированного на основе функций Уолша. Однако коэффициент гармоник сформированного напряжения будет хуже, чем у исходного. Хорошо известно, что увеличение числа импульсов на половине периода основной гармоники в пределах одного режима не изменяет его спектральный состав, а позволяет толь-

ко уменьшить амплитуды неисключенных высших гармоник.

Функциональная схема силовой части инвертора, позволяющей реализовать синтезированные напряжения показана на рис. 4.

Рассмотрим формирование многоуровневого напряжения режима ШИР из напряжения рис. 1. Каждый уровень этого напряжения заменяется импульсом с амплитудой, соответствующей амплитуде уровня. Форма полученного напряжения и его спектральный состав показаны на рис. 5 (коэффициент гармоник равен 59,77%). Если в каждом уровне расположить два импульса, получим напряжение, показанное на рис. 6. Коэффициент гармоник при этом составляет 60,73%.

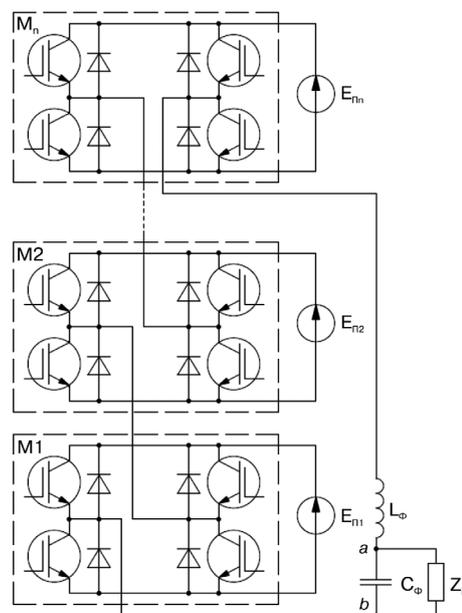


Рис. 4. Силовой каскад однофазного многоуровневого инвертора

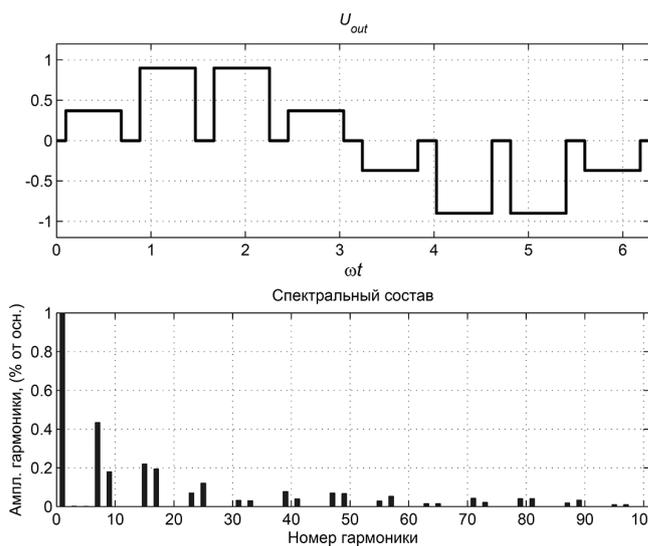


Рис. 5. Режим многоуровневого ШИР с четырьмя импульсами на половине периода основной гармоники

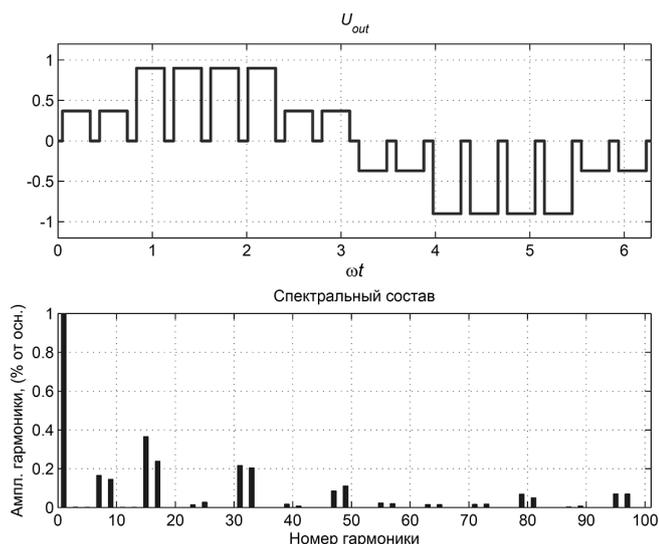


Рис. 6. Режим многоуровневого ШИР с восемью импульсами на половине периода основной гармоники

Видно, что в последнем случае амплитуды первых неисключенных гармоник выше, чем в предельном случае (при максимальном коэффициенте гармоник (рис. 1)). Однако такой режим позволит обеспечить более точное регулирование выходного напряжения за счет изменения длительностей импульсов многоуровневого напряжения, а не только за счет регулирования выходного напряжения преобразователя постоянного напряжения, питающего мостовые коммутаторы, формирующие отдельные уровни выходного напряжения.

Схема модели однофазного инвертора, реализующая пятиуровневые выходные напряжения режима ШИР, сформированные с помощью функций Уолша, показана на рис. 7.

Форма исходного четырехуровневого напряжения, сформированная при максимальном коэффициенте регулирования, и его спектральный состав показаны на рис. 8.

Временные диаграммы, поясняющие формирование сигналов управления силовыми транзисторами мостовых коммутаторов, при формировании напряжений многоуровневого ШИР (рис. 5 и 6) показаны на рис. 9 и 10 соответственно.

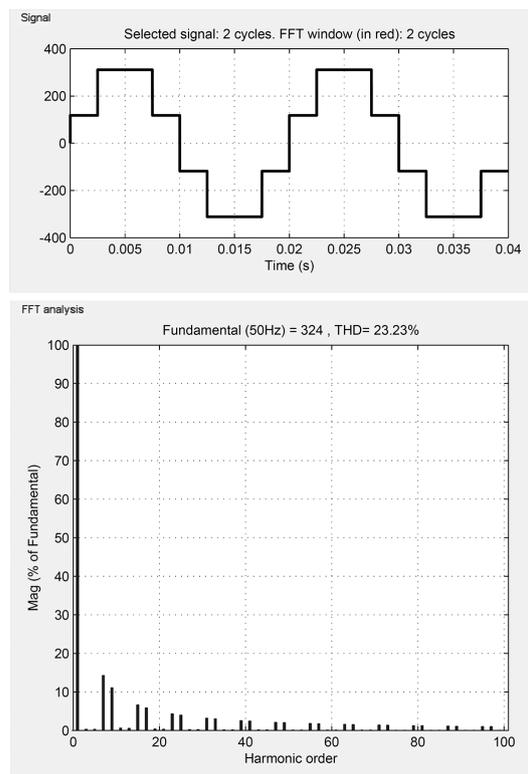


Рис. 8. Форма и спектральный состав четырехуровневого напряжения

На рис. 11 и 12 показаны сформированные напряжения режима многоуровневой ШИР соответственно с четырьмя и восемью импульсами за половину периода основной гармоники, а также результаты их спектрального анализа, проведенного для всех случаев с помощью быстрого преобразования Фурье (FFT Analysis блока powergui).

### Выводы

Способ формирования ступенчатых напряжений на основе функций Уолша имеет ряд преимуществ по сравнению с традиционными способами:

- исключение низших из высших гармоник из спектра выходного напряжения при минимальном числе ступенек (уровней);

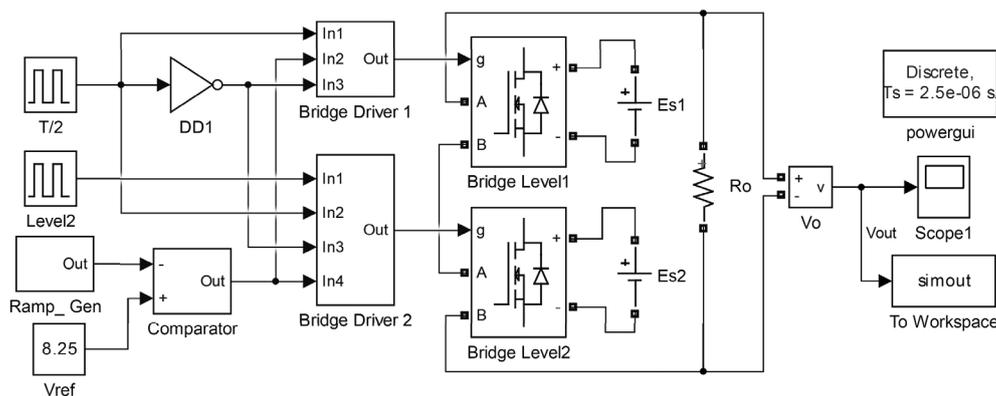


Рис. 7. Схема модели однофазного инвертора с многоуровневым выходным напряжением, сформированным на основе функций Уолша

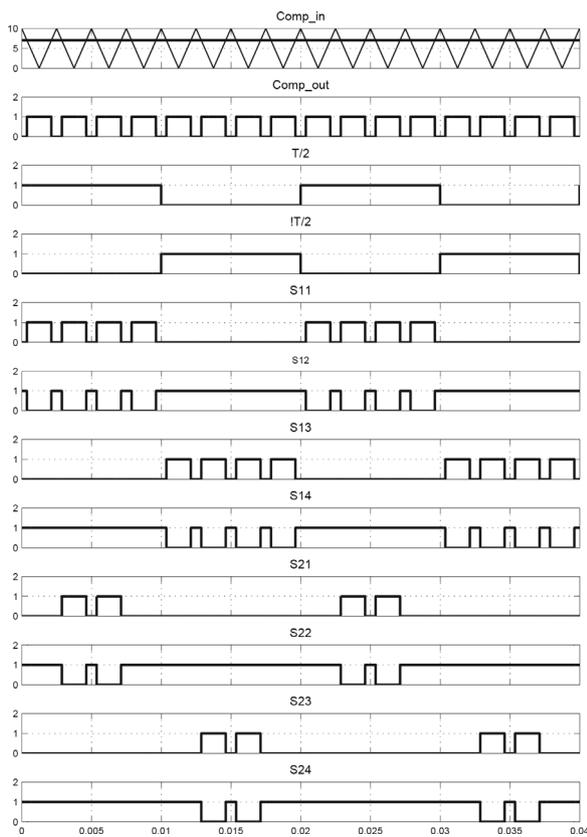


Рис. 9. Формирование сигналов управления при реализации пятиуровневого ШИР с четырьмя импульсами за половину периода основной гармоники

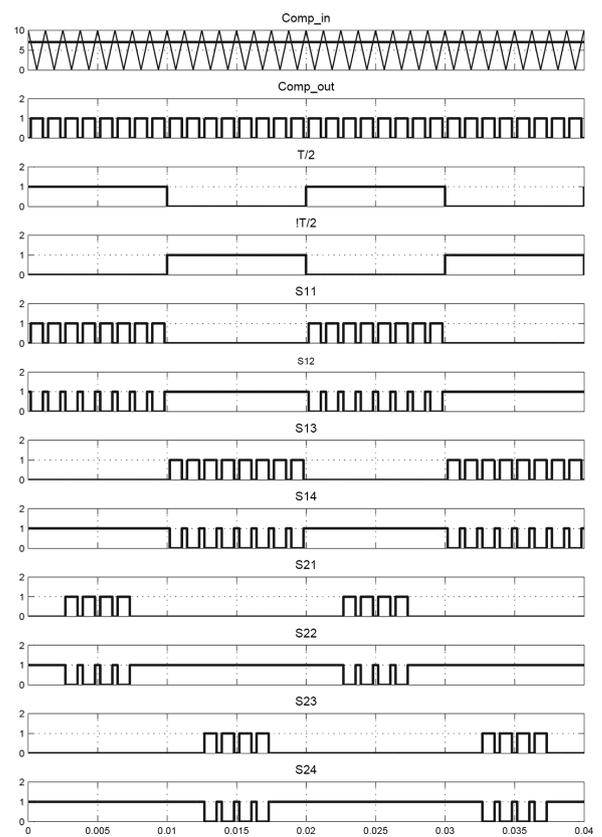


Рис. 10. Формирование сигналов управления при реализации пятиуровневого ШИР с восемью импульсами за половину периода основной гармоники

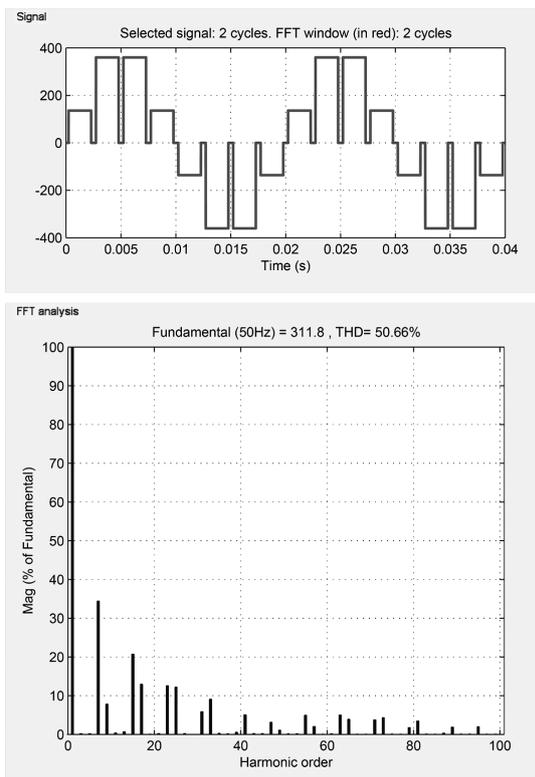


Рис. 11. Форма и спектральный состав пятиуровневого напряжения режима многоуровневой ШИР при четырех импульсах за половину периода основной гармоники

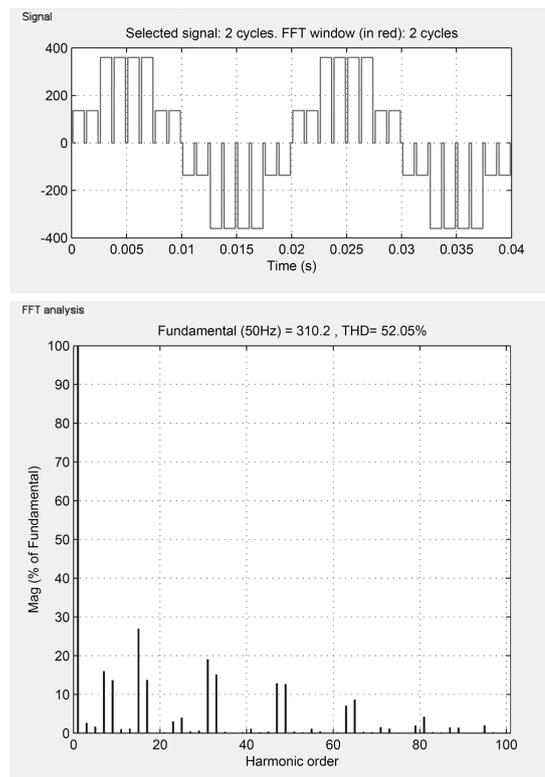


Рис. 12. Форма и спектральный состав пятиуровневого напряжения режима многоуровневой ШИР при восьми импульсах за половину периода основной гармоники

– относительно небольшая частота переключений всех мостовых коммутаторов инвертора;  
 – различные уровни мощностей мостовых коммутаторов (ячеек) инвертора;  
 – достаточно простая схема управления инвертором.

Равномерное расположение импульсов на половине периода основной гармоники и одинаковое изменение длительностей всех импульсов при регулировании выходного напряжения инвертора в режиме многоуровневого ШИР существенно облегчают возможности реализации управления такими инверторами на основе цифрового микроконтроллера.

Синтезированные режимы целесообразно применять при разработке однофазных инверторов, поскольку координаты начал импульсов пропорциональны  $\pi/4$ , что затруднит обеспечение фазового сдвига  $120^\circ$  при формировании трехфазного напряжения.

Инверторы, разработанные на основе предложенного способа, могут быть использованы в мощных источниках бесперебойного питания, распределенных системах генерирования электроэнергии с источниками постоянного напряжения, например, солнечными батареями, ветроэнергетическими установками или топливными источниками с дискретными уровнями напряжения. Наличие таких источников позволяет легко группировать ячейки для обеспечения необходимых амплитуд уровней многоуровневых инверторов.

#### Литература

1. Б. Бедфорд, Р. Хофт. Теория автономных инверторов, перевод с англ. под ред. И. В. Антика. – М.: Энергия, 1969. – 280 с.
2. Г. М. Малышков. Способы синтеза многоступенчатой формы выходного напряжения транзисторных инверторов. В кн.: “Электронная техника в автоматике”. Сборник статей. Под ред. Ю. И. Конева. Выпуск 1. – М.: Советское радио, 1969, С. 166–171.
3. Моин В. С., Лантев Н. И. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергия, 1972.
4. H. S. Patel and R. G. Hofl, “Generalised harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: part I – harmonic elimination”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 9, pp. 310–317, May/June 1973
5. H. S. Patel and R. G. Hofl, “Generalized harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: part II – voltage control technique”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 10, pp. 666–673, September/October 1974.
6. Г. М. Малышков. Анализ псевдосинусоидального выходного напряжения инверторов. В кн.: “Электронная техника в автоматике”: Сб. статей; Под ред. Ю. И. Конева. Выпуск 7. – М.: Радио и связь, 1975, С. 81–84.
7. Г. А. Саркисов, А. Б. Майер. Об одном способе оптимизации коэффициента гармоник многоступенчатого квазисинусоидального напряжения. – Там же, С. 84–89.
8. Малышков Г. М. Способы аппроксимации синусоидального напряжения дискретными. В кн.: “Электронная техника в автоматике”: Сб. статей; Под ред. Ю. И. Конева, Выпуск 16. – М.: Радио и связь, 1985, С. 116–126.
9. Моин В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергоатомиздат, 1986.
10. С. В. Аверин, Т. В. Анисимова, А. Н. Данилина, В. В. Крючков, Ю. Г. Следков. Сравнение способов оптимальной минимизации коэффициента гармоник и исключения гармоник с регулированием напряжения для инверторов с многоуровневым выходным напряжением. – Практическая силовая электроника, 2010, № 1 (37), С. 19–26.
11. С. В. Аверин, Т. В. Анисимова, А. Н. Данилина, В. В. Крючков. Формирование ступенчатых выходных напряжений инвертора с улучшенным спектральным составом. – Практическая силовая электроника, 2010, № 2 (38), С. 19–24.
12. С. В. Аверин, Т. В. Анисимова, А. Н. Данилина, В. В. Крючков. Сравнение способов формирования выходных напряжений инверторов с неравномерными амплитудами ступенек. – Практическая силовая электроника, 2010, № 3 (39), С. 44–51.
13. Т. В. Анисимова, В. И. Волков, В. В. Крючков. Синтез параметров ступенчатых напряжений с использованием вейвлетных преобразований. – Практическая силовая электроника, 2012, № 4 (48), С. 18–24.
14. Т. В. Анисимова, В. И. Волков, В. В. Крючков. Синтез многоуровневых импульсных напряжений с селективным исключением гармоник. – Практическая силовая электроника, 2013, № 3 (51), С. 29–34.
15. Haralambos Evangelaras, Applications of Hadamard matrices. – Journal of Telecommunications and Information Technology, 2003, PP. 3–10.
16. С. В. Аверин, В. Е. Щетинин. Алгоритм управления силовыми ключами многоячейкового инвертора в режиме ШИМ. – Практическая силовая электроника, 2016, № 2 (62), С. 44–47.
17. В. И. Волков, В. В. Крючков. Способ синтеза многоуровневых напряжений, аппроксимирующих синусоидальное. – Практическая силовая электроника, 2017, № 1 (65), С. 19–24.
18. В. И. Волков, В. В. Крючков, Ю. Г. Следков. Каскадный инвертор с многоуровневым выходным напряжением. – Практическая силовая электроника, 2017, № 2 (66), С. 25–31.
19. В. И. Волков, В. В. Крючков. Формирование многоимпульсных и многоуровневых напряжений с улучшенным спектральным составом. – Практическая силовая электроника, 2018, № 3 (71), С. 16–27.

**Волков Вадим Иосифович**, к. т. н., доцент кафедры “Вычислительные машины, системы и сети” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7(499) 158-43-82, e-mail: lasdov@gmail.com.

С. А. Шухарев, Д. Ю. Дроголов

## ПОВЫШЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ МНОГОЗОННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Sergey A. Shuharev,  
Denis Yu. DrogolovEnergy Indicators Improvement  
of Multi-Zone Converters

Предлагается новый способ формирования управляющих импульсов для многозонного выпрямителя напряжения, основанный на изменении минимального нерегулируемого угла открытия тиристоров в зависимости от номера зоны регулирования. Выполнено сравнение энергетических показателей штатной и модифицированной схем преобразователя. Существенным преимуществом модифицированной схемы является простота реализации нового алгоритма управления многозонным выпрямителем напряжения. Приведенные результаты численного моделирования в среде MATLAB/Simulink, а также результаты экспериментального исследования модели подтверждают возможность изменения алгоритма управления тиристорами многозонного преобразователя.

**Ключевые слова:** многозонный преобразователь, коэффициент мощности, математическая модель, коммутация, физическая модель.

The article propose a new method for control pulses generating for a multi-zone voltage rectifier. The technique is based on changing minimum unregulated opening angle of thyristors depending on the number of the control zones. Comparison of the energy indices of the standard and modified converter circuits was performed. A significant advantage of the modified scheme consists in the ease of the new control algorithm for a multi-zone voltage rectifier implementation. The results of numerical simulation in MATLAB/Simulink, as well as the results of an experimental study of the model, confirm the possibility of changing the control algorithm for the thyristors of a multi-zone converter are presented.

**Key words:** multi-zone converter, power factor, mathematical model, commutation, experimental model.

Успехи в разработке и производстве новых типов силовых полупроводниковых транзисторов послужили основой для создания нового типа электропривода – трехфазных асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором. Для питания двигателей используются преобразователи с промежуточным звеном постоянного напряжения, которые состоят из инвертора напряжения (ИН), который создает трехфазную симметричную систему напряжений для питания двигателей, а также включенного со стороны сети выпрямителя, питающего ИН постоянным напряжением. Эти звенья связаны между собой промежуточным звеном постоянного напряжения, представляющего собой конденсатор большой емкости. Для ограничения пульсаций выпрямленного напряжения параллельно конденсатору включают резонансную LC-цепочку.

Наибольшее распространение среди выпрямителей с естественной коммутацией тока, применяемых в асинхронном приводе, получили выпрямители с зонно-фазовым регулированием выпрямленного напряжения  $U_d$  [1]. Регулирование напряжения  $U_d$  осуществляется посредством изменения угла открытия тиристоров выпрямителя.

Существуют два подхода при выборе структуры выпрямителя: в первом случае (рис. 1а) выпрямитель состоит из двух последовательно соединенных схем мостовых управляемого (VD5–VD6, VS1–VS2) и неуправляемого (VD1–VD4) выпрямителей, каждый из которых подключен к соответствующей вторичной обмотке трансформатора. С помощью управляемого выпрямителя (VD5–VD6, VS1–VS2) осуществляется регулирование среднего значения выпрямленного напряжения  $U_d$ .

В основу второго подхода положено секционирование вторичной обмотки трансформатора в сочетании с объединением смежных вентиляльных плеч секций выпрямителя (рис. 1б). При равенстве напряжений  $u_{2-1} = u_{2-2}$  вторичных обмоток трансформатора такая схема обеспечивает двузонное регулирование выпрямленного напряжения  $U_d$ . На первой зоне регулирования напряжение  $U_d$  формируется от одной секции обмотки трансформатора  $u_{2-1}$  с помощью тиристоров VS1–VS4. На второй зоне регулирования к цепи нагрузки добавляется напряжение  $u_{2-2}$  второй секции трансформатора, подключаемое к ней с помощью тиристоров VS5, VS6.

Основным недостатком выпрямителей с естественной коммутацией токов является невысокое значение коэффициента мощности, особенно характерные в области низких значений выпрямленного напряжения  $U_d$ . С целью повышения коэффициента мощности выпрямителей в них включают узлы принудительной коммутации тока. На рис. 1в показана упрощенная схема силовой цепи выпрямителя, разработанного фирмой BBC [2]. Преобразователь содержит модулятор S, подключенный через дроссель L1 к вторичной обмотке трансформатора, выпрямитель VD1–VD4, а также L2C1- и C2-фильтры. Включение и выключение модулятора S осуществляется таким образом, чтобы обеспечить отсутствие фазового угла сдвига  $\varphi$  между питающим напряжением  $u_1$  и потребляемым из сети током  $i_1$ . В этом случае достигаются наибольшие значения коэффициента мощности за счет увеличения одного из его составляющих  $\cos\varphi$ .

Модулятор S представляет собой конфигурацию мостовой схемы, выполненной на базе силовых

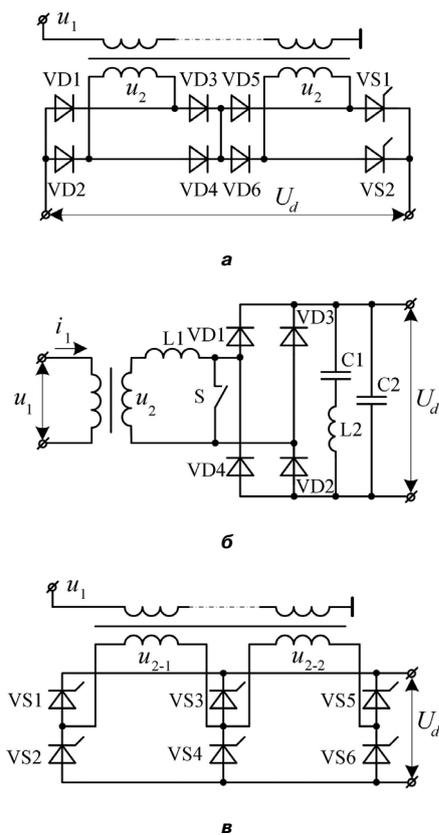


Рис. 1. Схемы выпрямителей

IGBT-транзисторов, управляемых методом ШИМ-модуляции по синусоидальному закону. Реализация на практике такого выпрямителя связана со значительным усложнением его схемы. В работе рассматривается способ повышения коэффициента мощности многозонного выпрямителя без изменения его структуры.

**Предложение для увеличения коэффициента мощности**

Коэффициент мощности потребителя электрической энергии в общем случае определяется выражением:

$$K_m = \cos \varphi \cdot v, \tag{1}$$

где  $\varphi$  – угол сдвига между питающим напряжением и первой гармоникой потребляемого тока,  
 $v$  – коэффициент искажения формы потребляемого тока.

Угол  $\varphi$  для многозонного преобразователя рассчитывается по приближенной формуле:

$$\varphi \approx \alpha_0 + \gamma/2, \tag{2}$$

где  $\alpha_0$  – минимальный нерегулируемый угол, необходимый для открытия тиристоров многозонного преобразователя,

$\gamma$  – угол, характеризующий продолжительность процесса коммутации тока в тиристорах преобразователя.

Из анализа выражений (1) и (2) следует, что повышение значения коэффициента мощности  $K_m$  достигается

за счет уменьшения минимального угла открытия тиристоров  $\alpha_0$ , сокращения продолжительности коммутации  $\gamma$  и улучшения формы потребляемого тока. Рассмотрим возможность увеличения  $K_m$  за счет уменьшения минимального угла открытия тиристоров  $\alpha_0$ .

В настоящее время в силовых преобразователях [3] принята фиксированная величина минимального угла открытия тиристоров  $\alpha_0 = 9^\circ$  эл. на всех четырех зонах регулирования, т. е. импульсы управления поступают на тиристоры преобразователя с задержкой на угол  $\alpha_0$  относительно начала полупериода сетевого напряжения. Это обусловлено необходимостью достижения определенного уровня прямого напряжения  $U_F$  между анодом и катодом тиристора, обеспечивающее его надежное открытие.

В соответствии с выражением (2) включение тиристоров преобразователя при меньшем значении угла  $\alpha_0^{мод}$  способствует уменьшению фазового угла сдвига  $\varphi$  и, соответственно, увеличению коэффициента мощности  $K_m$  преобразователя. Помимо этого, уменьшение минимального угла управления до  $\alpha_0^{мод}$  позволяет увеличить среднее значение выпрямленного напряжения  $U_d$  на выходе преобразователя при том же уровне сетевого напряжения. Это обусловлено тем, что с уменьшением минимального угла управления от  $\alpha_0$  до  $\alpha_0^{мод}$  уменьшается продолжительность интервалов отрицательной полярности в кривой выпрямленного напряжения  $u_d$  [4].

Уменьшение минимального угла открытия тиристоров  $\alpha_0$  можно осуществить на высших зонах регулирования при сохранении потенциальных условий на тиристорах в момент их включения. На штатных преобразователях [3] принята одинаковой величина минимального угла  $\alpha_0 = 9^\circ$  на всех зонах регулирования, при этом на первой зоне регулирования анодное напряжение на вступающих в работу тиристорах в момент их открытия составляет:

$$U_{F,max} = \sqrt{2} U \sin(9^\circ) = \sqrt{2} \cdot 315 \cdot 0,156 \approx 70 \text{ В}. \tag{3}$$

Это означает, что такое напряжение на тиристоре обеспечивает его гарантированное открытие в начале полупериода при всех возможных искажениях формы сетевого напряжения.

Установим, при каком значении минимального угла открытия тиристоров обеспечивается их надежное открытие в штатной схеме многозонного преобразователя на первой и высших зонах регулирования. На рис. 2 показаны формы положительной полуволны переменного напряжения с действующими значениями 315–1260 В, поступающие на тиристоры преобразователя от вторичных обмоток трансформатора на 1 – 4 зонах регулирования.

Из анализа рисунка следует, что на первой зоне регулирования для вступающих в работу в начале полупериода плечах тиристоров необходимое для их открытия анодное напряжение  $U_{откр} = 70 \text{ В}$  достигается при угле задержки открытия  $\alpha_0 = 9^\circ$  эл. На

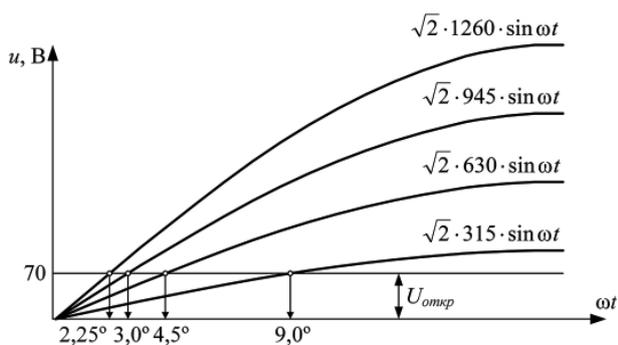


Рис. 2. Определение минимального значения угла управления  $\alpha_0$

второй зоне регулирования к вступающим в работу тиристорам прикладывается суммарное напряжение 630 В двух секций вторичной обмотки трансформатора, поэтому их включение можно осуществить при меньшем значении минимального угла управления  $\alpha_0 = 4,5^\circ$  эл. На третьей зоне регулирования вступающие в работу тиристорные плечи находятся под общим напряжением 945 В вторичных обмоток трансформатора, при этом необходимое для их открытия напряжение  $U_{откр} = 70$  В достигается при  $\alpha_0 = 3,0^\circ$  эл. На четвертой зоне регулирования включение тиристорных плеч можно осуществлять с задержкой  $\alpha_0 = 2,25^\circ$  эл. при действующей величине анодного напряжения 1260 В.

Таким образом, необходимое для включения тиристоров анодное напряжение может быть получено при различных значениях минимального угла управления

$\alpha_0$  в зависимости от зоны регулирования. Благодаря этому появляется возможность увеличения коэффициента мощности многозонного преобразователя за счет уменьшения минимального нерегулируемого угла открытия тиристоров и увеличения значения  $\cos\phi$ , входящего в выражение (1).

**Математическое моделирование**

С целью подтверждения работоспособности модернизированной схемы преобразователя, а также определения его энергетических показателей в программном пакете *MATLAB* разработана математическая модель, представленная на рис. 3.

Модель состоит из источника переменного напряжения AC, блока многообмоточного трансформатора (Multi-Winding Transformer), блока многозонного выпрямителя (Rectifier), блока управления выпрямителем (Control system), а также нагрузочного блока (Load).

Измерение энергетических показателей преобразователя осуществляется с помощью блока измерений (Measurement\_1T) и блока индикации (Indicators\_2). Режим работы модели задается с помощью задатчика зоны регулирования (zone), угла регулирования  $\alpha_p$  (Alpha\_r) и минимального нерегулируемого по фазе угла  $\alpha_0$  (Alpha\_0). Форма выпрямленного напряжения и тока контролируется с помощью блока (Indicators\_1). Датчики угла коммутации I2 и I3 позволяют реализовать метод последовательной коммутации [4] в большом и малом контурах коммутации многозонного преобразователя.

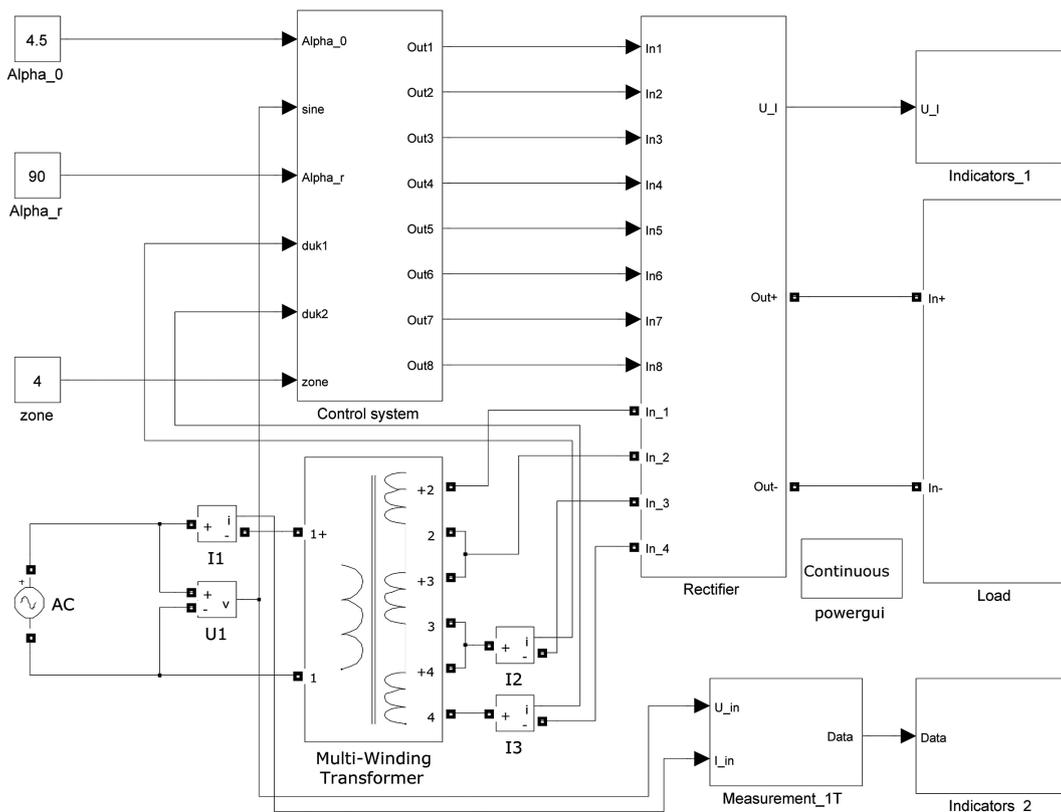


Рис. 3. Математическая модель многозонного преобразователя

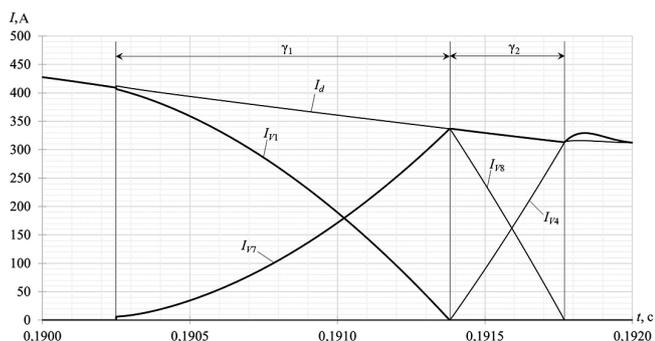


Рис. 4. Процесс сетевой коммутации тока в тиристорах многозонного преобразователя

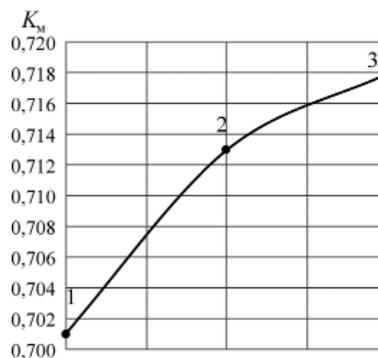
Для примера на рис. 4 показан процесс последовательной сетевой коммутации тока, полученный с помощью математической модели.

Процесс сетевой коммутации  $\gamma$  состоит из двух интервалов  $\gamma_1$  и  $\gamma_2$ . В начале процесса коммутации продолжительностью  $\gamma_1$  ток коммутации  $i_k$  протекает в большом контуре между тиристорами V1 и V7. При этом ток вступающего в работу вентиля V7 определяется током коммутации  $i_k$ , а ток закрывающегося вентиля V1 определяется как разность токов  $I_d$  и  $i_k$ . Процесс коммутации в малом контуре завершается за время  $\gamma_2$  при переходе тока нагрузки с тиристора V8 на тиристор V4. Поскольку коммутация в малом контуре происходит при большем напряжении вторичной обмотки трансформатора, то ее продолжительность  $\gamma_2 < \gamma_1$ , при этом форма токов коммутируемых вентилями V4 и V8 приближается к прямолинейной форме.

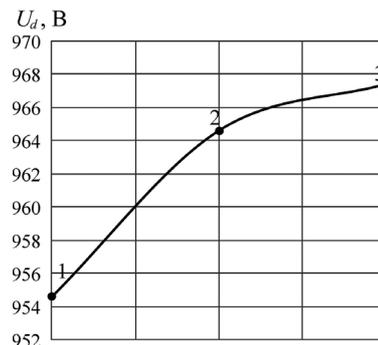
#### Результаты математического моделирования

С помощью математического моделирования, используемого в качестве основного метода аналитических исследований, проведен анализ трех вариантов работы преобразователя: в штатной схеме и модернизированной схеме преобразователя при двух значениях минимальных углов управления  $\alpha_0 = 4,5^\circ$  эл. и  $\alpha_0 = 2,25^\circ$  эл. В каждом варианте схемы рассчитывались значения коэффициента мощности  $K_m$ , среднего значения выпрямленного напряжения  $U_d$ , а также продолжительности сетевой коммутации  $\gamma = \gamma_1 + \gamma_2$ . Результаты моделирования представлены на рис. 5.

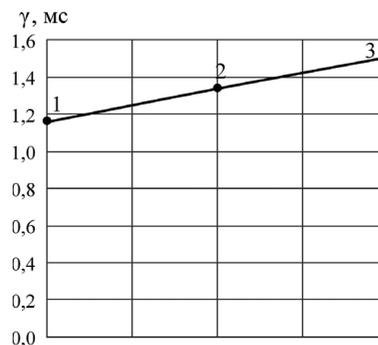
Из анализа рисунка следует, что переход от первого к третьему варианту работы преобразователя сопровождается увеличением всех перечисленных показателей. Так переход от штатной схемы (1) ко второму варианту схемы (2) (рис. 5а) сопровождается увеличением коэффициента мощности на 1,7%. Наиболее заметное увеличение  $K_m$  преобразователя до 2,42% достигается при переходе от штатной (1) к модернизированной схеме (3), управляемой с углом  $\alpha_0 = 2,25^\circ$  эл. (3-й вариант). При этом за счет уменьшения отрицательных участков в кривой выпрямленного напряжения  $U_d$  происходит увеличение его среднего значения от 954,6 В штатной схемы до 967,4 В модернизированной схемы в третьем варианте расчета (рис. 5б). Как следует из рис. 5в,



а



б



в

Рис. 5. Результаты математического моделирования: а – значение коэффициента мощности, б – величина выпрямленного напряжения, в – продолжительность сетевой коммутации

уменьшение минимального угла открытия тиристорov  $\alpha_0$  приводит к увеличению продолжительности сетевой коммутации  $\gamma$ . Это связано с уменьшением мгновенного значения выпрямленного напряжения  $U_d$ , под действием которого осуществляется коммутация токов в тиристорах многозонного преобразователя.

#### Результаты физического моделирования

С целью подтверждения результатов математического моделирования выполнено экспериментальное исследование модели многозонного преобразователя, представленного на рис. 6.

Физическая модель позволяет осуществлять четырехзонное регулирование напряжения на двигателе

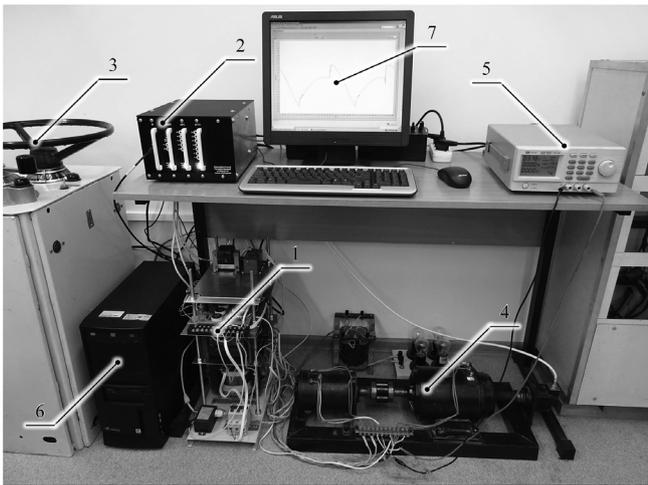


Рис. 6. Внешний вид физической модели

постоянного тока 4 мощностью 250 Вт. Величина момента сопротивления на валу двигателя задается нагрузочным генератором постоянного тока с независимым возбуждением. Питание его обмотки возбуждения осуществляется от лабораторного блока питания 5. Система управления 2 предназначена для автоматического двухконтурного управления работой двигателя. Заданные значения тока и скорости вращения двигателя поступают в систему управления 2 от задатчика режима 3. Система управления 2 выполнена на базе микроконтроллера семейства PIC. Преобразование полученной информации выполняется на базе персонального компьютера 6 с помощью программы, созданной на языке графического программирования в среде LabVIEW [5].

Конструктивно система управления (рис. 7) состоит из четырех разработанных кассет, позволяющих сформировать управляющие импульсы для многозонного преобразователя. На кассетах БРТЯ и БРС реализована автоматическая система поддержания установленных значений тока и скорости двигателя 4 (рис. 6). Формирование углов открытия многозонного преобразователя осуществляется в кассете БУВИП, реализованной на базе микроконтроллера PIC18F452. Контроль электромагнитных процессов осуществляется в кассете NI, в основе которого лежит многофункциональное устройство ввода-вывода USB-6009 от компании *National Instruments*.



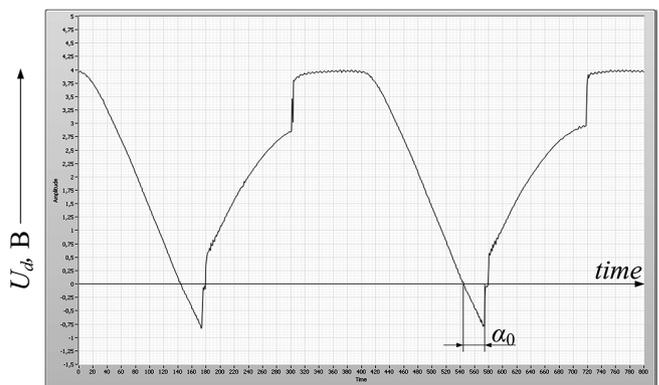
Рис. 7. Лицевая панель системы управления

В качестве примеров на рис. 8а, б приведены кривые выпрямленного напряжения  $U_d$ , полученные с помощью физической модели при различных значениях минимального угла открытия тиристоров  $\alpha_0$ .

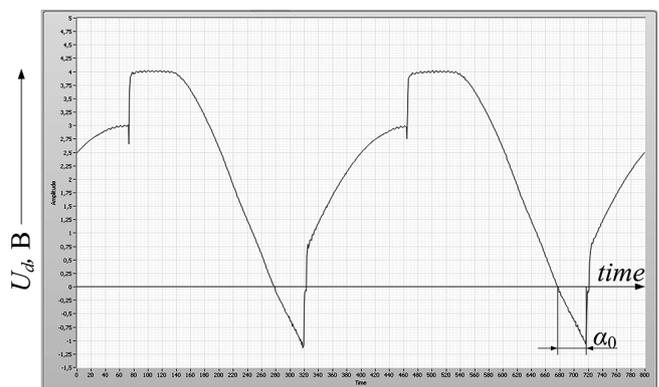
Результаты физического моделирования показывают, что уменьшение угла регулирования в два раза приводит к повышению коэффициента мощности преобразователя с 0,66 до 0,71. Результат, полученный с помощью физической модели, подтверждает эффект повышения коэффициента мощности за счет уменьшения минимального угла открытия тиристоров многозонного преобразователя.

### Заключение

В статье представлены результаты исследования влияния минимального угла открытия тиристоров на коэффициент мощности многозонного преобразователя. Теоретически показана возможность изменения значения минимального угла открытия тиристоров в зависимости от зоны регулирования. Анализ математического моделирования и результаты экспериментов показали, что уменьшение минимального угла с  $9^\circ$  эл. до  $2,25^\circ$  эл. приводит к повышению коэффициента мощности  $K_m$ , а также к увеличению среднего значения выпрямленного напряжения  $U_d$  на 1,34%. Предлагаемый способ управления многозонным пре-



а



б

Рис. 8. Диаграммы выпрямленного напряжения

образователем может быть полезен разработчикам силовой преобразовательной техники, занимающимся вопросами повышения их энергетических показателей.

### Литература

1. *Dreimann K.* Vergleich des Umrichter-Systems for Triebfahrzeuge mit Drehstromfahrmotoren. – ETR. – 1978. – Bd 27. – N 12. – S. 799–804.
2. *Maiss K., Teich W.* Elektrische Lokomotiven für 15 kV 16 2/3 und 50 Hz mit BBC – Drehstromantriebstechnik für schweren Industrieumsatz. Elektrische Bahnen. 1977. N 4. PP. 95–103.
3. Электровоз магистральный 2ЭС5К (3ЭС5К) Книга 5: Описание и работа. Электронное оборудование. Преобразователи [Текст]: руководство по эксплуатации Г. Н. Родимушкина. – Новочеркасск: ВЭЛНИИ, 2005. – 165 с.
4. *Кулинич, Ю. М.* Электронная преобразовательная техника [Текст]: учеб. пособие. – Москва: Изд-во УМЦЖДТ, 2015. – 204 с. : ил.
5. *Блюм П.* LabVIEW: стиль программирования [Текст]. Пер. с англ. под ред. Михеева П. – Москва: ДМК Пресс, 2008. – 400 с. :ил.

**Шухарев Сергей Анатольевич**, к. т. н., старший преподаватель кафедры “Транспорт железных дорог” Дальневосточного государственного университета путей сообщения, ФГБОУ ВО ДВГУПС, тел.: +7(4212)407658, e-mail: ab\_cd@mail.ru;

**Дроголов Денис Юрьевич**, аспирант, преподаватель кафедры “Транспорт железных дорог” Дальневосточного государственного университета путей сообщения, ФГБОУ ВО ДВГУПС, тел.: +7(4212)407689, e-mail: drogolov@festu.khv.ru.

Д. А. Шевцов, Е. В. Машуков, Г. М. Ульященко

## ТРАНЗИСТОРНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ БЕСКОЛЛЕКТОРНЫХ И АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ УПРАВЛЯЕМЫХ ТРЕХФАЗНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ СИНУСНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ

D. A. Shevtsov, E. M. Mashukov,  
G. M. Uliaschenko

Transistor Regulators for Brushless and Induction Electric Motors Based on Three-Phase Sine Wave Voltage Generators

Статья содержит анализ современных структурных схем регуляторов бесколлекторных электродвигателей постоянного тока и трёхфазных асинхронных электродвигателей, построенных на бездатчиковых принципах. В статье подробно рассмотрена схема аналогового трёхфазного генератора синусных напряжений с перестраиваемой амплитудой напряжений, безинерционным изменением частоты и постоянным углом сдвига фаз, который может работать при наличии существенных помех от силовой части регулятора.

The article contains the analysis of modern structural schemes of regulators for brushless DC motors and three-phase asynchronous electric motors built on sensorless principles. It considers in detail the structure of analog three-phase sine wave voltage generator with adjustable amplitude, inertia-free frequency variation and constant phase-shift angle. The described generator is able to operate in the presence of drastic interference from the regulator's power stage.

**Ключевые слова:** бесколлекторный электродвигатель, асинхронный двигатель, регулятор электродвигателя, генератор синусных напряжений, частотно-синхронное управление, релейное управление, псевдо-синусоидальное напряжение.

**Key words:** brushless electric motor, induction electric motor, electric motor regulator, sine wave voltage generator, frequency-synchronous control, relay control, pseudo-sinusoidal voltage.

Существующие тенденции перехода к более электрифицированным летательным аппаратам говорят о необходимости разработки современных электроприводов, которые могут заменить существующие гидравлические агрегаты. Вопросы, связанные с особенностями применения электрических машин на борту ЛА требуют особого подхода для их регулирования.

Бесконтактные электродвигатели переменного тока (БДПТ) уже сейчас применяются в регулируемых авиационных электроприводах топливных насосов, компрессорах систем жизнеобеспечения, приборных и гироскопических системах [1, 2]. Трёхфазные асинхронные электродвигатели (АЭД) технологичны и надежны. Однако, настоящее время отмечено широким внедрением в бортовые авиационные приводы бесколлекторных машин постоянного тока, имеющих преимущества перед АЭД в регулировочных свойствах, КПД и приемистости. Развитие БДПТ базируется на достижениях в области создания редкоземельных магнитов и на прогрессе силовой полупроводниковой техники. Кроме замены АЭД в традиционных для них областях, БДПТ могут найти применение в системах механизации крыла, а также в стартер-генераторах газотурбинных авиадвигателей [3, 4].

Все транзисторные импульсные устройства, преобразующие и регулирующие электроэнергию в авиационных бортовых электросистемах, проектируются с прицелом на их миниатюризацию. Однако, создание компактных силовых устройств обостряет проблему защиты несилловых каскадов преобразования инфор-

мации от внутрисистемных высокочастотных помех, создаваемых силовыми выходными каскадами. Интенсивность этих помех такова, что она может оказаться неприемлемой для широко применяемых в настоящее время программируемых цифровых микросхем управления (микроконтроллеров – МК). Для исключения влияния помех в технических условиях на МК обязательно предусматривается ряд требований по трассировке печатной платы, на которую устанавливается МК, установке осциллятора и емкостей с обязательным минимизированием емкостных связей. Но все эти меры могут оказаться недостаточными при наличии существенных помех от силовой части регулятора.

Объем вычисляемых задач для управления двигателем таков, что требуется мощный специализированный микроконтроллер с большим набором периферийных блоков и высоким быстродействием.

При разработке программного обеспечения МК необходимо использовать специализированные математические функции для работы с “виртуальной” плавающей точкой на целочисленном микропроцессоре, что накладывает ограничения на точность вычислений. Кроме этого, точность вычисления напряжений во многом зависит от разрядности применяемых АЦП и датчиков.

В связи с этим следует считать вполне закономерным пробуждение интереса к аналоговым способам формирования сигналов, обеспечивающих оптимизацию процесса преобразования электромагнитной энергии силовыми каскадами устройств с реализацией

несиловых аналоговых узлов на ПАИС (полузаказная аналоговая интегральная схема) или БМК (базовый матричный кристалл).

### Структурные схемы регуляторов бесколлекторных электродвигателей постоянного тока

Сформулируем основные критерии классификации трехфазных БДПТ.

1. Принципы организации электромеханического преобразования электрической энергии:

- скалярный, когда используются операции со скалярными величинами;
- векторный, когда производятся операции с векторами индукции статора и ротора, так что угол между ними устанавливается и поддерживается равным 90 градусам, что соответствует наибольшему моменту при заданном токе статора.

2. Способы определения текущего положения ротора:

- с секторным датчиком положения ротора (ДПР) (фазные токи не синусные);
- с синусным ДПР (фазные токи пропорциональны фазным ЭДС);
- без ДПР с вычислителем углового положения ротора (например, методом локации статора высокочастотными сигналами от специального генератора);
- без ДПР с вычислителем ЭДС вращения по фазным напряжениям относительно общей точки “звезды”;
- без ДПР с частотно-синхронным управлением и трехфазным генератором частоты, управляемым напряжением (ГУН).

3. Методы формирования электрических параметров фаз (напряжения, или тока):

- формирование фазных напряжений без подчиненного регулирования по току;
- формирование фазных токов с подчиненным регулированием по току.

4. Методы импульсного регулирования параметров фаз:

- скалярная ШИМ;
- релейное регулирование.

Рассмотрим подробнее несколько наиболее перспективных способов определения положения ротора без ДПР.

### Регуляторы электродвигателей без ДПР с релейным формированием синусных напряжений

На рис. 1 приведена структурная схема регулятора для БДПТ с релейным формированием синусных фазных напряжений без ДПР, обеспечивающая скалярное управление двигателем с регулированием по напряжению фаз с ограничением фазовых токов.

Определяющим блоком схемы является управляемый трехфазный генератор синусных напряжений (ГУН), предназначенный для создания вращающегося магнитного поля статора. Частота вращения поля (и следовательно скорость вращения вала машины) задаются частотой генерации ГУН, пропорциональной управляющему напряжению РЭД. Выходные напряжения ГУН масштабируются в блоке перемножения сигналом с выхода функционального преобразователя ФП, который воспроизводит зависимость

$$M = f(\Omega),$$

соответствующую характеру нагрузки на верхней границе поля допуска по моменту. В результате этого преобразования вырабатывается система трех эталонных синусных напряжений для последующего подчиненного релейного регулирования напряжений трех фаз.

На входе схемы должен быть установлен ОСС (ограничитель скорости изменения сигнала управления ГУН) для исключения выхода ЭД из синхронизма.

К достоинствам структуры можно отнести ее простоту из-за отсутствия ДПР и вычислителей ЭДС машины, а также возможность плавного регулирования на любых скоростях вплоть до нулевых. Недостатками являются: вялая динамика управления, ограничение по области применения инерционно – вентиляционной нагрузкой, не очень эффективное электромеханическое преобразование энергии из-за неконтролируемого сдвига фаз между токами и ЭДС машины.

### Регулятор электродвигателя без ДПР с частотно синхронным управлением

На рис. 2 приведена структурная схема регулятора для БДПТ без ДПР с частотно-синхронным управлением, обеспечивающая замкнутое скалярное управление двигателем с подчиненным регулированием по току фаз с синусными фазовыми токами.

В сравнении с предыдущей структурой данная схема проще, имеет меньший порядок системы и формирует непосредственно синусные фазные токи,

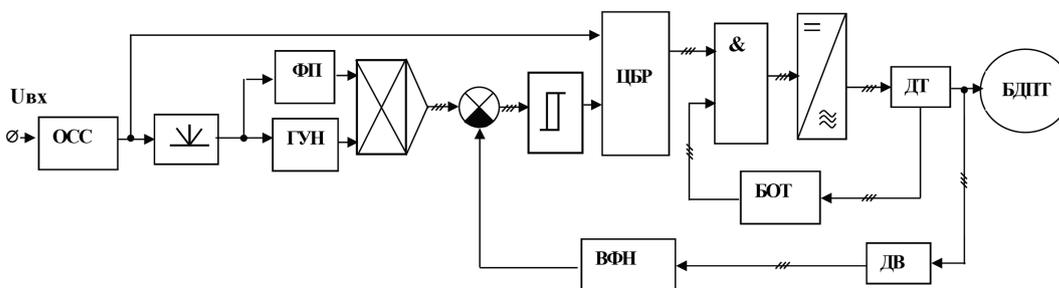


Рис. 1. Структурная схема регулятора для БДПТ без ДПР с релейным формированием синусных фазных напряжений

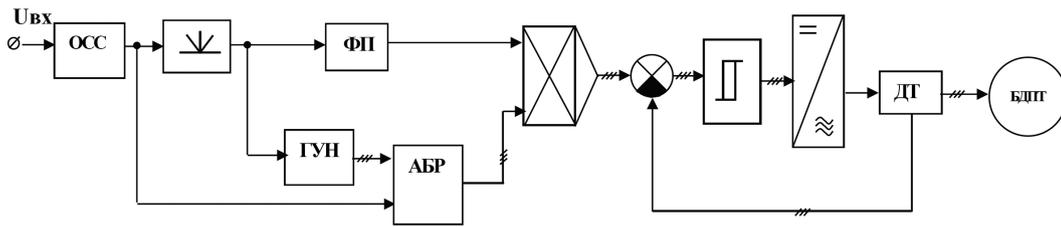


Рис. 2. Структурная схема регулятора для БДП без ДПР с частотно-синхронным управлением

жестко связанные с требуемыми моментами. Остальные качества у обеих структур одинаковы.

**Структурные схемы регуляторов для трехфазных асинхронных электродвигателей**

Для управления асинхронными электродвигателями, конкурирующими в системах авиационного привода с БДПТ, можно предложить несколько альтернативных структур.

**Регулятор электродвигателя с ШИМ формированием фазных псевдосинусных напряжений**

На рис. 3 приведена структурная схема аналогового регулятора для АЭД с короткозамкнутым ротором с ШИМ формированием фазных напряжений квазисинусной формы.

Аналогично предыдущей схеме в схеме рис. 3 определяющим блоком является управляемый трехфазный генератор управляющих напряжений (ГУН) синусной формы, предназначенный для создания вращающегося магнитного поля статора. Частота вращения поля (и следовательно скорость вращения вала машины) задаются частотой генерации ГУН, пропорциональной управляемому напряжению РЭД по закону  $U/f = const$ , заложенному в функциональный преобразователь ФП.

Выходные напряжения ГУН масштабируются в блоке перемножения. В результате этого преобразования вырабатывается система трех эталонных синусных напряжений для последующего ШИМ регулирования напряжения трех фаз. Обратная связь в контуре регулирования осуществляется с помощью датчика выходных напряжений стоек моста и вычислителя мгновенных значений основных гармоник фазных напряжений (ВФН).

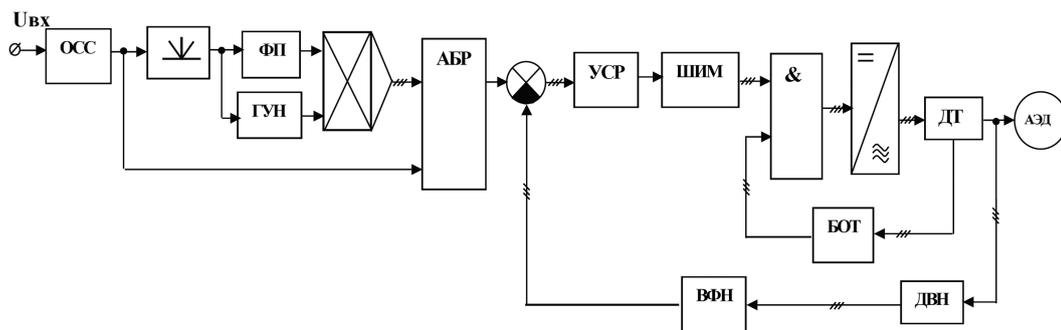


Рис. 3. Структурная схема РЭД для АЭД с ШИМ формированием квазисинусных фазных напряжений

На входе схемы должен быть установлен ограничитель скорости изменения сигнала управления ГУН для улучшения динамических режимов привода.

К достоинствам структуры можно отнести ее простоту из-за отсутствия ДПР и вычислителей ЭДС машины, а также возможность плавного регулирования на любых скоростях вплоть до нулевых.

Недостатками являются: вялая динамика управления, не очень эффективное электромеханическое преобразование энергии из-за неконтролируемого сдвига фаз между токами и ЭДС машины.

**Регулятор электродвигателя с ШИМ формированием синусных токов статора**

На рис. 4 приведена структурная схема регулятора для управления АЭД с формированием токов статора при заданном характере нагрузки. Регулятор замкнут по току с помощью датчиков тока фаз и аналогового вычислителя амплитудного значения фазных токов ВФТ.

В отличие от предыдущей структуры данная схема содержит цифровой блок реверса ЦБР и дополнительный выпрямитель после УСР для исключения возможности инверсии полярности рассогласования. Более высокий порядок замкнутой системы и необходимость в сложных цепях коррекции уравниваются лучшей энергетикой.

**Регулятор электродвигателя с прямым управлением токами статора релейным методом**

На рис. 5 приведена структурная схема регулятора для АЭД с прямым управлением токами статора при известных параметрах нагрузки машины.

Схема содержит ГУН и контур подчиненного релейного формирования токов статора, что делает ее подобной структуре РЭД с частотно - синхронным

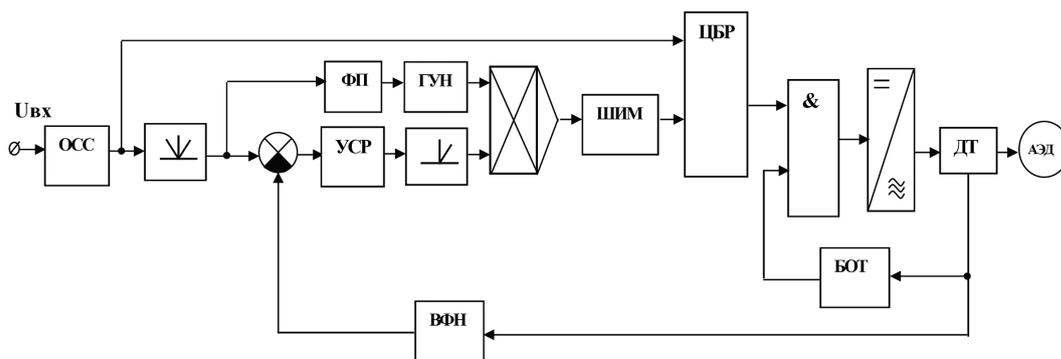


Рис. 4. Структурная схема РЭД для АЭД с формированием токов статора

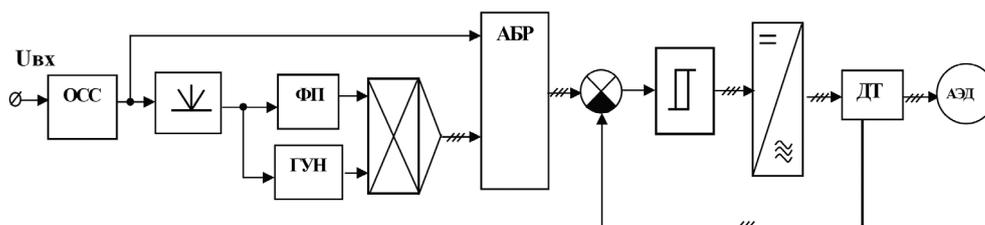


Рис. 5. Структурная схема РЭД для АЭД с прямым управлением токами статора

релейным управлением БДПТ (рис. 2). Схема проста, не имеет проблем с устойчивостью, но не оптимальна при широком диапазоне изменения момента нагрузки.

**Управляемый генератор трехфазного синусного напряжения (ГУН)**

На рис. 6 приведена структурная схема трехфазного синусного генератора, частота которого регулируется внешним напряжением по линейному закону.

Генератор состоит из трех идентичных ячеек аperiодических звеньев, замкнутых в кольцо через нелинейный элемент с кусочно-линейной характеристикой коэффициента передачи ( $K > 1$  на первом участке и  $K < 1$  – на втором). Система автоматически настраивается на некоторую частоту генерации устойчивых колебаний  $\omega_0 = 1/\tau$  при  $K = 1$ . Постоянная времени  $\tau$  изменяется с изменением внешнего воздействия.

На рис. 7 приведена компьютерная модель трехфазного синусного ГУН. Схема содержит три идентичных ячейки, замкнутые в кольцо через промежуточный усилитель HS11. Каждая из ячеек состоит из неинвертирующего усилителя (HS1, HS3, HS5), интегратора (HS2, HS4, HS6) и блока перемножения MULT, масштабирующего напряжение на входе интегратора

пропорционально управляющему напряжению источника V1.

Эффект изменения напряжения на входах интеграторов эквивалентен синхронному изменению их постоянных времени, а следовательно и частоты колебаний ГУН.

Действительно, для ячейки ГУН, изображенной на рис. 8, имеем:

$$u_2 = u_1 \cdot \frac{1}{Ts};$$

$$u_1 = a \cdot (b - u_2),$$

откуда, подставив  $u_1$  в первое уравнение, получим:

$$u_2 = \frac{a(b - u_2)}{Ts}$$

или

$$u_2 \cdot \left(1 + \frac{a}{Ts}\right) = \frac{b \cdot a}{Ts},$$

откуда:

$$u_2 = \frac{b}{\tau s + 1},$$

где  $\tau = T/a$ .

Таким образом, получили аperiодическое звено с управляемой постоянной времени  $\tau = T/a$ , где  $a$  – управляющее напряжение.

Временные диаграммы на рис. 9 и 10 иллюстрируют процесс запуска ГУН после скачка управляющего напряжения с нуля до одного вольта и далее – двукратное увеличение частоты колебаний выходного напряжения одного из трех каналов ГУН (VOUT3) при двукратном скачкообразном увеличении управля-

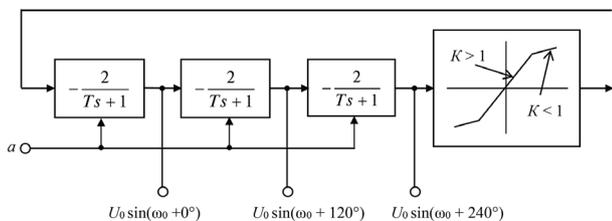


Рис. 6. Структурная схема трехфазного ГУН

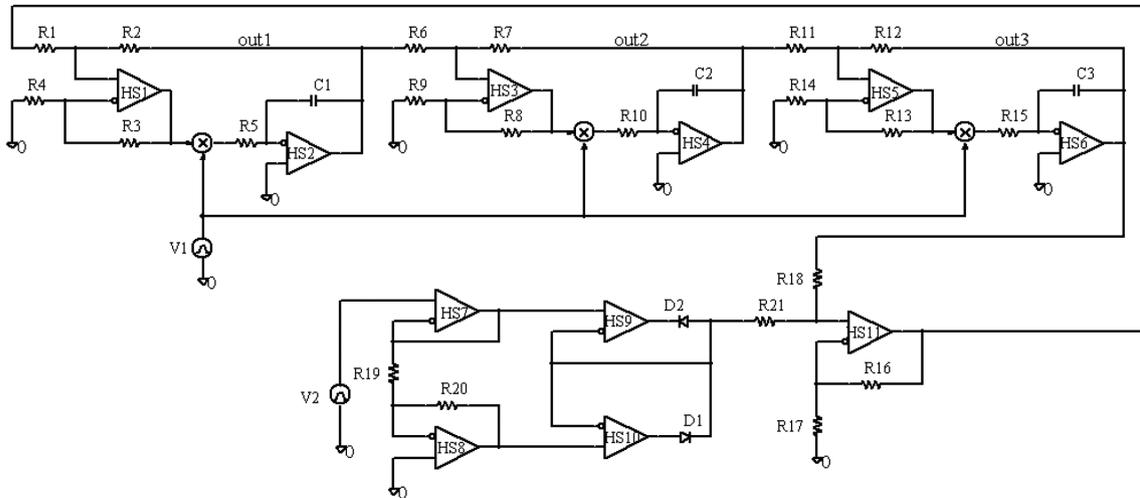


Рис. 7. Компьютерная модель трехфазного ГУН

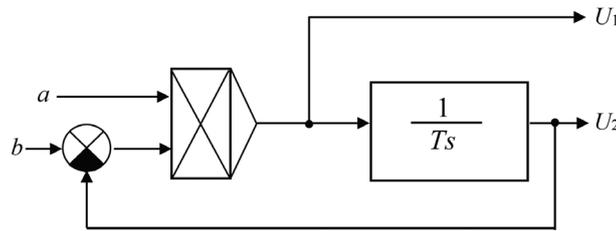


Рис. 8. Структурная схема ячейки ГУН

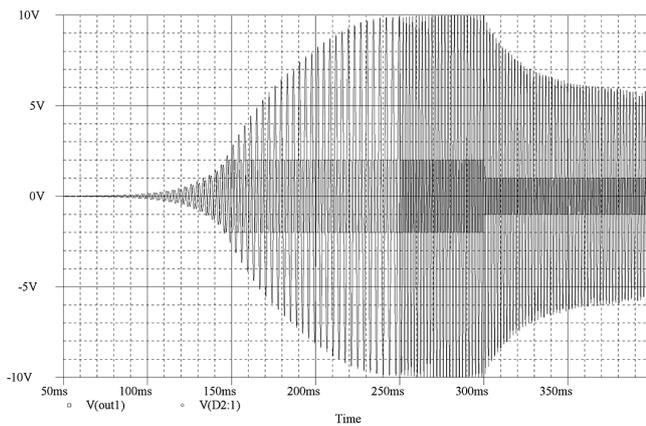


Рис. 9. Временная диаграмма напряжения одного из выходных каналов ГУН при его запуске

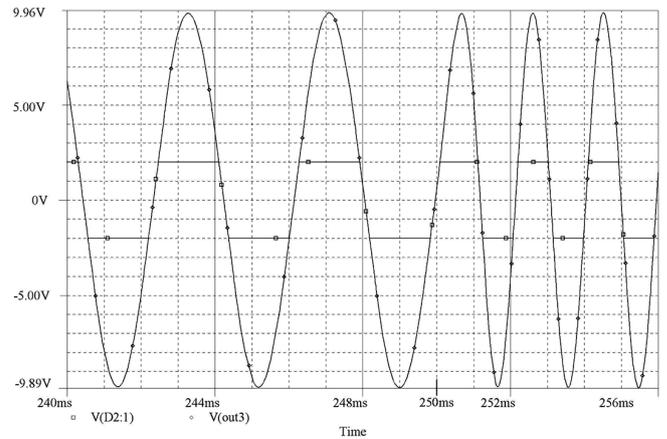


Рис. 10. Временная диаграмма напряжения одного из выходных каналов ГУН при скачкообразном увеличении управляющего напряжения

шего напряжения (с одного до двух вольт) в момент времени 250 мс.

Двуполярный прецизионный управляемый ограничитель напряжения на микросхемах HS7, HS8, HS9, HS10 выполняет роль нелинейного элемента, необходимого для создания и поддержания устойчивого процесса автогенерации.

Выбранная структура позволяет перестраивать амплитуду генерируемых напряжений путем изменения напряжения источника V2. Временная диаграмма напряжения VOUT3 отражает результат изменения напряжения V2 в момент времени 300 мс с двух вольт до одного вольта. Этот результат - двукратное уменьшения выходных напряжений ГУН.

В качестве одного из достоинств схемы можно отметить практически безинерционное изменение частоты под действием управляющего напряжения и постоянство угла сдвига фаз в 120 градусов.

### Литература

1. *В. А. Полковников, Б. И. Петров, Б. Н. Попов* и др. Электропривод летательных аппаратов: Учебник для авиационных вузов. Под общей редакцией В. А. Полковникова. – 2 изд. исправ. и доп. – М.: Машиностроение, 1990. – 350 с.
2. Электрооборудование летательных аппаратов: учебник для вузов. В двух томах. Под ред. С. А. Грузкова. Том 2.

Элементы и системы электрооборудования – приемники электрической энергии. – М.: Издательский дом МЭИ, 2008. – 552 с.

3. *Ермаков С. А., Карев В. И., Митриченко А. Н., Селиванов А. М., Сухоруков Р. В.* Системы рулевых приводов пассажирских самолетов, их развитие и обеспечение безотказности управления. – Вестник МАИ, 2010, Т. 17, № 3, С. 18–29.
4. *Волокитина Е. В.* Исследования по созданию системы генерирования и запуска маршевого двигателя в концепции полностью электрифицированного самолета. Часть 1. – Электропитание и электрооборудование, 2011, № 4, С. 29–33.

**Шевцов Даниил Андреевич**, д. т. н., профессор, профессор кафедры “Микроэлектронные электросистемы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7 (495) 158-45-59, e-mail: kaf306@mai.ru;

**Машуков Евгений Владимирович**, д. т. н., профессор, профессор кафедры “Микроэлектронные электросистемы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7 (495) 158-45-59, e-mail: kaf306@mai.ru;

**Ульященко Галина Михайловна**, к. т. н., доцент, доцент кафедры “Микроэлектронные электросистемы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7 (495) 158-45-59, e-mail: kaf306@mai.ru.

Р. Х. Тукшаитов

## О КОЭФФИЦИЕНТЕ МОЩНОСТИ И $\cos \varphi$ ВЫПРЯМИТЕЛЬНОГО УСТРОЙСТВА ПРИ РАЗНЫХ АКТИВНО-ЕМКОСТНЫХ НАГРУЗКАХ И УРОВНЕ ЭМИССИИ ВЫСШИХ ГАРМОНИК В ЭЛЕКТРОСЕТЬ

R. Kh. Tukshaitov

В работе исследованы зависимости коэффициента мощности и  $\cos \varphi$  мостового выпрямительного устройства от отношения активной составляющей сопротивления нагрузки к реактивной. Показано, что эмиссия высших гармоник в электросеть происходит вследствие значительного сокращения длительности импульса входного тока приборов по мере повышения отношения активного сопротивления нагрузки к реактивной.

**Ключевые слова:** коэффициент мощности,  $\cos \varphi$ , входной ток, высшие гармоники, нелинейность нагрузки, коэффициент эмиссии гармоник.

On power factor and  $\cos \varphi$  of a rectifying unit at various active-capacitive loads and higher harmonics emission level to electric grid

The presented work studies the dependencies of power factor and  $\cos \varphi$  of a bridge rectifying unit on a ratio of the load resistance active component to reactive one. It demonstrates that the higher harmonics emission to the power grid occurs due to the significant pulse duration reduction with the load resistance active component to reactive one ratio increase.

**Keywords:** power factor,  $\cos \varphi$ , input current, higher harmonics, load nonlinearity, harmonic emission coefficient.

Одним из важных показателей качества выпускаемых приборов является коэффициент мощности, значение которого добиваются приблизить к единице путем применения пассивных и активных корректоров коэффициентов мощности. Вместе с тем, нижний предел данного показателя у ряда приборов, таких как компьютеры, телевизоры, источники питания постоянного напряжения и т.п., продолжает оставаться на уровне 0,63–0,69 [1], а у многих светодиодных лампах даже на уровне 0,45–0,55 [2, 3], что существенно меньше нормативного значения [4].

Широко распространено мнение, что коэффициент мощности ( $\lambda$ ) определяется только сдвигом фазы входного тока прибора, а именно  $\cos \varphi$  или  $\operatorname{tg} \varphi$  [5–7]. В силу этого, во многих источниках литературы и технической документации его наименование приводится в виде “коэффициент мощности ( $\cos \varphi$ )” [8–10]. Ранее были проведены измерения значения  $\lambda$  и  $\cos \varphi$  у ряда приборов [1–3], из результатов которых наглядно следует, что формирование уровня  $\lambda$  происходит главным образом за счет коэффициента потерь мощности искажения  $\epsilon$ , а не  $\cos \varphi$ . Все это свидетельствует о необходимости проведения доработки ряда нормативных документов, что неоднократно было предметом обсуждения [11–13].

Специалистам известно, что входное электро-сопротивление многих приборов обладает нелинейностью, и поэтому они в своих работах оперируют термином “нелинейность нагрузки”, которая при этом нередко ассоциируется у многих специалистов непосредственно с нелинейными элементами прибора: транзистора, диода, стабилитрона, варистора и др. Поэтому бывает затруднительно дать определенный ответ на вопрос, что же в том или ином приборе явля-

ется главным источником эмиссии высших гармоник в электросеть.

Для характеристики нелинейности устройств в отечественной литературе параллельно применяются, без особой их дифференциации, два термина: коэффициент нелинейных искажений (КНИ) и коэффициент гармонических искажений (КГИ). Это имеет место по той причине, что, с одной стороны, оба коэффициента одного предназначения, а с другой стороны, до 20% уровня их значений полностью совпадают. Что касается зарубежной литературы, то в ней предпочтение отдается аббревиатуре КГИ.

На практике КНИ целесообразно применять для характеристики выходного тока или напряжения усилителей низкой, высокой частоты и других устройств, когда его значение находится преимущественно на уровне нескольких процентов и не превышает 15–20%.

При оценке уровня искажения входного тока многих приборов коэффициент КГИ обычно, наоборот, имеет значения не менее 15–20%, достигая в ряде светодиодных ламп и устройств 200–250%. Что касается КНИ, то он в пределе ограничен 100%.

На основе анализа литературы и исходя из собственного опыта экспериментальной работы следует, что для характеристики входного тока нагрузки целесообразно применять вместо термина “коэффициент нелинейных искажений” выражение “коэффициент гармонических искажений”, значение которого, наоборот, экспоненциально возрастает по мере увеличения уровня “нелинейного искажения” входного тока [1]. Очевидно по этой причине вычисление  $\lambda$  обычно осуществляют через коэффициент КГИ ( $K_f$ ).

Применительно к задачам энергетики, для лучшей характеристики объекта исследования — коэффициент гармонических искажений — в соответствии с его предназначением имеет смысл именовать “коэффициентом эмиссии высших гармоник” или сокращенно “коэффициентом эмиссии” ( $K_3$ ).

Измерительные приборы, генераторы и источники питания можно рассматривать как состоящие из двух электронных блоков: линейного и нелинейного. Нелинейным блоком в них является выпрямительное устройство — основной источник эмиссии высших гармоник входного тока в электросеть, а линейным с достаточным приближением — реальная активная нагрузка. Для повышения коэффициента мощности прибора применяется корректор мощности, но как следует далеко не всегда [1]. Поэтому в данной работе поставлена задача рассмотреть характер зависимости коэффициента мощности,  $\cos \varphi$  и коэффициента эмиссии гармоник в выпрямительном устройстве от отношения активного сопротивления к реактивному.

### Методика исследования

Измерительная установка, позволяющая измерять коэффициент мощности  $\lambda$  и  $\cos \varphi$ , составлена из двухполупериодного выпрямителя (рис. 1), в которой в качестве нагрузки используется параллельное соединение резистора и конденсатора. В выпрямительном мосте применены имевшиеся в наличии выпрямительные диоды типа Д243. В качестве активной нагрузки используется несколько последовательно соединенных остеклованных резисторов типа ПЭВ с общим сопротивлением 3900 Ом и распределенной мощностью рассеивания 50 Вт. В качестве реактивной нагрузки применен изготовленный магазин конденсаторов с емкостями от 0,05 мкФ до 22 мкФ. Требуемое значение емкости в нем обеспечивается переключением соответствующих конденсаторов. Поэтапно увеличивая емкость конденсаторов, ступенчато изменяли отношение  $R/X$  от 0 до 52.

На основе измеренных данных и, используя соответствующие выражения [8–9], вычислены значения  $K_3$  при разном уровне реактивности нагрузки выпрямителя.

Определение коэффициента мощности осуществляли измерителем качества электроэнергии TS866, а  $\cos \varphi$  — с помощью прибора JANITZA96. Уровень выпрямленного напряжения на выходе выпрямителя определяли мультиметром Mastech MY60, а переменную составляющую — электроизмерительным устройством Ц56.

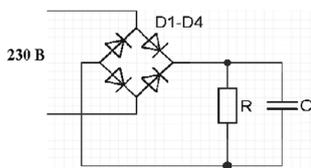


Рис. 1. Схема мостового выпрямителя напряжения

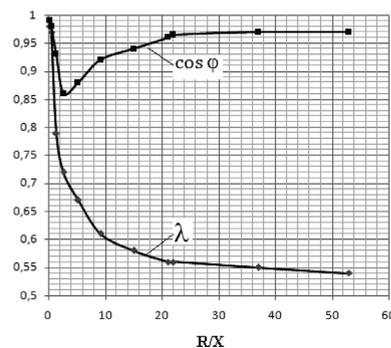


Рис. 2. Зависимости коэффициента мощности и  $\cos \varphi$  выпрямительного устройства от отношения активного сопротивления к реактивному

### Результаты исследований и их обсуждение

На рис. 2 представлены результаты измерения  $\lambda$  и  $\cos \varphi$  в зависимости от отношения  $R/X$ . Из нее следует, что по мере повышения отношения  $R/X$  коэффициент мощности экспоненциально уменьшается. При отсутствии в цепи конденсатора значение  $\lambda$  фактически определяется небольшим уровнем искажения входного тока двухполупериодного выпрямителя и оно, несмотря на заметное отклонение выпрямленного напряжения от синусоиды, имеет значение более 0,99. При однополупериодном выпрямлении отклонение формы тока от синусоиды проявляется еще в большей степени, несмотря на это значение  $\lambda$ , все еще остается достаточно высоким ( $> 0,85$ ). Имеющиеся публикации подтверждают, что значение отклонения формы входного тока от синусоиды при сохранении его симметрии и длительности, равной длительности полупериода входного синусоидального напряжения, приводит к уменьшению  $K_3$  лишь до 0,94 [14]. Все это указывает на то, что в основе снижения коэффициента мощности и повышения эмиссии высших гармоник в электросеть лежит не нелинейность вольтамперной характеристики выпрямительных диодов, а другой фактор.

Выявленная закономерность изменения  $\cos \varphi$  позволяет объяснить, почему у очень многих приборов с активно-емкостной нагрузкой даже при  $\lambda$  менее 0,60–0,80 значения  $\cos \varphi$  близки к единице [1, 2]. Следует отметить, что при первоначальном увеличении емкости конденсаторов происходит одновременное уменьшение  $\cos \varphi$  и коэффициента потерь мощности искажения  $\lambda$ , а далее роль  $\cos \varphi$  в формировании  $\lambda$  быстро снижается. Это происходит по той причине, что по мере повышения сдвига фазы тока одновременно, но с большей скоростью происходит уменьшение длительности входного тока относительно длительности полупериода напряжения. Поэтому при достижении отношения  $R/X$  значения 2,6 происходит обратное уменьшение сдвига фазы тока в силу смещения начала импульса входного тока в направлении положения максимума входного напряжения. По мере уменьшения длительности импульса входного тока начало его переднего фронта становится настолько близко к максимуму входного напряжения, что

$\cos\varphi$  в пределе стремится к единице, не достигая этого значения, поскольку длительность импульса входного тока формируется главным образом в пределах первой половины каждого полупериода напряжения. Эти результаты еще раз доказывают, что в технических характеристиках приборов, и особенно в энергетике недопустимо коэффициент мощности сводить только к значению  $\cos\varphi$  [10].

Увеличение емкости в цепи выпрямителя позволяет довести коэффициент пульсации до нескольких процентов, но этот путь малоэффективен и неприемлем по сравнению с существующими другими пассивными [15] и активными способами, так как при этом действующее значение силы тока во входной цепи возрастает почти в 2 раза, в силу уменьшения  $\lambda$  до 0,55.

Коэффициент  $K_\lambda$  по мере повышения отношения  $R/X$  повышается и при его значении, равном 2,6, достигает 30%, которое принимается в зарубежной литературе за предельно допустимую величину. По мере дальнейшего повышения отношения  $R/X$  уровень эмиссии высших гармоник в электросеть повышается и при его значении, равном 50, достигает 90%.

### Выводы

1. Величина эмиссии гармонических составляющих приборами определяется только свойствами их выпрямительных устройств.

2. Чем больше в выпрямителе емкость сглаживающего конденсатора, тем меньше становится коэффициент мощности прибора.

3. При превышении отношения  $R/X$  значения 2,6 скорость сдвига фазы входного тока становится равным скорости уменьшения длительности входного тока и  $\cos\varphi$  принимает минимальное значение, равное 0,86.

4. По мере превышения отношения  $R/X$  значения 2,6, сдвиг фазы входного тока начинает уменьшаться и определяться начальным положением переднего фронта импульса входного тока относительно положения максимума напряжения электросети.

### Литература

1. Тукшаитов Р. Х., Шириев Р. Р. Определение уровня нелинейных искажений входного тока разных типов нагрузок на основе измерения коэффициента мощности и его множителя  $\cos\varphi$ . — Практическая силовая электроника. 2018. № 4 (72). С. 30–36.
2. Айхайти Исыхакэфу. Метод комплексного контроля качества светодиодных осветительных приборов на основе исследования их характеристик. Автореферат дисс. на соис. уч. степ. канд. техн. наук. — Казань: КГЭУ, 2018. — 16 с.
3. Тукшаитов Р. Х., Абдуллазянов Э. Ю., Нигматуллин Р. М., Айхайти Исыхакэфу. О коэффициенте мощности светодиодных ламп (в связи с требованиями ГОСТ Р 55705-2013). — Светотехника. 2018, № 1. С. 49–51.
4. ГОСТ Р 55705-2013. Приборы осветительные со светодиодными источниками света. Общие технические

условия. Издание официальное. ИПК Изд. Стандартов, Москва. 2014.

5. Постановление правительства республики Казахстан от 7.08.2015 № 611 “Об утверждении нормативных значений коэффициента мощности в электрических сетях индивидуальных предпринимателей и юридических лиц”.
6. Приказ Минпромэнерго № 49 от 22.02.2017. Порядок расчета значений соотношения потребления активной и реактивной мощности для отдельных энергопринимающих устройств (групп энергопринимающих устройств) потребителей электрической энергии, применяемых для определения обязательств сторон в договорах об оказании услуг по передаче электрической энергии. — М.
7. ГОСТ 2933-83. Аппараты электрические низковольтные методы испытаний. — М.: Стандартинформ,
8. ГОСТ 183-74. Машины электрические вращающиеся. Общие технические требования. — М.: Изд. стандартов, 1993.
9. Светодиодные лампы высокой мощности Uniek. — Полупроводниковая светотехника. 2018. № 6. С. 25.
10. Тукшаитов Р. Х., Шириев Р. Р. К устранению разноточности и неопределенности в представлении коэффициента мощности светодиодных осветительных приборов. — Практическая силовая электроника. № 1. 2019. С. 32–36.
11. Тукшаитов Р. Х., Абдуллазянов Э. Ю., Курмаев И. Х., Нигматуллин Р. М. Доработка ГОСТ Р 55705-2013 — путь к новым энергосберегающим возможностям светодиодных осветительных систем. XV Международный симпозиум “Энергоресурсоэффективность и энергосбережение”. Казань, 2015, С. 200–203.
12. Тукшаитов Р. Х. Методологические аспекты формирования в ГОСТ требований к коэффициенту мощности светодиодных светильников и его структуре. XII Всероссий. науч.-техн. конф. с Междун. участием “Проблемы и перспективы развития отечественной светотехники и электротехники”. — Саранск: МГУ им Н. П. Огарева, 2015. С. 64–66.
13. Тукшаитов Р. Х. О принципиальной необходимости доработки требований к коэффициенту мощности в ГОСТ Р 55705-2013 и IEC 61000-3-2. В сборнике: Проблемы и перспективы развития отечественной светотехники, электроники и энергетики, материалы XIII Всероссийской научно-технической конференции с международным участием (Саранск, 15–16 марта 2017 г.) в рамках IV Всероссийского светотехнического форума с международным участием. 2017. С. 395–400.
14. Коэффициент нелинейных искажений: <http://ru.wikipedia.org/wiki>.
15. Геворкян М. PFC-дрессели EPCOS для ограничения гармоник тока бытовой электроники. — Компоненты и технологии. 2002. № 4. С. 66–69.

**Тукшаитов Рафаил Хасьянович**, д. б. н., профессор, профессор кафедры “Электрооборудование, электрохозяйство предприятий и организаций” Казанского государственного энергетического университета, академик РАЕ; тел. 8-987-184-03-15; e-mail: trh\_08@mail.ru.

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

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

### Для публикации статьи необходимо предоставить

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

### Статья должна содержать

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

Документы в электронном виде должны быть отправлены по e-mail: [pse@mmp-irbis.ru](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 *MathType* (стиль математический). **Обозначения в тексте, по возможности, не делать в редакторе формул;**
- ☞ Шрифт обозначений устройств (C – 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 А4	190 × 130	1500
А4	210 × 290	2250
3-я стр. обложки	210 × 290	3300
4-я стр. обложки	210 × 290	3900
2-я стр. обложки	210 × 290	5400

### Требования к рекламным макетам

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

### График выхода журнала

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

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