



Российская Академия Наук

*Научный совет РАН по комплексной проблеме
«Электрофизика, электроэнергетика и электротехника»
Секция «Научные проблемы электропитания»*

117437, Москва, ул. Профсоюзная, д.108. Тел/факс (495) 330-06-38, e-mail: chetinandrew@yandex.ru

О ЮБИЛЕЕ СЕКЦИИ “НАУЧНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ”

В декабре 2016 года секции “Научные проблемы электропитания” (СНПЭ), организованной в 2006 году решением Научного Совета РАН по комплексной проблеме “Электрофизика, электроэнергетика и электротехника”, исполнилось 10 лет. Базовым предприятием для работы СНПЭ является АО “НИИВК им. М. А. Карцева”, в котором 8 декабря 2016 года и было проведено юбилейное расширенное заседание бюро секции.

Участников юбилейного заседания в своих выступлениях приветствовали исполнительный директор АО “НИИВК им. М. А. Карцева” А. В. Парфенов, председатель СНПЭ А. В. Лукин, президент ассоциации “Электропитание” С. П. Халютин. С воспоминаниями о событиях, сопровождавших появление и становление СНПЭ, выступил ее первый председатель и один из основателей В. А. Колосов.

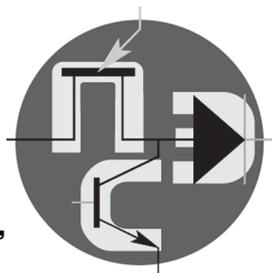
Далее участникам заседания были продемонстрированы видеоматериалы о совместном заседании в ноябре 1997 г. Фонда “Энергетическая электроника” и подсекции “Источники вторичного электропитания” одного из Научных советов РАН. Именно она, возглавляемая в то время признанным лидером в области средств силовой электроники Ю.И. Коневым, была предшественницей нынешней СНПЭ. Концептуальные системные вопросы в этой области, рассматриваемые на этом заседании Ю. И. Коневым, актуальны и в наше время, о чем подробно и с аналитическими комментариями изложено в нашем журнале № 2 (54) 2014 г. (статья Ю. Н. Либенко “Что такое хорошо и что такое плохо в направлении создания средств вторичного электропитания сегодня”).

В выступлениях специалистов в области средств силовой электроники на юбилейном заседании бюро СНПЭ постоянно упоминалось о проверенной временем пользе совместной деятельности СНПЭ и ассоциации “Электропитание”, о чем ранее и с доказательными подробностями опубликовано в нашем журнале № 2 (62) 2016 г. (статья А. В. Лукина и Ю. Н. Либенко “Совместная деятельность секции “Научные проблемы электропитания” РАН и ассоциации “Электропитание” традиции и результаты”).

Интересным финалом торжественной части юбилейного заседания СНПЭ было сообщение члена секции, генерального директора ЗАО “Эмсотех” (г. Калуга) С. А. Сухорукова о его гипотезе создания условий для возникновения регулируемого объема земного электрического заряда, отбора необходимого количества и последующего преобразования электроэнергии этого заряда в электроэнергию с традиционными видами и значениями параметров.

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

№ 1 (65)/2017

Главный редактор

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

Заместитель главного редактора

В. В. Крючков, к. т. н., доцент кафедры 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, начальник самостоятельного электротехнического отдела 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 — Закрытое Акционерное Общество “ММП-Ирбис”

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

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

Подписано в печать 03.03.2017. Тираж 500 экз.

Адрес редакции:

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

Подписной индекс в каталоге Роспечати: **33154**

(тематический указатель “Научно-популярные издания”, раздел “Журналы России”)

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

Содержание

А. В. Лукин, В. В. Макаров

Опыт разработки преобразователей постоянного напряжения малой мощности 3

В. Ф. Дмитриков, Д. В. Шушпанов, З. В. Зайцева, З. Х. Ягубов

Использование выходного сопротивления импульсного преобразователя напряжения в методике расчета устойчивости ИПН, работающего на комплексную нагрузку 6

Г. А. Белов

Анализ разомкнутых импульсных систем с конечным временем замыкания импульсного элемента 14

В. И. Волков, В. В. Крючков

Способ синтеза многоуровневых напряжений, аппроксимирующих синусоидальное 19

Чье Ен Ун, А. Б. Шеин

Анализ инверторов методом сопряженных комплексных амплитуд 25

С. Б. Резников, А. В. Лавринович, И. А. Харченко

Унифицированно-модульный синтез силовых интегральных схем многофункциональных импульсных преобразователей для авиационно-космических комбинированных систем электроснабжения переменного-постоянного тока. Часть 6. Синтез авиационно-бортовой комбинированной системы электроснабжения переменного-постоянного тока на базе унифицированных модулей многофункциональных преобразователей 34

А. А. Миронов

Особенности работы преобразователей с ШИМ-контроллером в режиме малых нагрузок и холостого хода 42

Е. В. Машуков; Г. М. Ульященко

Индикация последовательной аварийной дуги в авиационных системах постоянного тока с использованием характерных энергетических свойств нагрузок 46

А. В. Воронцов, Ю. Н. Либенко

Традиции и эволюции развития технических средств имитации видов и значений параметров качества входной электроэнергии РЭА 52

Компьютерная верстка: **В. В. Крючков**

А. В. Лукин, В. В. Макаров

ОПЫТ РАЗРАБОТКИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

A. V. Lukin,
V. V. Makarov

Low-power DC-DC converters
design experience

В статье рассмотрены одноканальные преобразователи постоянного напряжения с выходной мощностью от 3 Вт до 200 Вт рассчитанные на работу от сети постоянного тока с напряжением 9–36 В либо 18–75 В., имеющие стандартный ряд выходных напряжений от 2,5 В. до 27 В.

Ключевые слова: DC-DC преобразователь, мощность, удельная мощность, энергетические характеристики, прямоходовой преобразователь, обратноходовой преобразователь, модуль.

The paper considers single channel DC-DC converters with output power from 3 W to 200 W designed for operation with 9–36 V or 18–75 V DC mains with standard values of output voltages ranging from 2,5 V to 27 V.

Key words: DC-DC converter, power, specific power rating, energy characteristics, forward converter, fly-back converter, module.

За последние несколько лет удельные энергетические характеристики DC-DC преобразователей в среднем удвоились (в модулях с открытой кон-струкцией увеличились в 4 раза).

Так, например, в 2008–2009 гг. в корпусе с размерами 2" × 1" × 0,4" выпускались модули с выходной мощностью до 30 Вт, не на весь ряд выходных напряжений и типовым значением КПД до 87%.

В корпусе DIP-24 (1/16 Brick) реально была мощность 6–8 Вт с типовым значением КПД до 86% (были рекламные образцы с выходной мощностью до 12 В, но это была скорректированная электрическая мощность, реально на такую нагрузку модули не работали).

В корпусе 1/2 Brick предлагались модули на выходную мощность 75 Вт с типовым значением КПД 88%.

В последние годы в корпусе 2" × 1" × 0,4" на рынке появились модули с выходной мощностью 60 Вт и типовым значением КПД до 92 %. В корпусе DIP-24 – модули с выходной мощностью 15 Вт и КПД 90%. В корпусе 1/2 Brick – 160 Вт с КПД 91...92%.

Кроме повышенных удельных энергетических характеристик, модули последней генерации допускают работу в полном диапазоне изменения нагрузок. Большинство модулей поддерживают режим *Green Mode*. Уровень пульсаций выходного напряжения уменьшился незначительно, но теперь схема измерений пульсаций не имеет принципиального значения (убрана наведенная составляющая пульсаций).

Основные принципы миниатюризации хорошо известны (см. труды проф. Ю. И. Конева) и базируются на повышении рабочей частоты, использовании передовой элементной базы, новых схемотехнических и конструктивных – технологических решений.

Объяснить успехи последних лет “прорывом” в какой-то одной области, не получится, хотя развитие элементной базы за это время достигло значительных

успехов (транзисторы, диоды, микросхемы, керамические конденсаторы).

Вместе с тем, не появились схемотехнические решения, такого принципиально нового уровня, как в свое время были схемы, обеспечивающие режимы “Переключения при нуле тока (ПНТ)”, “Переключения при нуле напряжения (ПНН)”, “Граничного резонанса”, “Фазового сдвига”, “Активного клэмп (active clamp)” и др.

Удвоение удельных энергетических характеристик связано, прежде всего, с комплексным подходом к конструированию ИВЭП, при этом акцент может быть сделан на разные составляющие: электронная база, схемотехника, технология изготовления, поэтому повысить удельные энергетические характеристики можно несколькими путями. Здесь рассматривается, как это делается в “ММП-Ирбис”. Необходимо отметить, что немаловажное значение имеет фактор цены и ограничения, накладываемые на изделия с ВП.

В качестве базовой выбрана схема обратноходового преобразователя. Конечно, на 3 Вт и 200 Вт выходной мощности схемы существенно отличаются. Известные недостатки обратноходовой схемы (необходимость в демпфирующих цепях на силовом транзисторе и диодах, жесткие требования по току к выходному конденсатору и др.) были решены следующим образом.

Основным узлом обратноходового преобразователя является трансформатор, именно он в связке “силовой транзистор – силовой трансформатор – диод” в значительной степени определяет КПД всего устройства. Главное устранить паразитную емкость трансформатора. Конечно, важно уменьшить и индуктивность рассеивания обмоток, но она автоматически получается минимальной, так как витки обмоток располагаются строго в один слой, а необходимое сечение проводников получается параллельным включением слоев.

В нашем случае в модулях с выходной мощностью до 15 Вт используется один сердечник ER11/5, а в модулях с выходной мощностью до 30 Вт — два сердечника ER11/5.

Каркас этого сердечника допускает размещение семь витков провода диаметром 0,224 мм, и этого достаточно для первичной обмотки на частоте 412 кГц.

Вторым слоем укладывается вторичная обмотка, затем снова первичная. Поскольку второй слой первичной обмотки имеет большую индуктивность рассеивания, по сравнению с первым слоем, так как находится дальше от сердечника, то переменная составляющая тока по этому слою не протекает (или она незначительная). Следовательно, два слоя первичной обмотки не являются обкладками конденсатора, т. е. нет межслойной емкости. Это же относится и к вторичной обмотке.

Такая конструкция трансформатора полностью исключает необходимость в демпфирующих цепях для силового транзистора. На вторичной стороне демпфирующие цепи для диодов необходимы только при выходных напряжениях 24 В ... 27 В, и в режимах включения и выключения ИВЭП.

Поскольку закон регулирования в обратноходовых преобразователях пропорционален $k_3/(1 - k_3)$, а не k_3 , как в прямоходовых, обратное напряжение на выпрямительном диоде имеет меньшую величину и позволяет использовать диоды Шоттки с рабочим напряжением 200 В с очень большим запасом (k_3 — коэффициент заполнения импульсов: отношение времени импульса к периоду рабочей частоты) Это главное преимущество обратноходовых схем перед схемами с прямой передачей энергии, и в случае широкого диапазона изменения входного напряжения (1 : 4) является определяющим фактором выбора варианта построения ИВЭП.

Еще одним недостатком схем с обратным включением диода, является низкая эффективность схем синхронного выпрямления при выходных напряжениях 2,5–12 В. Эту проблему можно решить с помощью применения микросхемы с режимом *Prediction logic circuit*, когда транзистор синхронного выпрямителя выключается раньше, чем включается основной силовой транзистор, устраняя режим “сквозных токов”.

В качестве конденсаторов выходного фильтра используются керамические конденсаторы.

Печатная плата — многослойная, благодаря чему достигается экранирование силовых цепей и, как следствие, практически отсутствие высокочастотных колебаний напряжения на силовом диоде или транзисторе, в случае применения синхронного выпрямителя.

При выходных мощностях свыше 40 Вт, простая схема обратноходового преобразователя дополняется схемой активного ограничения (перемагничивания), что упрощает схему синхронного выпрямителя.

В модулях с выходной мощностью до 180 Вт, обмотки силового трансформатора интегрированы в

основную плату. На выходную мощность 200 Вт трансформатор выполняется с печатными обмотками.

В качестве силового ключа в модулях с выходной мощностью до 10 Вт используется транзистор FDS86141, а BSC123N08NS3G — на остальные исполнения. В модулях с выходной мощностью 200 Вт силовые транзисторы включены параллельно.

Во всех модулях схема управления построена на микросхеме LM5021MM-1. Начиная с мощности 75 В, токовый трансформатор, необходимый для формирования пилообразного напряжения для компаратора, заменен на резистор 2 мОм, сигнал с которого усиливается микросхемой серии XC6101. На этой же микросхеме строится и защита от перегрузок и КЗ в нагрузку. Поскольку микросхема LM5021MM-1 (корпус VSSOP) не имеет функций мониторинга входного напряжения и окружающей температуры, для реализации этих функций используется супервизор BD4843 в модулях с выходной мощностью до 15 Вт. На большие мощности, где необходима функция защиты от перегрева, используется супервизор LM2903D.

На выходные мощности свыше 200 Вт, целесообразнее использование схем с прямой передачей энергии.

В настоящее время в модулях питания производства большинства фирм практически не применяются одноконтурные схем управления. Как минимум используются два контура.

В случае схем с активным ограничением (*active clamp*), обязательно должна использоваться параметрическая связь по входному напряжению, воздействующая на амплитуду пилообразного напряжения, если модуль работает в режиме *Voltage Mode*, либо ограничивающая максимальный коэффициент заполнения импульсов для режима *Current Mode*.

Наличие параметрической связи серьезно облегчает обеспечение устойчивой работы ИВЭП со стандартными цепями коррекции, которые могут варьироваться, если требуется повышенная динамическая стабильность выходного напряжения при изменениях входного напряжения или тока нагрузки.

На рис. 1 показан модуль VP24-40-12/3,3; а на рис. 2 — модуль VP24-150-15/10.

Характеристики модулей приведены в табл. 1.

Таблица 1. Характеристики модулей

Параметр	VP24-40-12/3,3	VP24-40-12/3,3
Входное напряжение, В	9...36	9...36
Выходное напряжение, В	12	15
Максимальный ток нагрузки, А	3,3	10
Минимальный ток нагрузки, А	0	0
Ток потребления в режиме х. х. не более, мА	6	6
Пульсация	100	180
Размеры (Д × Ш × В), мм	57 × 33 × 12,5	61 × 58 × 12,5

Выводы

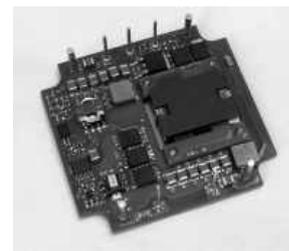
Использование принципов миниатюризации при проектировании модулей питания, а именно:



Рис. 1



Рис. 2



☞ структурного – минимально возможное количество силовых компонентов; закон регулирования, позволяющий использовать более низковольтные (более высокочастотные) силовые полупроводниковые элементы;

☞ энергетического и схемотехнического – силовые транзисторы с сопротивлением канала несколько мОм и небольшим суммарным зарядом затвора и зарядом сток-затвор, позволяющие снизить потери проводимости, увеличенные из-за применения обратноходовой схемы, и потери на переключения за счет уменьшения длительности фронтов;

☞ энергетического и схемотехнического – силовые транзисторы с сопротивлением канала несколько мОм и небольшим суммарным зарядом затвора и зарядом сток-затвор, позволяющие снизить потери проводимости,

увеличенные из-за применения обратноходовой схемы, и потери на переключения за счет уменьшения длительности фронтов;

☞ конструктивно-технологического – многослойные печатные платы с интегрированными в них обмотками силового трансформатора и дополнительным экранированием силовых цепей, позволяющие получить качественно новые процессы переключения близкие к идеальным с высокой повторяемостью результатов позволило создать ИВЭП по основным параметрам не уступающие лучшим мировым аналогам.

Макаров Вячеслав Владимирович, к. т. н., главный конструктор ООО "Ирбис-5", тел.: +7(495) 987-10-16.

В. Ф. Дмитриков, Д. В. Шушпанов, З. В. Зайцева, З. Х. Ягубов

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ВЫХОДНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ В МЕТОДИКЕ РАСЧЕТА УСТОЙЧИВОСТИ ИПН, РАБОТАЮЩЕГО НА КОМПЛЕКСНУЮ НАГРУЗКУ

V. F. Dmitrikov, D. V. Shushpanov,
Z. V. Zaitseva, Z. H. Yagubov

Using Converter Output Impedance for Switched Mode Voltage Converter Operating with Complex Load Stability Design Procedure

Рассмотрена особенность работы ИПН на линейную комплексную нагрузку. Показаны причины возникновения автоколебательного режима. Рассмотрена методика исследования возникновения автоколебательного режима в системе “ИПН – комплексная нагрузка” через расчет выходного сопротивления ИПН и сопротивления нагрузки.

The paper considers specifics of switched mode voltage converter (SMVC) operating with linear complex load. It analyses the technique of studying the causes of self-oscillation mode occurrence in “SMVC – complex load” system by computing SMVC output and load impedances.

Ключевые слова: устойчивость, ИПН, выходное сопротивление, каскадное соединение, комплексная нагрузка

Keywords: stability, switched mode voltage converter, output impedance, cascade connection, complex load.

На сегодняшний день в технических условиях изготовителем импульсных преобразователей напряжения (ИПН), как правило, не указывается на какую комплексную нагрузку должен и может работать ИПН. Не указывается в каких пределах могут изменяться запасы устойчивости ИПН по амплитуде и фазе, и в каких пределах могут изменяться динамические характеристики: перерегулирование по выходному напряжению, длительность переходного процесса при включении и отключении ИПН, скачкообразном изменении входного напряжения, при изменении характера комплексной нагрузки и ее значений. Сохраняется ли работоспособность ИПН при работе не на резистивную, а на комплексную нагрузку.

Ведь наиболее распространенный режим работы ИПН – это работа преобразователя на: резистивно-индуктивную, резистивно-емкостную или более сложную комплексную нагрузку. В реальности, ни один преобразователь не работает на резистивную нагрузку, на которую, как правило, рассчитывается производителем ИПН. Таким образом, практически всегда вместо преобразователя, работающего на ре-

зистивную нагрузку, получаем систему “преобразователь – комплексная нагрузка” (рис. 1). Устойчивость такой системы можно рассматривать как с позиции петлевого усиления преобразователя, работающего на комплексную нагрузку (рис. 1), так и с позиции каскадного соединения четырехполюсников: первый четырехполюсник – ИПН, второй четырехполюсник – комплексная нагрузка (рис. 2).

С позиции каскадного соединения четырехполюсников (рис. 2) система “преобразователь – комплексная нагрузка” устойчива, если во всей области частот не выполняется условие [1–3]

$$\frac{Z_{\text{ВЫХ}}^{(1)}(j\omega)}{Z_{\text{ВХ}}^{(2)}(j\omega)} = -1 \Leftrightarrow \begin{cases} |Z_{\text{ВЫХ}}^{(1)}(j\omega)| = |Z_{\text{ВХ}}^{(2)}(j\omega)|; \\ \arg(Z_{\text{ВЫХ}}^{(1)}(j\omega)) - \arg(Z_{\text{ВХ}}^{(2)}(j\omega)) = 180^\circ, \end{cases} \quad (1)$$

где $Z_{\text{ВЫХ}}^{(1)}(j\omega)$ – выходное сопротивление преобразователя, $Z_{\text{ВХ}}^{(2)}(j\omega) = Z_{\text{Н}}$ – комплексное сопротивление нагрузки.

Для комплексной нагрузки нахождение частотных характеристик (1 модуля и аргумента или активной и реактивной составляющей) не составляет труда, так как она является линейной (влияние зависимости индуктивности дросселя от протекающего через него тока не рассматривается).

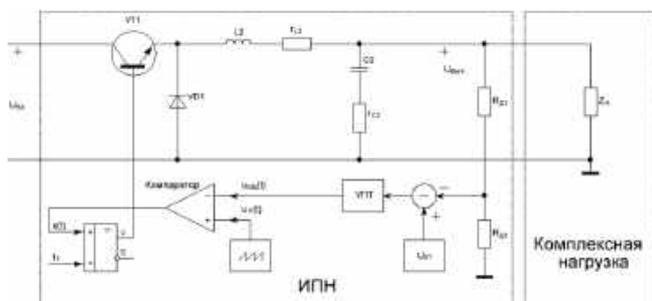


Рис. 1. Импульсный преобразователь напряжения, работающий на комплексную нагрузку

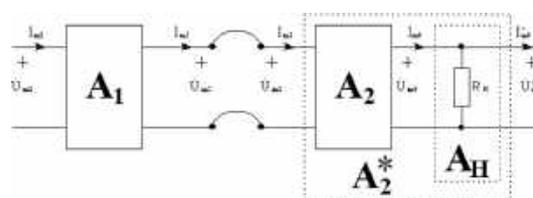


Рис. 2. Каскадное соединение четырехполюсников

Другое дело – импульсный преобразователь напряжения. Как видно из рис. 3 его выходная вольтамперная характеристика (ВАХ) имеет три участка: 1 – режим прерывистого тока дросселя (режим стабилизации выходного напряжения при малой нагрузке), имеющий нелинейный характер (0–2,5 А на рис. 3); 2 – режим непрерывного тока дросселя (режим стабилизации выходного напряжения), имеющий линейный характер (2,5–27,5 А на рис. 3); 3 – режим ограничения тока, имеющий линейный характер (27,5–30 А на рис. 3). Первый участок ВАХ при увеличении глубины ООС становится более похожим на второй участок ВАХ (рис. 3). Третий участок ВАХ в зависимости от схемы ограничения тока может иметь различный характер. В данном варианте он имеет линейный характер и не изменяется в зависимости от глубины ООС (рис. 3).

Расчет и измерение выходного сопротивления преобразователя

Комплексное выходное сопротивление ШИМ-преобразователя определяется введением в выходную цепь параллельно нагрузке гармонического источника тока с изменяемой амплитудой и частотой (рис. 4) [3–5].

После расчета выходного напряжения и выходного тока во временной области программа выполняет спектральный анализ переменных в стационарном режиме. Для этого на заданном временном интервале, равном целому числу периодов колебания, в соответствии с алгоритмом быстрого преобразования Фурье, проводится расчет спектра амплитуд и спектра фаз искомой переменной.

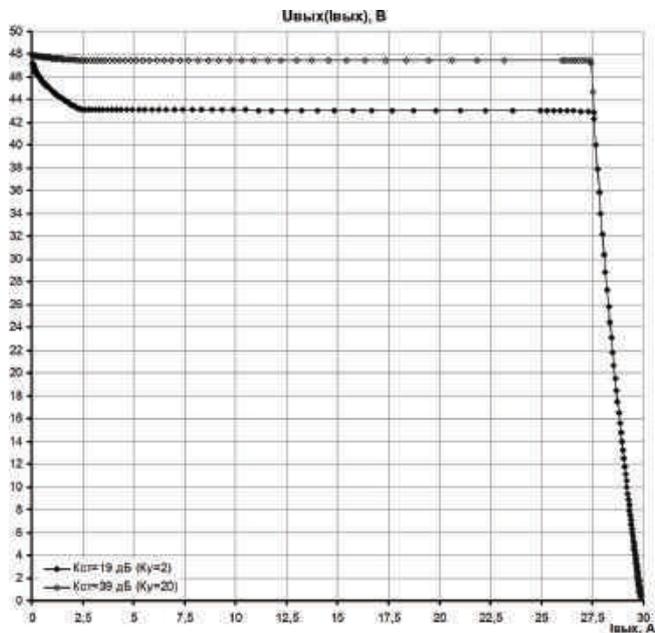


Рис. 3. Выходная ВАХ ($U_{\text{вых}} = f(I_{\text{вых}})$) ИПН понижающего типа ($L_1 = 50 \text{ мкГн}$, $C_1 = 40 \text{ мкФ}$, $r_{L1} = 50 \text{ мОм}$, $r_{C1} = 10 \text{ мОм}$, $U_{\text{ВХ}} = 160 \text{ В}$, $\alpha = 0,5$, $U_{\text{ЭТ}} = 24 \text{ В}$, $U_{\text{П}} = 18 \text{ В}$, $f_T = 132 \text{ кГц}$) при различных значениях коэффициента стабилизации (коэффициента усиления УПТ в цепи ООС)

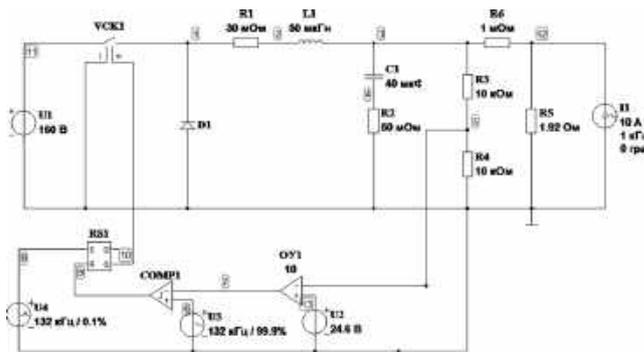


Рис. 4. Компьютерная модель измерения выходного сопротивления ИПН понижающего типа

Выполняя расчеты для различных значений частоты ω и амплитуды гармонического воздействия, и определяя комплексные амплитуды выходного напряжения $\dot{U}_{\text{ВЫХ}}$ и тока $\dot{I}_{\text{ВЫХ}}$ можно найти комплексное выходное сопротивление преобразователя

$$Z_{\text{ВЫХ}}(j\omega) = \dot{U}_{\text{ВЫХ}m} / \dot{i}_{\text{ВЫХ}m}$$

в широком диапазоне частот.

Для измерения ЧХ выходного сопротивления мощных систем [3–5] возмущение подается на выход через дополнительный усилитель (рис. 5). Сигнал выходного тока снимается с резистора – “датчика тока”, номинал которого выбирается с одной стороны не слишком большим, чтобы не влиять на систему, а с другой – не слишком малым, чтобы снимаемое напряжение не терялось на фоне шумов.

На рис. 6 приведены частотные характеристики выходного сопротивления ИПН с ООС по выходному напряжению ($U_{\text{ВХ}} = 160 \text{ В}$, $U_{\text{ВЫХ}} = 48 \text{ В}$, $L_1 = 50 \text{ мкГн}$, $C_1 = 40 \text{ мкФ}$, $r_{L1} = 50 \text{ мОм}$, $r_{C1} = 10 \text{ мОм}$, $K_u = 2$, $\alpha = 0,5$, $U_{\text{ЭТ}} = 24 \text{ В}$, $U_{\text{П}} = 18 \text{ В}$, $f_T = 132 \text{ кГц}$) рассчитанные в импульсной модели методом замкнутого контура [1–8] для различных участков ВАХ (рис. 3), т.е. для разных сопротивлений нагрузки. Из рис. 6 следует, что при работе на I участке ВАХ ($R_{\text{Н}} = 890 \text{ Ом}$) и на III участке ВАХ ($R_{\text{Н}} = 0,6 \text{ Ом}$) аргумент выходного сопротивления меняется в диапазоне от 0° до -90° (т.е. ИПН вырождается в цепь с одним реактивным элементом

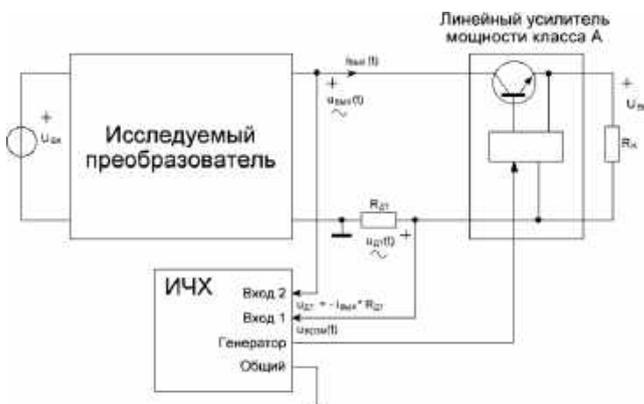


Рис. 5. Схема для измерения ЧХ выходного сопротивления мощной системы

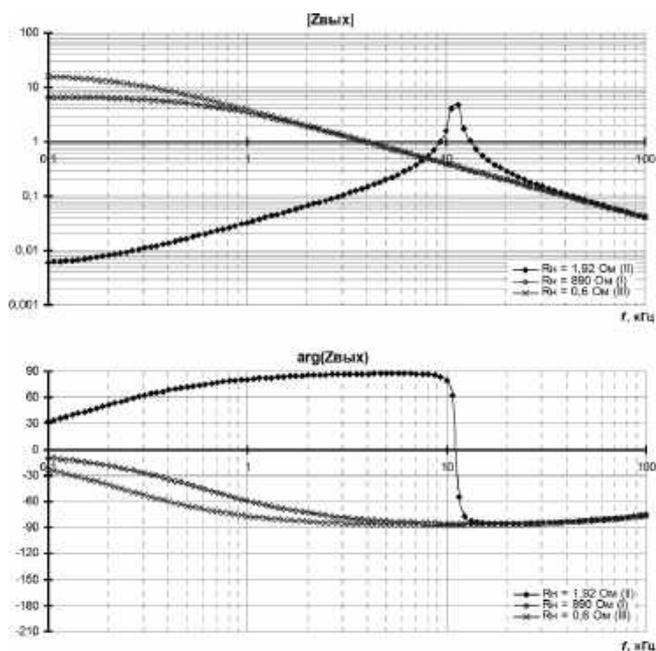


Рис. 6. Модуль и аргумент выходного сопротивления ИПН с ООС по выходному напряжению $K_y = 2$ с СФ с характеристиками Чебышева $A_0 = 64$ дБ ($L_1 = 50$ мкГн, $C_1 = 40$ мкФ, $r_{L1} = 50$ мОм, $r_{C1} = 10$ мОм), $U_{ВХ} = 160$ В, $U_{ВЫХ} = 48$ В, $\alpha = 0,5$, $U_{ЭТ} = 24$ В, $U_{П} = 18$ В, $f_T = 132$ кГц, рассчитанные методом замкнутого контура в импульсной модели

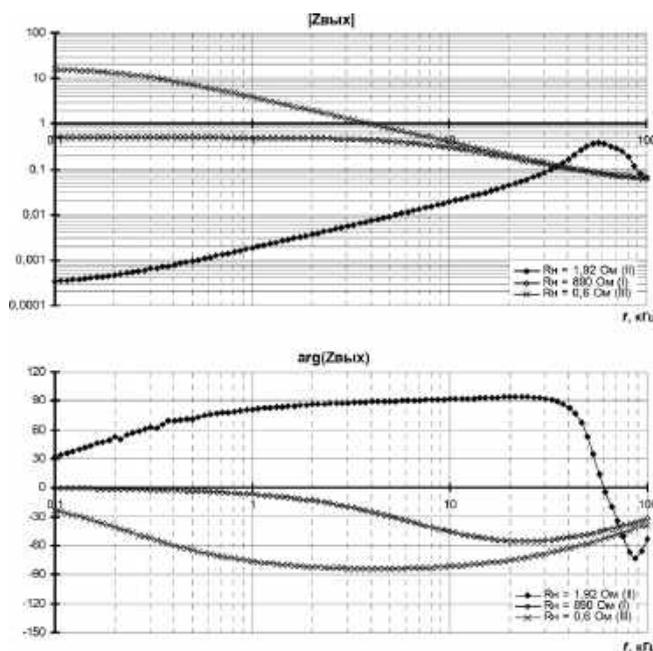


Рис. 7. Модуль и аргумент выходного сопротивления ИПН с ООС по выходному напряжению $K_y = 60$ с СФ с характеристиками Чебышева $A_0 = 64$ дБ ($L_1 = 50$ мкГн, $C_1 = 40$ мкФ, $r_{L1} = 50$ мОм, $r_{C1} = 50$ мОм), $U_{ВХ} = 160$ В, $U_{ВЫХ} = 48$ В, $\alpha = 0,5$, $U_{ЭТ} = 24$, $U_{П} = 18$ В, $f_T = 132$ кГц, рассчитанные методом замкнутого контура в импульсной модели

– конденсатором). Поскольку аргумент сопротивления любого линейного комплексного двухполюсника находится в диапазоне от $+90^\circ$ до -90° , то условие (1) для автогенерации не будет выполняться. В случае нелинейного двухполюсника ситуация будет иная. В режиме непрерывного тока дросселя и когда нет ограничения тока, т. е. при работе ИПН на II участке ВАХ ($R_H = 1,92$ Ом), аргумент выходного сопротивления меняется в диапазоне от $+90^\circ$ до -90° , но не достигает ни $+90^\circ$, ни -90° (рис. 6), т. е. здесь также не будет выполняться условие (1).

Таким образом, для выполнения условия (1) в системе “преобразователь – комплексная нагрузка” необходимо, чтобы аргумент выходного сопротивления ИПН превышал 90° . В случае увеличения глубины ООС (увеличение K_y с 2 до 60) и увеличения потерь в СФ ($r_{C1} = 50$ мОм) получаем область частот (10–30 кГц), в которой аргумент выходного сопротивления ИПН больше $+90^\circ$ (рис. 7). В этой области частот становится возможным выполнения условия (1), и может возникнуть автоколебательный режим работы ИПН.

Проверим сначала это условие в линейной модели ИПН. Выходное сопротивление ИПН, рассчитанное в линейной и импульсной моделях, будет различаться (рис. 8). Как было показано в работах [6, 7], это связано с нелинейной работой ШИМ-компаратора. Согласно описанному в [6, 8] скорректируем линейную модель преобразователя, уменьшив глубину ООС и добавив запаздывающее звено (рис. 9). В этом случае частотные характеристики выходного сопротивления линейной

и импульсной моделей будут близки, различие будет наблюдаться лишь в области высоких частот (рис. 10), что связано с нелинейной работой преобразователя. Для оценки устойчивости этого вполне достаточно, так как и линейная, и импульсная модели имеют ар-

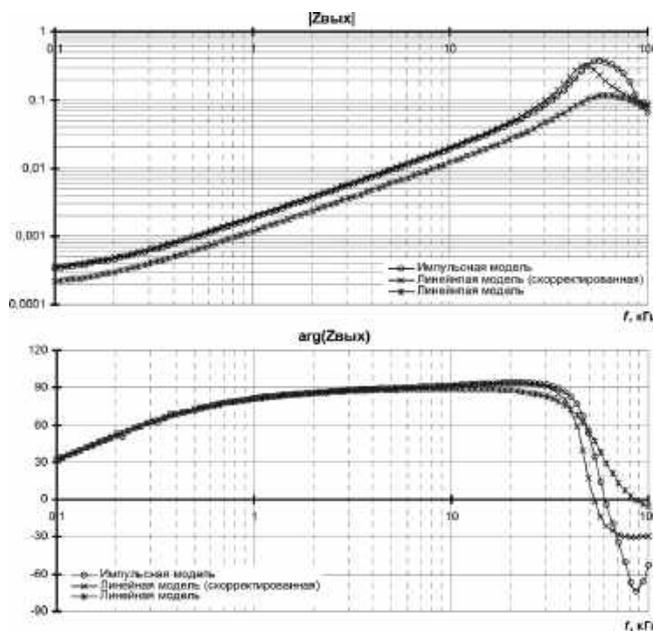


Рис. 8. Модуль и аргумент выходного сопротивления ИПН с ООС по выходному напряжению $K_y = 60$ с СФ с характеристиками Чебышева $A_0 = 64$ дБ ($L_1 = 50$ мкГн, $C_1 = 40$ мкФ, $r_{L1} = 50$ мОм, $r_{C1} = 50$ мОм, $R_H = 1,92$ Ом), $U_{ВХ} = 160$ В, $U_{ВЫХ} = 48$ В, $\alpha = 0,5$, $U_{ЭТ} = 24$ В, $U_{П} = 18$ В, $f_T = 132$ кГц, рассчитанные в линейной и импульсной моделях

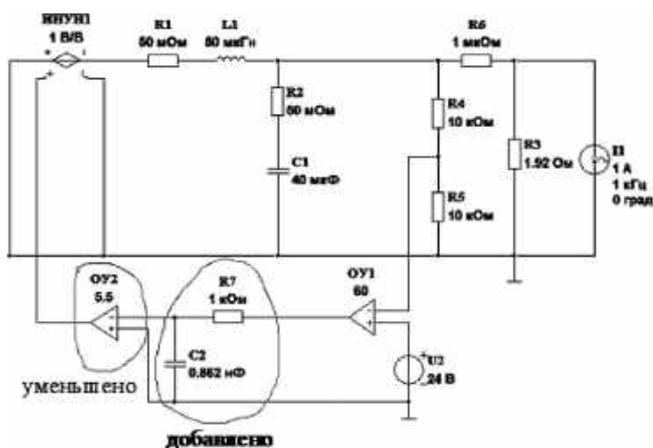


Рис. 9. Скорректированная линейная модель ИПН для расчета выходного сопротивления ИПН с ООС по выходному напряжению $K_y = 60$ с Ф с характеристиками Чебышева $A_0 = 64$ дБ ($L_1 = 50$ мкГн, $C_1 = 40$ мкФ, $r_{L1} = 50$ мОм, $r_{C1} = 50$ мОм, $R_H = 1,92$ Ом), $U_{вх} = 160$ В, $U_{вых} = 48$ В, $\alpha = 0,5$, $U_{ЭТ} = 24$ В, $U_H = 18$ В, $f_T = 132$ кГц

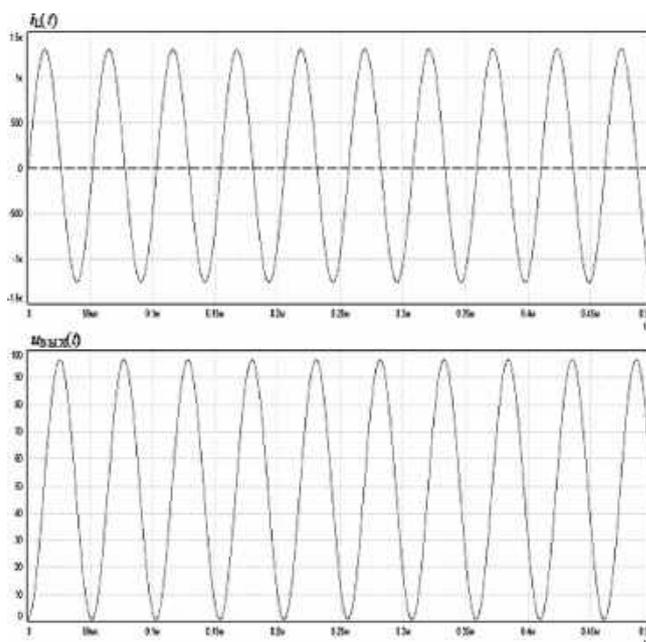


Рис. 11. Временные диаграммы тока дросселя $i_L(t)$ и напряжения на выходе ИПН $u_{вых}(t)$ в линейной модели “преобразователь–комплексная нагрузка” (рис. 10)

гумент выходного сопротивления больше 90° . Тогда в случае работы такого преобразователя на резистор, зашунтированный конденсатором 176 мкФ с малым паразитным сопротивлением $0,84$ мОм (индуктивность $L_2 = 10$ нГн представляет паразитную индуктивность проводов,) в линейной модели (рис. 10) будут наблюдаться автоколебания с частотой $19,6$ кГц (рис. 11). Это подтверждается частотными характеристиками выходного сопротивления преобразователя и сопротивлением комплексной нагрузки: амплитуды сопротивлений равны, а фазы отличаются на 180° (рис. 12) на частоте 20 кГц.

Но эти автоколебания не наблюдаются в импульсной модели. Вместо них лишь затухающие свободные колебания с частотой $25,6$ кГц (рис. 13).

При расчете частотных характеристик петлевого усиления ИПН, работающего на резистивную и комплексную нагрузки выяснено, что при работе ИПН на резистивную нагрузку (РН) частотные характеристики

петлевого усиления ИПН, рассчитанные в линейной (с учетом корректировок, сделанных выше – рис. 9) и импульсной моделях практически совпадают вплоть до половины тактовой частоты 66 кГц (рис. 14). В случае же комплексной нагрузки частотные характеристики петлевого усиления ИПН, рассчитанные в разных моделях существенно отличаются (рис. 14) – АЧХ, рассчитанная в импульсной модели, становится выше, а ФЧХ подымается в области верхних частот. Таким образом, в импульсной модели смещается вправо частота единичного усиления и ФЧХ не достигает -180 (рис. 14). Это не создает условие для генерации, что и наблюдается на временных диаграммах (рис. 13).

Изменение (по сравнению с линейной моделью) частотных характеристик импульсной модели ИПН

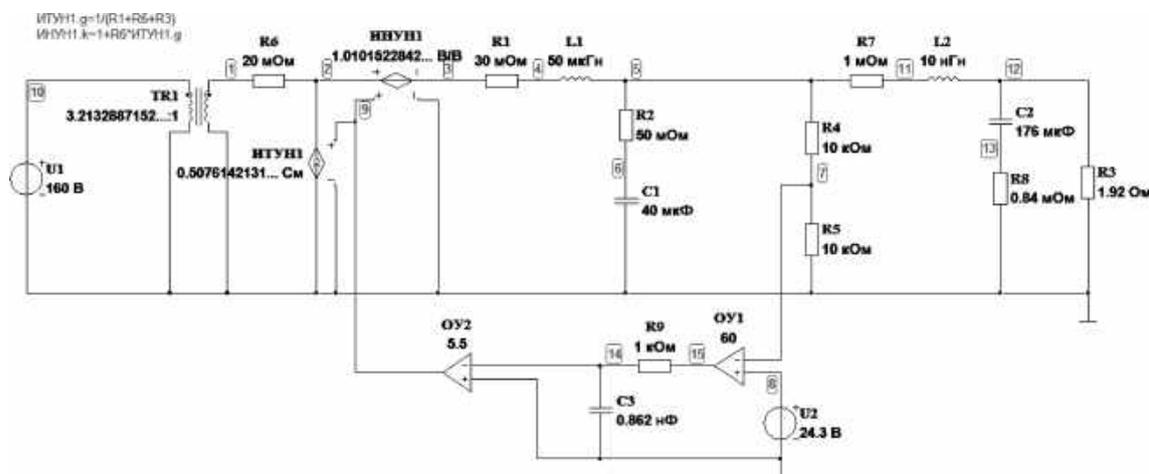


Рис. 10. Линейная модель системы “преобразователь–комплексная нагрузка”

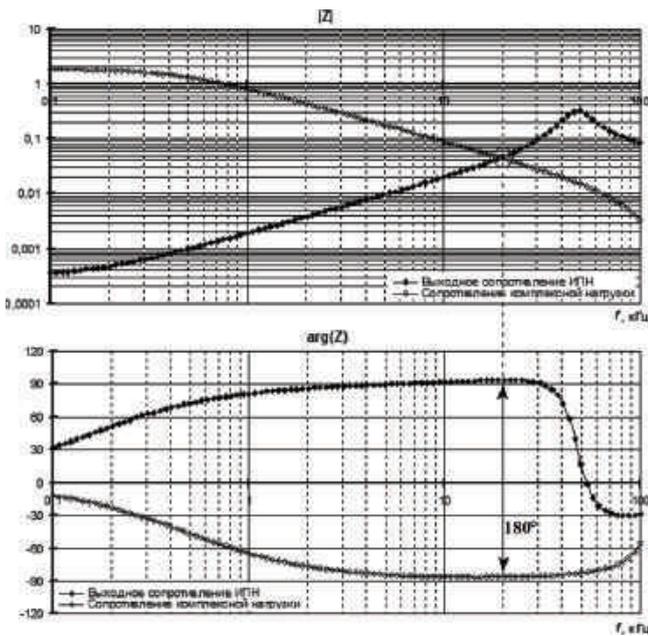


Рис. 12. Частотные характеристики выходного сопротивления ИПН (рассчитанные в линейной модели) и сопротивления комплексной нагрузки

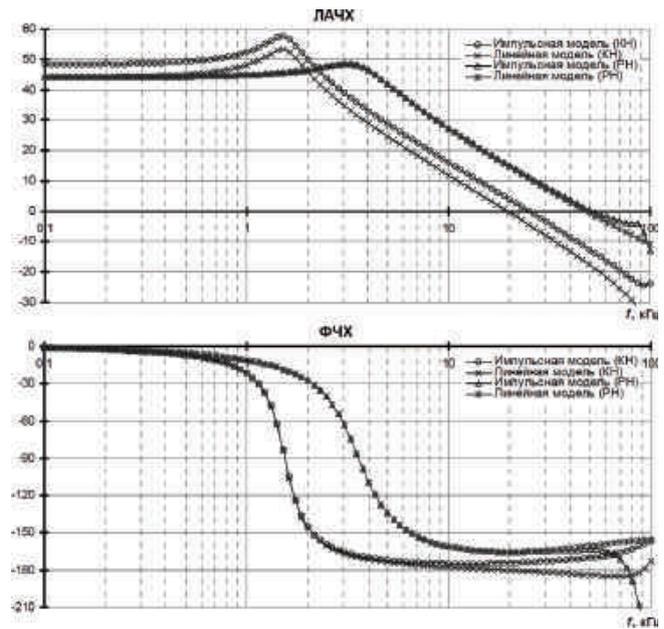


Рис. 14. АЧХ и ФЧХ петлевого усиления ИПН, работающего на резистивную (РН) и комплексную нагрузку (КН), рассчитанные в линейной и импульсной моделях

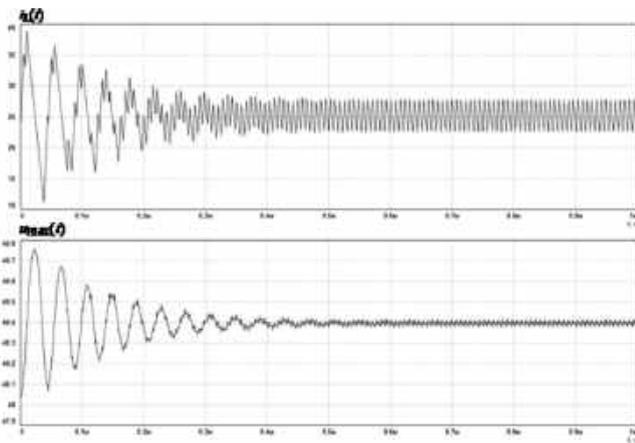


Рис. 13. Временные диаграммы тока дросселя $i_L(t)$ и напряжения на выходе ИПН $u_{\text{вых}}(t)$ в импульсной модели “преобразователь – комплексная нагрузка”

при работе на комплексную нагрузку связано с нелинейной работой ШИМ-компаратора. Несмотря на то, что в данном случае (рис. 14) мы получаем устойчивую систему, но запас устойчивости по фазе маленький ($\Delta\varphi = 6,6^\circ$), что недопустимо. Малый запас устойчивости по фазе может привести к неустойчивости и/или большой величине перерегулирования по току или напряжению и длительному переходному процессу, которые могут не соответствовать требованиям к ИПН.

В случае использования в качестве преобразователя ИПН с двухконтурной ООС по выходному напряжению и переменной составляющей тока дросселя с ПИ-звеном коррекции в контуре по напряжению (рис. 15) имеют место следующие частотные характеристики выходного сопротивления ИПН (рис. 16): ФЧХ выходного сопротивления выше $+90^\circ$ в широкой

полосе частот 0–2,6 кГц. Это делает преобразователь потенциально неустойчивым к комплексной нагрузке в этой области частот. Действительно, если нагрузку зашунтировать конденсатором 200 мкФ с паразитным резистивным сопротивлением 68 мОм, то ИПН возбуждается на частоте 1,8 кГц (рис. 17), что подтверждается частотными характеристиками: амплитуды сопротивлений равны, а фазы отличаются на 180° (рис. 16). В режиме автоколебаний ток дросселя колеблется от нуля до своего амплитудного значения (рис. 17). В случае уменьшения паразитного сопротивления конденсатора r_C или увеличения емкости конденсатора система входит в еще большую колебательность – увеличивается амплитуда колебания (рис. 18). И наоборот – режим автоколебаний исчезает (рис. 19). Это также подтверждается частотными характеристиками выходного сопротивления ИПН и сопротивления комплексной нагрузки (рис. 20).

Выводы

В статье рассмотрена особенность работы ИПН на линейную комплексную нагрузку и показано, что в ИПН, устойчиво работающем на номинальную резистивную нагрузку, может возникнуть автоколебательный режим при работе на комплексную нагрузку. Как правило, отечественные производители модулей ИПН не интересуются и не рассматривают проблему обеспечения устойчивой работы на комплексную нагрузку, не указывают запасы устойчивости ИПН по амплитуде и фазе. Хотя за рубежом этой проблеме уделяется большое внимание, и уже с 1980 г. множество зарубежных компаний (Америки, Японии, Великобритании, Сингапура) выпускают целые линейки приборов для измерения петлевого усиления, входного и выходного

сопротивлений, проходной характеристики, позволяющие исследовать устойчивость работы ИПН при работе их на комплексные нагрузки и в системах с

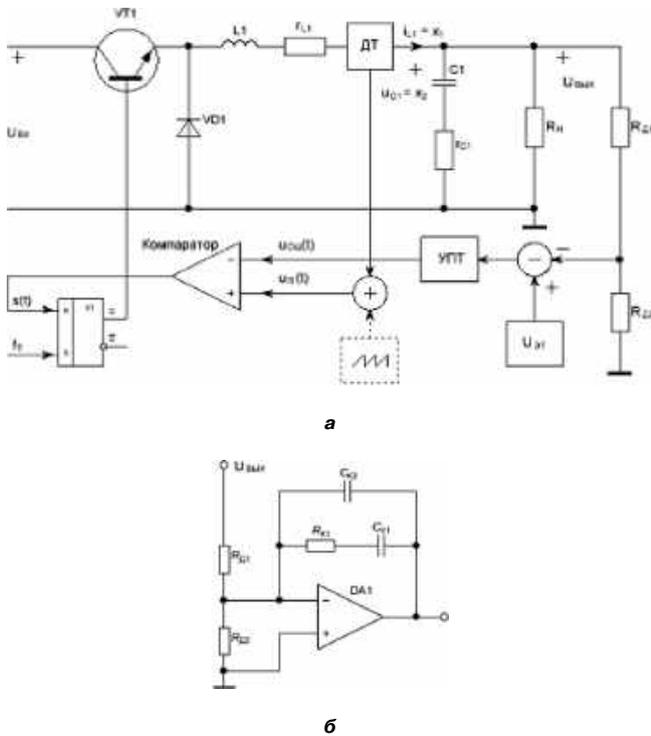


Рис. 15. Схема импульсного преобразователя напряжения понижающего типа с однозвенным СФ и двухконтурной ООС по выходному напряжению и току дросселя (а) и ПИ-звено коррекции (б), используемое в контуре по напряжению

двух- и трехкратным преобразованием энергии, когда используются каскадные соединения ИПН, имеющие комплексные входные и выходные сопротивления (причем дифференциальная резистивная составляющая входного сопротивления имеет отрицательную величину). По этой причине ряд отечественных производителей систем электропитания в различных отраслях техники, в частности, для надводных кораблей и подводных лодок, где используются сотни и даже тысячи источников электропитания вынуждены отказываться от закупки продаваемых модулей ИПН, которые будучи интегрированы в систему электропитания часто приводят к её неустойчивости и выходу из строя.

Исследованы причины автоколебательного режима, обусловленные возникновением дополнительной “внутренней” ООС, определяемой отношением выходного комплексного сопротивления преобразователя, работающего на комплексную нагрузку, к сопротивлению комплексной нагрузки.

Результаты расчета выходного сопротивления, полученные для линейных моделей ИПН, близки к результатам, полученным в импульсных моделях ИПН, если частота единичного петлевого усиления ИПН меньше 0,1–0,2 тактовой частоты. В этом случае в системе “ИПН – комплексная нагрузка” возникает автоколебательный режим, если выполняется условие (1). В случае, когда частота единичного петлевого усиления ИПН больше 0,2 тактовой частоты, из-за нелинейности работы преобразователя и при выполнении условия (1) может отсутствовать автоколебательный режим. Но в этом случае преобразователь находится

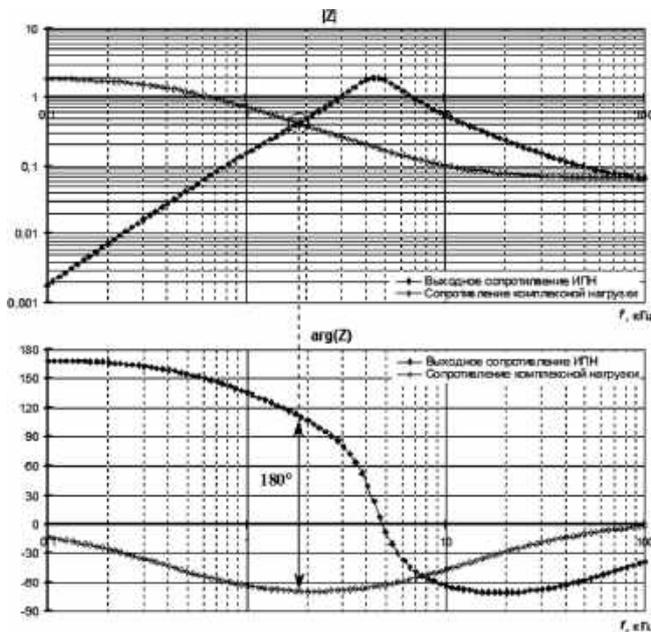


Рис. 16. Частотные характеристики выходного сопротивления ИПН ($L_1 = 50$ мкГн, $C_1 = 40$ мкФ, $r_{L1} = 30$ мОм, $r_{C1} = 50$ мОм, $R_H = 1,92$ Ом с ООС по $U_{вых}$ и переменной составляющей I_{L1} ($K_f = 2$) с ПИ звеном коррекции в контуре по напряжению ($R_{Д1} = R_{Д2} = 10$ кОм, $R_{К1} = 20$ кОм, $C_{К1} = 2$ нФ, $C_{К2} = 96,8$ пФ), рассчитанные в импульсной модели, и сопротивление комплексной нагрузки ($C_H = 200$ мкФ, $r_{C_H} = 68$ мОм, $R_H = 1,92$ Ом)

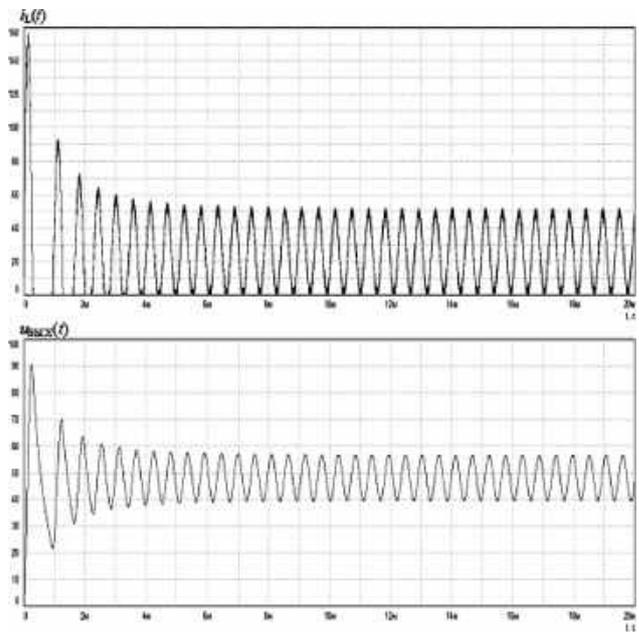


Рис. 17. Временные диаграммы тока дросселя $i_L(t)$ (1) и напряжения на выходе ИПН $u_{вых}(t)$ в импульсной модели “преобразователь ($L_1 = 50$ мкГн, $C_1 = 40$ мкФ, $r_{L1} = 30$ мОм, $r_{C1} = 50$ мОм, $R_H = 1,92$ Ом с ООС по $U_{вых}$ и переменной составляющей I_{L1} ($K_f = 2$) с ПИ звеном коррекции в контуре по напряжению ($R_{Д1} = R_{Д2} = 10$ кОм, $R_{К1} = 20$ кОм, $C_{К1} = 2$ нФ, $C_{К2} = 96,8$ пФ) – комплексная нагрузка ($C_H = 200$ мкФ, $r_{C_H} = 68$ мОм, $R_H = 1,92$ Ом)”

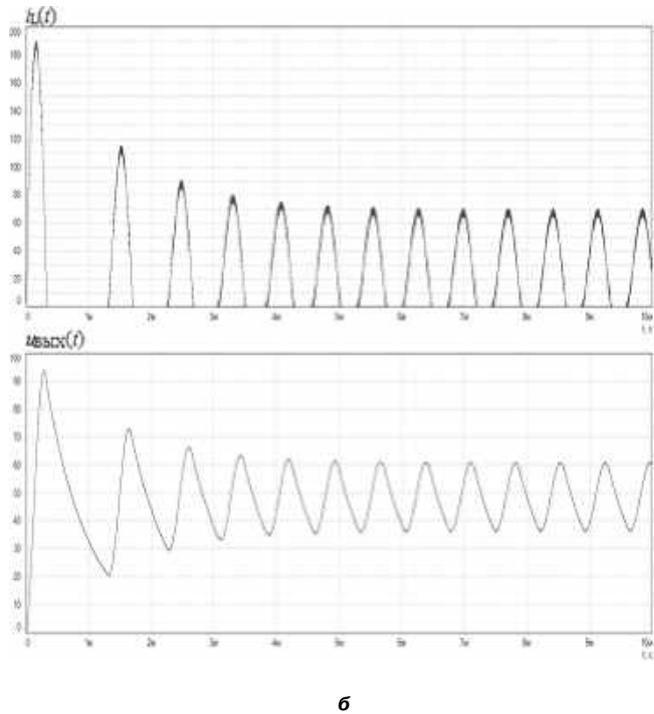
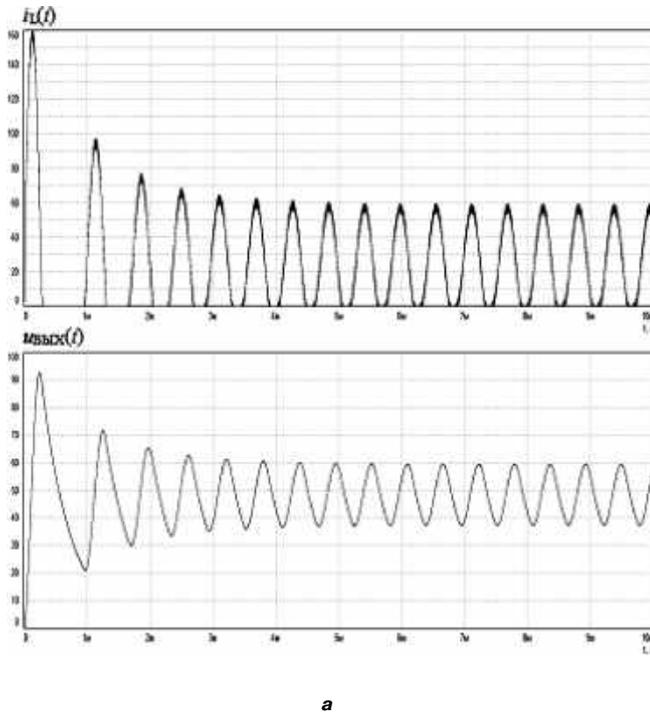


Рис. 18. Временные диаграммы тока дросселя $i_L(t)$ (1) и напряжения на выходе ИПН $u_{\text{вых}}(t)$ в импульсной модели “преобразователь ($L_1 = 50 \text{ мкГн}$, $C_1 = 40 \text{ мкФ}$, $r_{L1} = 30 \text{ мОм}$, $r_{C1} = 50 \text{ мОм}$, $R_H = 1,92 \text{ Ом}$ с ООС по $U_{\text{вых}}$ и переменной составляющей I_{L1} ($K_1 = 2$) с ПИ звеном коррекции в контуре по напряжению ($R_{D1} = R_{D2} = 10 \text{ кОм}$, $R_{K1} = 20 \text{ кОм}$, $C_{K1} = 2 \text{ нФ}$, $C_{K2} = 96,8 \text{ пФ}$) – комплексная нагрузка”:
 а – $C_H = 200 \text{ мкФ}$, $r_{C_H} = 50 \text{ мОм}$, $R_H = 1,92 \text{ Ом}$; б – $C_H = 300 \text{ мкФ}$, $r_{C_H} = 68 \text{ мОм}$, $R_H = 1,92 \text{ Ом}$

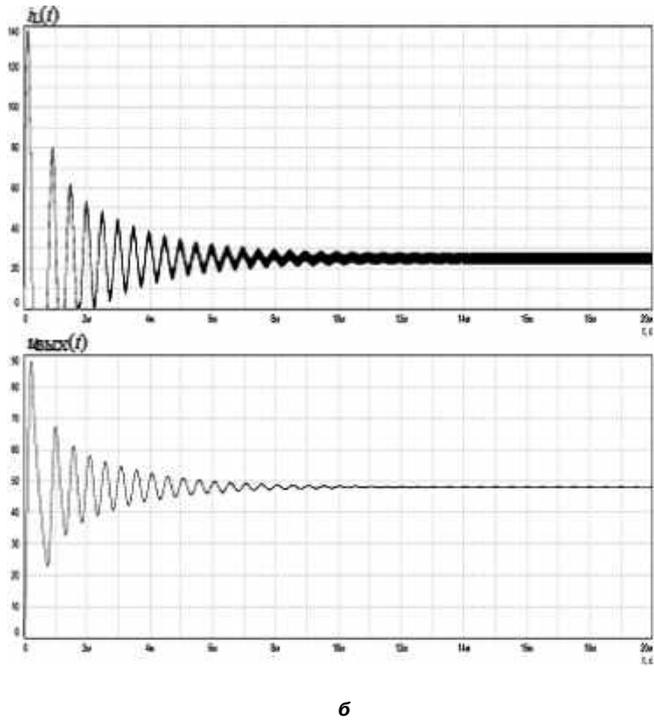
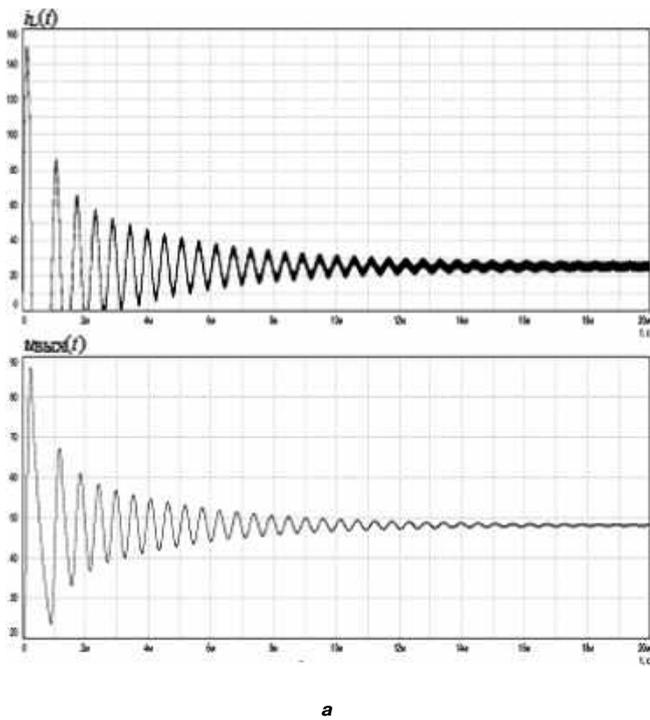


Рис. 19. Временные диаграммы тока дросселя $i_L(t)$ (1) и напряжения на выходе ИПН $u_{\text{вых}}(t)$ в импульсной модели “преобразователь ($L_1 = 50 \text{ мкГн}$, $C_1 = 40 \text{ мкФ}$, $r_{L1} = 30 \text{ мОм}$, $r_{C1} = 50 \text{ мОм}$, $R_H = 1,92 \text{ Ом}$ с ООС по $U_{\text{вых}}$ и переменной составляющей I_{L1} ($K_1 = 2$) с ПИ звеном коррекции в контуре по напряжению ($R_{D1} = R_{D2} = 10 \text{ кОм}$, $R_{K1} = 20 \text{ кОм}$, $C_{K1} = 2 \text{ нФ}$, $C_{K2} = 96,8 \text{ пФ}$) – комплексная нагрузка”:
 а – $C_H = 200 \text{ мкФ}$, $r_{C_H} = 100 \text{ мОм}$, $R_H = 1,92 \text{ Ом}$; б – $C_H = 150 \text{ мкФ}$, $r_{C_H} = 68 \text{ мОм}$, $R_H = 1,92 \text{ Ом}$

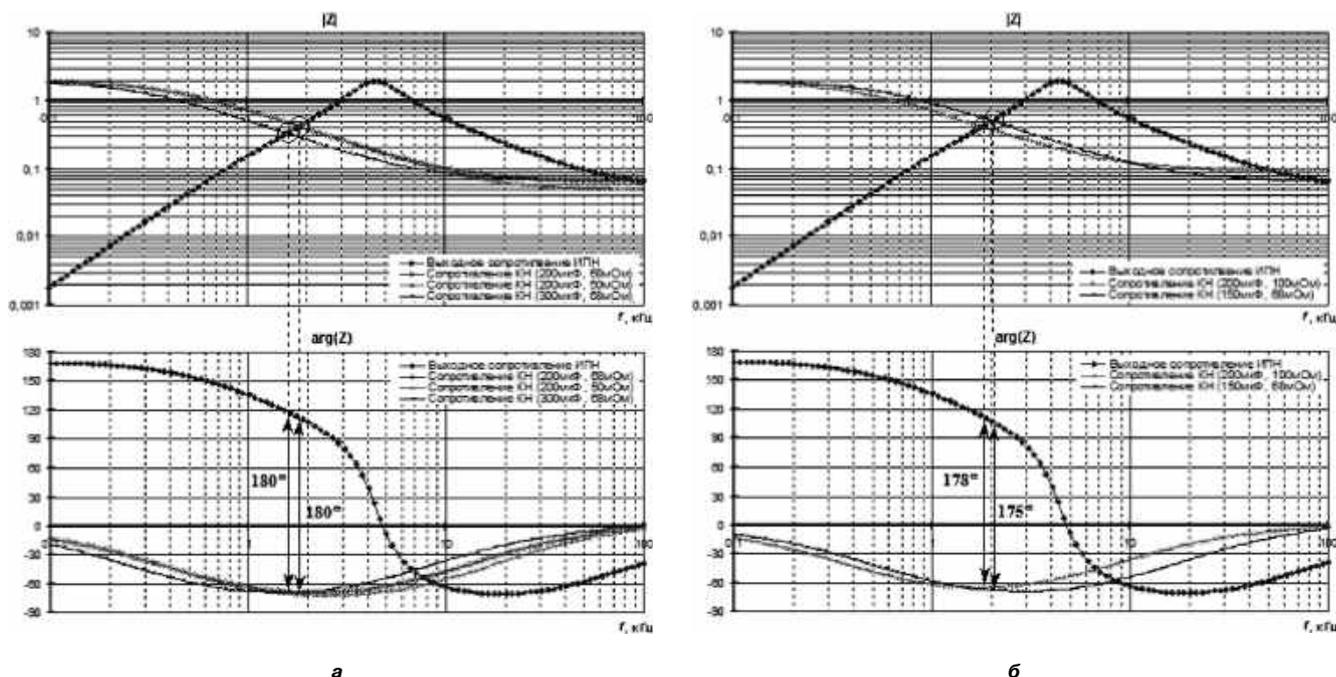


Рис. 20. Частотные характеристики выходного сопротивления ИПН ($L_1 = 50$ мкГн, $C_1 = 40$ мкФ, $r_{L1} = 30$ мОм, $r_{C1} = 50$ мОм, $R_H = 1,92$ Ом с ООС по UВЫХ и переменной составляющей IL1 ($KI = 2$) ПИ звеном коррекции в контуре по напряжению ($R_{D1} = R_{D2} = 10$ кОм, $R_{K1} = 20$ кОм, $C_{K1} = 2$ нФ, $C_{K2} = 96,8$ пФ)), рассчитанные в импульсной модели, и различным сопротивлению комплексной нагрузки, поясняющие: а – возникновение генерации (рис. 17, 18), б – срыв генерации (рис. 19)

на границе устойчивости, и поэтому данный режим работы ИПН нежелателен.

Литература

1. Дмитриков В. Ф., Самылин И. Н. Влияние комплексной нагрузки на устойчивость работы и динамические характеристики импульсных источников питания // Практическая силовая электроника. 2006. Вып. 21. С. 15–18.
2. Дмитриков В. Ф., Коржавин О. А., Шушпанов Д. В. Устойчивость распределенной системы электропитания с учетом промежуточных фильтров // Практическая силовая электроника. 2010. № 4. Вып. 40. С. 28–35.
3. Шушпанов Д. В. Высокоэффективные импульсные преобразователи напряжения с ШИМ и распределенные системы электропитания на их основе. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Специальность: 05.12.04 – “Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения”. СПб. 2005.
4. Самылин И. Н. Развитие теории, принципов построения транзисторных преобразователей напряжения и распределенных систем электропитания на их основе. Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук. Специальность: 05.12.04 – “Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения”. СПб. 2006. 434 с.
5. Дмитриков В. Ф., Сергеев В. В., Самылин И. Н. Повышение эффективности преобразовательных и радиотехнических устройств / М.: Радио и связь, 2005. – 424 с.
6. Самылин И. Н., Шушпанов Д. В., Сайко Н. Ю. Оценка погрешности метода усреднения и линеаризации для импульсного преобразователя напряжения понижающего

типа с обратной связью по выходному напряжению // Труды учебных заведений связи / СПбГУТ. СПб, 2005. № 173. С. 199–211.

7. Дмитриков В. Ф., Исаев В. М., Шушпанов Д. В., Кобелянский А. Е. Влияние пульсаций выходного напряжения импульсного преобразователя на коэффициент стабилизации выходного напряжения // Физика и технические приложения волновых процессов, Самара, 2009, том 12, № 1. С. 105–112.

8. Дмитриков В. Ф., Самылин И. Н., Шушпанов Д. В., Сайко Н. Ю. Оценка погрешности метода усреднения и линеаризации для импульсного преобразователя напряжения с дополнительной обратной связью по току конденсатора // Практическая силовая электроника. 2006. Вып. 24. С. 21–31.

Дмитриков Владимир Федорович, Заслуженный деятель науки РФ, д. т. н., профессор, почетный профессор кафедры “Теория электрических цепей и связи (ТЭЦиС)”, Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича (СПбГУТ), тел.: (812) 305-12-35, e-mail: Dmitrikov_VF@mail.ru;

Шушпанов Дмитрий Викторович, к. т. н., доцент кафедры ТЭЦиС, СПбГУТ, тел.: (812) 305-12-35, e-mail: dimasf@inbox.ru;

Зайцева Зинаида Викторовна, к. т. н., доцент кафедры ТЭЦиС, СПбГУТ, тел.: (812) 305-12-61, e-mail: zaitch13@gmail.com.

Ягубов Зафар Хан-Гусейнович, д. т. н., профессор, заведующий кафедрой “ЭАТП” УГТУ, тел.: +7(912) 947-41-19.

Г. А. Белов

АНАЛИЗ РАЗОМКНУТЫХ ИМПУЛЬСНЫХ СИСТЕМ С КОНЕЧНЫМ ВРЕМЕНЕМ ЗАМЫКАНИЯ ИМПУЛЬСНОГО ЭЛЕМЕНТА

G. A. Belov

Импульсные системы с конечным временем замыкания импульсного элемента широко распространены в динамических структурных моделях импульсных преобразователей и до настоящего времени учитывались приближенно заменой импульсного элемента последовательным соединением идеального импульсного элемента и формирующего звена. Однако такая замена допустима лишь при медленном изменении входного сигнала импульсного элемента. В предлагаемой статье излагается метод анализа разомкнутых импульсных систем с конечным временем замыкания импульсного элемента, который основан на работе Я. З. Цыпкина, но в отличие от нее ближе к чаще применяемым инженерами форме записи дискретного преобразования Лапласа и z-преобразованию. В статье получено выражение дискретного преобразования Лапласа для выходной величины системы при произвольном входном сигнале.

Ключевые слова: импульсные системы с конечным временем замыкания импульсного элемента; дискретное преобразование Лапласа (D-преобразование), прямое и обратное D-преобразование.

Analysis of open loop pulse systems with pulse element finite closing time

Pulse systems with pulse element finite closing time are in wide use among switched mode converters dynamic structural models. They were accounted for hitherto approximately by substituting the pulse element by the series connection of an ideal pulse element and formed link. However, such kind of substitution is admissible only with slow variation of the pulse element input signal. The paper presents the technique for open loop pulse systems with pulse element finite closing time based on Ya. Z. Tsyppkin's work. Nevertheless, to its contrary the presented technique is closer to discrete Laplace transform and z-transform notations frequently employed by engineers. The paper reveals the obtained equation of the discrete Laplace transform for the system output value under arbitrary input signal.

Key words: pulse systems with finite closing time of pulse element, discrete Laplace transform (D-transform), direct and inverse -transforms.

Анализ и синтез импульсных САР на практике проводятся в предположении, что замыкание импульсного элемента (ИЭ) осуществляется мгновенно, и импульсы имеют бесконечно малую ширину. Однако во многих реальных импульсных САР время замыкания конечно и поэтому шириной импульсов пренебрегать нельзя [1–3].

В литературе предложено несколько методов анализа импульсных САР с конечной длительностью замыкания: метод, основанный на применении задержанного z-преобразования и τ -преобразования [1]; применение р-преобразования [2]; метод, основанный на \bar{D} -преобразовании [3].

Анализ систем с конечным временем замыкания ИЭ необходим для точного исследования моделей импульсных преобразователей постоянного напряжения, поскольку их динамические модели наряду с идеальными ИЭ, генерирующими дельта-импульсы, содержат ИЭ, замыкающиеся на конечное время [4–9].

В статье рассматривается разомкнутая импульсная система с конечным временем замыкания ИЭ, которая называется также амплитудно-импульсной системой второго рода (АИСИИ) [3], пользуясь методом, предложенным Я. З. Цыпкиным. Однако в отличие от книги Я. З. Цыпкина, где используется переменная e^q , где $q = pT$, q и p – комплексные переменные, в предлагаемой статье используется переменная e^{pT} , что приводит к некоторым отличиям в полученных выражениях.

На рис. 1а приведена схема АИСИИ, где время замыкания ИЭ γT записано под изображением ключа. Учитывая выражение выходной переменной ИЭ

$$y(t) = \begin{cases} x(t), & n \leq \frac{t}{T} \leq n + \gamma; \\ 0, & n + \gamma \leq \frac{t}{T} \leq n + 1, \end{cases}$$

найдем ее преобразование Лапласа

$$Y(p) = \int_0^{\infty} e^{-pt} y(t) dt = \sum_{n=0}^{\infty} \int_{nT}^{nT+\gamma T} e^{-pt} x(t) dt.$$

Произведя замену переменной согласно равенству $t - nT = \varepsilon T$, получим

$$Y(p) = T \sum_{n=0}^{\infty} \int_0^{\gamma} e^{-p(n+\varepsilon)T} x(nT + \varepsilon T) d\varepsilon.$$

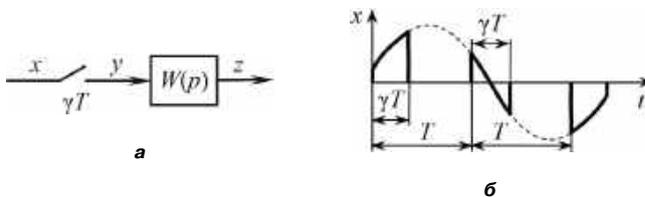


Рис. 1. Схема АИСИИ (а) и временная диаграмма (б)

откуда, изменив порядок суммирования и интегрирования, найдем

$$Y(p) = T \int_0^{\gamma} e^{-pT\varepsilon} \left[\sum_{n=0}^{\infty} e^{-pTn} x(nT + \varepsilon T) \right] d\varepsilon.$$

Но

$$\sum_{n=0}^{\infty} e^{-pTn} x(nT + \varepsilon T) = X^*(p, \varepsilon) \quad (1)$$

представляет собой дискретное преобразование Лапласа, называемое также прямым D -преобразованием, которое при обозначении $z = e^{pT}$ переходит в смещенное z -преобразование.

Следовательно,

$$Y(p) = T \int_0^{\gamma} e^{-pT\varepsilon} X^*(p, \varepsilon) d\varepsilon. \quad (2)$$

а изображение выходной величины в системе (рис. 1а) будет определяться из равенства

$$Z(p) = W(p)Y(p) = TW(p) \int_0^{\gamma} e^{-pT\varepsilon} X^*(p, \varepsilon) d\varepsilon. \quad (3)$$

Выражение (3) позволяет определять выходную переменную $z(t)$ по известной входной $x(t)$ с помощью обратного преобразования Лапласа.

В дальнейшем переменную $x(t) = x(nT + \varepsilon T)$ будет обозначать как $x(n, \varepsilon)$, где $0 \leq \varepsilon \leq 1$, n – целое число.

При дальнейших преобразованиях выражения (3) будем использовать прямое \bar{D} -преобразование, устанавливающее связь дискретного преобразования Лапласа $F^*(p, \varepsilon)$ с изображением по Лапласу $F(p)$ функции $f(t)$ [3].

Прямое \bar{D} -преобразование определяется выражением

$$\begin{aligned} \bar{D}[F(p)] = F^*(p, \varepsilon) &= \frac{1}{T} \sum_{r=-\infty}^{\infty} F(p + jr\omega_0) e^{(p+jr\omega_0)\varepsilon T}, \quad f(0) = 0; \\ F^*(p, \varepsilon) &= \frac{1}{T} \sum_{r=-\infty}^{\infty} F(p + jr\omega_0) e^{(p+jr\omega_0)\varepsilon T} + \frac{f(0)}{2}, \quad f(0) \neq 0, \end{aligned} \quad (4)$$

где $\omega_0 = 2\pi/T$.

Обратное \bar{D} -преобразование

Умножим обе части (4) на $e^{-pT\varepsilon}$ и проинтегрируем по ε от 0 до 1. Тогда получим

$$\begin{aligned} \int_0^1 e^{-pT\varepsilon} F^*(p, \varepsilon) d\varepsilon &= \\ &= \frac{1}{T} \sum_{r=-\infty}^{\infty} \int_0^1 e^{-pT\varepsilon} F(p + jr\omega_0) e^{(p+jr\omega_0)\varepsilon T} d\varepsilon = \\ &= \frac{1}{T} \sum_{r=-\infty}^{\infty} F(p + jr\omega_0) \int_0^1 e^{jr\omega_0\varepsilon T} d\varepsilon. \end{aligned} \quad (5)$$

Но с учетом равенства $\omega_0 T = 2\pi$ имеем

$$\int_0^1 e^{jr\omega_0\varepsilon T} d\varepsilon = \frac{1}{jr\omega_0 T} (e^{jr2\pi} - 1) = \begin{cases} 0, & r \neq 0; \\ 1, & r = 0, \end{cases}$$

поскольку

$$\lim_{r \rightarrow 0} \frac{e^{jr2\pi} - 1}{jr2\pi} = \lim_{r \rightarrow 0} \frac{2\pi j e^{jr2\pi}}{2\pi j} = 1.$$

Следовательно, из (5) получаем

$$\int_0^1 e^{-pT\varepsilon} F^*(p, \varepsilon) d\varepsilon = \frac{1}{T} F(p).$$

Итак, обратное \bar{D} -преобразование выражается формулой

$$F(p) = T \int_0^1 e^{-pT\varepsilon} F^*(p, \varepsilon) d\varepsilon. \quad (6)$$

Примеры

1. Пусть

$$F^*(p, \varepsilon) = \frac{e^{pT} e^{-aT\varepsilon}}{e^{pT} - e^{-aT}}.$$

Тогда по формуле (6) найдем

$$\begin{aligned} F(p) &= T \frac{e^{pT}}{e^{pT} - e^{-aT}} \int_0^1 e^{-aT\varepsilon} e^{-pT\varepsilon} d\varepsilon = \\ &= -T \frac{e^{pT}}{(e^{pT} - e^{-aT})(a+p)} e^{-(a+p)T\varepsilon} \Big|_0^1 = \\ &= -\frac{e^{pT}}{(e^{pT} - e^{-aT})(a+p)} [e^{-(a+p)T} - 1] = \frac{1}{p - a}. \end{aligned}$$

2. Дано

$$F^*(p) = \frac{e^{pT}}{e^{pT} - 1}.$$

Тогда по формуле (6)

$$\begin{aligned} F(p) &= T \frac{e^{pT}}{e^{pT} - 1} \int_0^1 e^{-pT\varepsilon} d\varepsilon = \\ &= -T \frac{e^{pT}}{(e^{pT} - 1)pT} e^{-pT\varepsilon} \Big|_0^1 = \\ &= -\frac{e^{pT}}{(e^{pT} - 1)p} (e^{-pT} - 1) = \frac{1}{p}. \end{aligned}$$

Приведенные примеры подтверждают правильность формулы (6).

Приведем теорему об определении \bar{D} -преобразования от произведения $e^{-\gamma Tp} F(p)$ (теорема (28) в книге [3], стр. 210), где $\gamma < 1$.

С учетом равенства (4) можем записать

$$\begin{aligned} \bar{D}[e^{-\gamma Tp} F(p)] &= \\ &= \frac{1}{T} \sum_{r=-\infty}^{\infty} e^{-\gamma T(p+jr\omega_0)} F(p+jr\omega_0) e^{(p+jr\omega_0)\varepsilon T} = \\ &= \frac{1}{T} \sum_{r=-\infty}^{\infty} F(p+jr\omega_0) e^{(p+jr\omega_0)(\varepsilon-\gamma)T} = \\ &= F^*(p, \varepsilon - \gamma), \quad \varepsilon > \gamma. \end{aligned} \quad (7)$$

При $\varepsilon < \gamma$ представим (7) в виде

$$\bar{D}[e^{-\gamma Tp} F(p)] = \frac{1}{T} \sum_{r=-\infty}^{\infty} F(p+jr\omega_0) e^{-(p+jr\omega_0)T} e^{(p+jr\omega_0)(1+\varepsilon-\gamma)T}.$$

Поскольку $\omega_0 T = 2\pi$ и

$$e^{-jr\omega_0 T} = e^{-jr2\pi} = \cos r2\pi - j \sin r2\pi = 1,$$

получим

$$\begin{aligned} \bar{D}[e^{-\gamma Tp} F(p)] &= \frac{1}{T} \sum_{r=-\infty}^{\infty} [F(p+jr\omega) e^{-pT}] \times \\ &\times e^{(p+jr\omega_0)(1+\varepsilon-\gamma)T} = e^{-pT} F^*(p, 1+\varepsilon-\gamma). \end{aligned} \quad (8)$$

Таким образом,

$$\bar{D}[e^{-\gamma Tp} F(p)] = \begin{cases} e^{-pT} F^*(p, 1+\varepsilon-\gamma), & 0 \leq \varepsilon \leq \gamma; \\ F^*(p, \varepsilon-\gamma), & \gamma \leq \varepsilon \leq 1. \end{cases} \quad (9)$$

При $\gamma = 1$ из (7) получаем

$$\bar{D}[e^{-Tp} F(p)] = e^{-pT} F^*(p, \varepsilon). \quad (10)$$

Для получения для системы рис. 1а уравнений АИСII относительно изображений в смысле дискретного преобразования Лапласа подвергнем уравнение (3) \bar{D} -преобразованию

$$\bar{D}[Z(p)] = Z^*(p, \varepsilon) = \bar{D} \left[TW(p) \int_0^\gamma e^{-pT\lambda} X^*(p, \lambda) d\lambda \right],$$

где $\lambda < 1$.

Изменив порядок интегрирования и взятия \bar{D} -преобразования, получим

$$Z^*(p, \varepsilon) = T \int_0^\gamma \bar{D}[W(p) e^{-pT\lambda}] X^*(p, \lambda) d\lambda. \quad (11)$$

Согласно равенствам (9)

$$\bar{D}[W(p) e^{-pT\lambda}] = \begin{cases} e^{-pT} W^*(p, 1+\varepsilon-\lambda), & 0 \leq \varepsilon \leq \lambda; \\ W^*(p, \varepsilon-\lambda), & \lambda \leq \varepsilon \leq 1. \end{cases} \quad (12)$$

Тогда уравнение (11) принимает вид

$$Z^*(p, \varepsilon) = \begin{cases} T \int_0^\gamma e^{-pT} W^*(p, 1+\varepsilon-\lambda) X^*(p, \lambda) d\lambda, & 0 \leq \varepsilon \leq \lambda; \\ T \int_0^\gamma W^*(p, \varepsilon-\lambda) X^*(p, \lambda) d\lambda, & \lambda \leq \varepsilon \leq 1. \end{cases} \quad (13)$$

В отличие от АИСI для АИСII (рис. 1а) в общем случае невозможно в явном виде ввести понятие передаточной функции.

Более подробно равенства (13) представляются в виде

$$Z^*(p, \varepsilon) = \begin{cases} T \int_0^\varepsilon W^*(p, \varepsilon-\lambda) X^*(p, \lambda) d\lambda + \\ + T e^{-pT} \int_\varepsilon^\gamma W^*(p, 1+\varepsilon-\lambda) X^*(p, \lambda) d\lambda, & 0 \leq \varepsilon \leq \gamma; \\ T \int_0^\gamma W^*(p, \varepsilon-\lambda) X^*(p, \lambda) d\lambda, & \gamma \leq \varepsilon \leq 1. \end{cases} \quad (14)$$

При $0 \leq \varepsilon \leq \gamma$ (рис. 2а), если λ меняется от 0 до ε , то $\varepsilon - \lambda > 0$, справедливо второе равенство (13), используя которое получаем первое слагаемое в первом равенстве (14). Если λ меняется от ε до γ , то $0 < \varepsilon < \lambda$, справедливо первое равенство (13) и получается второе слагаемое в первом равенстве (14).

Если $\gamma \leq \varepsilon \leq 1$ (рис. 2б), λ меняется от 0 до γ , то $\varepsilon - \lambda$ всегда больше 0. Тогда справедливо второе равенство (13) и получается второе равенство (14).

Примеры

При воздействии вида скачка $x(t)$ имеем его изображение (\bar{D} -преобразование)

$$X^*(p, \lambda) = \frac{e^{pT}}{e^{pT} - 1},$$

которое не зависит от λ , и из (14) получим

$$\begin{aligned} Z^*(p, \varepsilon) &= T \frac{e^{pT}}{e^{pT} - 1} \left[\int_0^\varepsilon W^*(p, \varepsilon-\lambda) d\lambda + \right. \\ &\left. + e^{-pT} \int_\varepsilon^\gamma W^*(p, 1+\varepsilon-\lambda) d\lambda \right], \quad 0 \leq \varepsilon \leq \gamma; \\ Z^*(p, \varepsilon) &= T \frac{e^{pT}}{e^{pT} - 1} \left[\int_0^\gamma W^*(p, \varepsilon-\lambda) d\lambda \right], \quad \gamma \leq \varepsilon \leq 1 \end{aligned} \quad (15)$$

Рассмотрим систему (рис. 1а) при

$$W(p) = \frac{K_1}{1+T_1 p}.$$

По таблицам [3] имеем

$$W^*(p, \varepsilon) = \frac{K_1}{T_1} \frac{e^{pT} e^{-\varepsilon T/T_1}}{e^{pT} - e^{-T/T_1}}. \quad (16)$$

Пусть на вход системы воздействует смещенная решетчатая функция

$$x(n, \varepsilon) = e^{-\alpha(n+\varepsilon)T}, \quad (17)$$



Рис. 2. Пояснение диапазонов изменения λ

изображение которой имеет вид

$$X^*(p, \varepsilon) = \frac{e^{pT} \cdot e^{-\alpha T \varepsilon}}{e^{pT} - e^{-\alpha T}}. \quad (18)$$

На основании выражения (14) при $0 \leq \varepsilon \leq \gamma$ имеем (19), а при $\gamma \leq \varepsilon \leq 1 - (20)$.

Как видно из (17), случай $\alpha = 0$ соответствует скачкообразному воздействию, изображение которого определяется формулой

$$X^*(p, \varepsilon) = \frac{e^{pT}}{e^{pT} - 1}.$$

Тогда из (19) и (20)

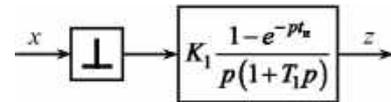
$$Z^*(p, \varepsilon) = \begin{cases} K_1 \frac{e^{pT}}{e^{pT} - 1} \left[1 - \frac{e^{pT} - e^{-T/T_1(1-\gamma)}}{e^{pT} - e^{-T/T_1}} e^{-\varepsilon T/T_1} \right], & 0 \leq \varepsilon \leq \gamma; \\ K_1 \frac{e^{pT}}{e^{pT} - 1} \left[\frac{e^{pT} (e^{\gamma T/T_1} - 1)}{e^{pT} - e^{-T/T_1}} e^{-\varepsilon T/T_1} \right], & \gamma \leq \varepsilon \leq 1. \end{cases} \quad (21)$$

Поскольку при скачкообразном воздействии рассматриваемая система (рис. 1а) сводится к разомкнутой линейной импульсной системе с импульсным элементом, формирующим прямоугольные импульсы, представленной на рис. 3а, где $t_{и} = \gamma T$, то выражения (21) могут быть проверены методом z-преобразования.

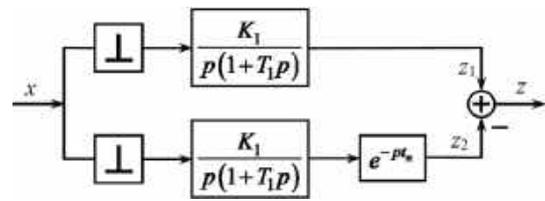
Схема на рис. 3а преобразуется к параллельному соединению двух разомкнутых импульсных систем (рис. 3б).

По таблице [10] находим

$$Z_1(z, \varepsilon) = K_1 \left(\frac{z}{z-1} - \frac{z d^\varepsilon}{z-d} \right) X(z, 0),$$



а



б

Рис. 3. Разомкнутые линейные импульсные системы, эквивалентные системе на рис. 1а при скачкообразном входном воздействии

где $d = e^{-T/T_1}$. Тогда z-преобразования выходных величин параллельно соединенных систем (рис. 3б) определяются выражениями

$$Z_1(z, \varepsilon) = K_1 \left(\frac{z}{z-1} - \frac{z d^\varepsilon}{z-d} \right) X(z, 0),$$

$$Z_2(z, \varepsilon) = \begin{cases} K_1 z^{-1} \left(\frac{z}{z-1} - \frac{z d^{1+\varepsilon-\gamma}}{z-d} \right) X(z, 0), & 0 \leq \varepsilon \leq \gamma; \\ K_1 \left(\frac{z}{z-1} - \frac{z d^{\varepsilon-\gamma}}{z-d} \right) X(z, 0), & \gamma \leq \varepsilon \leq 1, \end{cases}$$

а z-преобразование выходной величины всей системы

$$\begin{aligned} Z^*(p, \varepsilon) &= T \frac{K_1}{T_1} \int_0^\varepsilon \frac{e^{pT} e^{-(\varepsilon-\lambda)T/T_1}}{e^{pT} - e^{-T/T_1}} \frac{e^{pT} e^{-\alpha T \lambda}}{e^{pT} - e^{-\alpha T}} d\lambda + T e^{-pT} \frac{K_1}{T_1} \int_\varepsilon^\gamma \frac{e^{pT} e^{-(1+\varepsilon-\lambda)T/T_1}}{e^{pT} - e^{-T/T_1}} \frac{e^{pT} e^{-\alpha T \lambda}}{e^{pT} - e^{-\alpha T}} d\lambda = \\ &= T \frac{K_1}{T_1} \frac{e^{pT} e^{-\varepsilon T/T_1}}{(e^{pT} - e^{-T/T_1})(e^{pT} - e^{-\alpha T})} \left[e^{pT} \int_0^\varepsilon e^{(T/T_1 - \alpha T)\lambda} d\lambda + e^{-T/T_1} \int_\varepsilon^\gamma e^{(T/T_1 - \alpha T)\lambda} d\lambda \right] = \\ &= \frac{K_1}{T_1} \frac{e^{pT} e^{-\varepsilon T/T_1}}{(e^{pT} - e^{-T/T_1})(e^{pT} - e^{-\alpha T})} \frac{e^{pT} \left[e^{\left(\frac{1}{T_1} - \alpha\right) T \varepsilon} - 1 \right] + e^{-T/T_1} \left[e^{\left(\frac{1}{T_1} - \alpha\right) T \gamma} - e^{\left(\frac{1}{T_1} - \alpha\right) T \varepsilon} \right]}{1/T_1 - \alpha} = \\ &= \frac{K_1}{T_1} \frac{e^{pT} e^{-\varepsilon T/T_1}}{(e^{pT} - e^{-T/T_1})(e^{pT} - e^{-\alpha T})} \frac{e^{\left(\frac{1}{T_1} - \alpha\right) T \varepsilon} (e^{pT} - e^{-T/T_1}) + e^{\left(\frac{1}{T_1} - \alpha\right) T \gamma} - e^{pT}}{1/T_1 - \alpha}. \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} Z^*(p, \varepsilon) &= T \frac{K_1}{T_1} \int_0^\gamma \frac{e^{pT} e^{-(\varepsilon-\lambda)T/T_1}}{e^{pT} - e^{-T/T_1}} \frac{e^{pT} e^{-\alpha T \lambda}}{e^{pT} - e^{-\alpha T}} d\lambda = T \frac{K_1}{T_1} \frac{e^{2pT} e^{-\varepsilon T/T_1}}{(e^{pT} - e^{-T/T_1})(e^{pT} - e^{-\alpha T})} \int_0^\gamma e^{\left(\frac{1}{T_1} - \alpha\right) \lambda T} d\lambda = \\ &= \frac{K_1}{T_1} \frac{e^{2pT} e^{-\varepsilon T/T_1}}{(e^{pT} - e^{-T/T_1})(e^{pT} - e^{-\alpha T})} \frac{e^{\left(\frac{1}{T_1} - \alpha\right) T \gamma} - 1}{1/T_1 - \alpha}. \end{aligned} \quad (20)$$

$$Z(z, \varepsilon) = Z_1(z, \varepsilon) - Z_2(z, \varepsilon) = \begin{cases} K_1 \left[1 - \frac{(z - d^{1-\gamma})d^\varepsilon}{z - d} \right] X(z, 0), & 0 \leq \varepsilon \leq \gamma; \\ K_1 \frac{z(d^{\varepsilon-\gamma} - d^\varepsilon)}{z - d} X(z, 0), & \gamma \leq \varepsilon \leq 1. \end{cases} \quad (22)$$

Здесь $X(z, 0) = z/(z - 1)$.

Если в выражениях (21) обозначить $e^{pT} = z$, $e^{-T/T_1} = d$, то они совпадают с выражениями (22). Это подтверждает правильность формул (21), (19), (20).

Аналогично (19) и (20), определяющих дискретные преобразования Лапласа (D -преобразование) выходного сигнала $z(t)$ при экспоненциально изменяющемся входном сигнале $x(t) = e^{at}$, то по формулам (14) могут быть найдены дискретные преобразования Лапласа $Z^*(p, \varepsilon)$ при других входных сигналах.

Литература

1. Ту Ю. Т. Цифровые и импульсные системы автоматического управления. Пер. с англ. — М.: Машиностроение, 1964. — 704 с.
2. Джури Е. И. Импульсные системы автоматического регулирования. Пер. с англ. — М.: Москва, 1963. — 455 с.
3. Цыпкин Я. З. Теория линейных импульсных систем. — М.: Физматиз, 1963. — 968 с.

4. Белов Г. А. Динамические модели инвертирующего импульсного стабилизатора напряжения // Электричество. — 1990. — № 4. — С. 48–54.

5. Белов Г. А. Структурные модели и исследование динамических импульсных преобразователей // Электричество. — 2008. — № 4. — С. 40–49.

6. Белов Г. А. Нелинейные дискретные структурные динамические модели импульсных ППН // Силовая электроника. — 2014. — № 3 (48). — С. 80–83.

7. Белов Г. А. Линеаризованные дискретные структурные динамические модели импульсных ППН // Силовая электроника. — 2014. — № 4 (49). — С. 74–80.

8. Белов Г. А. Дискретные структурные динамические модели понижающего импульсного ППН при модуляции момента включения силового транзистора и двусторонней модуляции // Силовая электроника. — 2015. — № 5 (56). — С. 40–44.

9. Белов Г. А. Теория импульсных преобразователей. — Чебоксары: Изд-во Чуваш. гос. ун-та, 2016. — 330 с.

10. Бесекерский В. А. Цифровые автоматические системы. — М.: Наука, 1976. — 576 с.

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

В. И. Волков, В. В. Крючков

СПОСОБ СИНТЕЗА МНОГОУРОВНЕВЫХ НАПРЯЖЕНИЙ, АППРОКСИМИРУЮЩИХ СИНУСОИДАЛЬНОЕ

V. I. Volkov,
V. V. Kryuchkov

Multilevel voltages approximating sinewave
synthesis technique

Уровень электрификации существующих и перспективных летательных аппаратов, в том числе самолетов, требует повышения качества электроэнергии для питания ответственных потребителей переменным напряжением высокого качества.

В статье приведен способ синтеза многоуровневых напряжений, обеспечивающего повышение качества напряжения на входе силового фильтра за счет снижения коэффициента гармоник (k_n) многоуровневого напряжения. Предложенный способ может быть реализован как в однофазных, так и в трехфазных инверторах.

Ключевые слова: инвертор, синтез, многоуровневое напряжение, коэффициент гармоник.

Electrification level of conventional and prospective flying vehicles and aircraft in particular, requires electric power upgrading for critical electric energy consumers of high quality AC power.

The paper presents multilevel voltages synthesis technique allowing improve output filter multilevel input voltage quality through its total harmonic distortion (THD) reduction. The suggested technique can be implemented for either single-phase or three-phase inverters.

Key words: inverter, synthesis, multilevel voltage, total harmonic distortion.

Неуклонное повышение энергооборуженности современных летательных аппаратов (ЛА) и повышение требований к качеству электроэнергии на борту ЛА требуют поиска новых подходов, структур и способов управления бортовыми преобразователями напряжения. Инверторы напряжения (преобразователи постоянного напряжения в переменное заданного качества) являются важной составной частью системы электроснабжения любого ЛА, поскольку они выполняют функции не только резервных источников питания, но и источников питания для бортовых устройств и систем, требующих повышенного качества синусоидального напряжения как однофазного, так и трехфазного.

Качество выходного напряжения инвертора обеспечивается с помощью выходного индуктивно-емкостного фильтра, параметры которого оказывают существенное влияние на массу и габариты всего инвертора. 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 [11–16].

Один из способов повышения качества импульсного напряжения на входе силового фильтра – формирование многоуровневых напряжений [1–14]. Такой способ позволяет сочетать исключение низших из высших гармоник со снижением коэффициента гармоник, поскольку повышение числа уровней приближает форму импульсного напряжения к синусоидальной. Вместе с тем, расчетные амплитуды уровней трудно реализовать с помощью промежуточного звена постоянного тока вследствие их дробных значений. Округление этих значений приводит к существенному изменению спектрального состава многоуровневого напряжения.

Формирование многоуровневых напряжений с помощью вейвлетов Хаара [12, 14] позволяет исключать низшие из высших гармонических составляющих. Однако центры уровней таких напряжений находятся в координатах, кратных $\pi/4$, что существенно затруднит их реализацию в трехфазных системах.

Рассматриваемый способ позволяет формировать уровни с координатами центров, кратными $\pi/6$, что позволит реализовывать их как в однофазных, так и в трехфазных инверторах.

Способ синтеза многоуровневого напряжения

Пусть $f(x)$ – ступенчатая функция, аппроксимирующая функцию $\sin(x)$. Если N – число уровней ступенчатой функции на интервале $[0, 2\pi]$, то, принимая во внимание нечетность $f(x)$, амплитуда n -ой гармоники $f(x)$ определится как

$$B_n = \frac{4 \sin\left(\frac{\pi n}{N}\right)}{\pi n} \sum_{k=0}^{N-2} U_k \sin\left[\frac{\pi n(2k+1)}{N}\right], \quad (1)$$

где U_k – напряжение k -го уровня функции $f(x)$;
 $n = 2p + 1$; $p = 0, 1, \dots$

Если на интервале $[0, \pi/2]$ укладывается целое число уровней, т. е. $N = 4k$, то из (1) получим

$$B_n = \frac{8 \sin\left(\frac{\pi n}{N}\right)}{\pi n} \sum_{k=0}^{N-4} U_k \sin\left[\frac{\pi n(2k+1)}{N}\right]. \quad (2)$$

Рассмотрим случай, когда $N = 12$, и на четверти периода функции $f(x)$ формируются три уровня. Следовательно, на периоде основной гармоники $[0, 2\pi]$ полностью будет сформировано шестиуровневое

напряжение. При этом, длительность одного уровня составит

$$\delta = \frac{2\pi}{N} = \frac{\pi}{6}, \quad (3)$$

т. е. координаты центров уровней будут кратны $\pi/12$. Тогда из (2) получаем

$$B_n = \frac{4}{n\pi} \left[U_0 + \Delta U_1 \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) + \Delta U_2 \cos\left(\frac{n\pi}{3}\right) \right], \quad (4)$$

где U_0 , U_1 , и U_2 – напряжения соответствующих уровней, а

$$\Delta U_1 = U_1 - U_0; \quad \Delta U_2 = U_2 - U_1.$$

Задача состоит в исключении максимального числа высших гармоник из спектра $f(x)$. Для решения задачи введем функцию $h_n(a,b,c)$ следующего вида:

$$h_n(a,b,c) = a + b \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) + c \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{3}\right). \quad (5)$$

Для исключения n -ой гармоники необходимо функцию $h_n(a,b,c)$ приравнять нулю, а затем положить $U_0 = a$, $\Delta U_1 = b$, и $\Delta U_2 = c$. Таким образом, задача сводится к решению уравнения:

$$a + b \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) + c \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{3}\right) = 0 \quad (6)$$

для заданного n и при $a > 0$, $b \geq 0$, $c \geq 0$.

Поскольку n – нечетное число, оно может принимать только следующие значения:

$$n \equiv 1 \vee n \equiv 3 \vee n \equiv 5 \pmod{6}.$$

Если $n \equiv 3 \pmod{6}$, то $n = 3(2p + 1)$, $p = 0, 1, 2, \dots$, и уравнение (6) имеет решение при $a = c$. В этом случае из спектра многоуровневого напряжения исключаются 3-я и кратные ей гармоники, а функция h принимает вид:

$$h(a,b) = 2a \cdot \cos^2\left(\frac{n\pi}{6}\right) + b \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right). \quad (7)$$

Приравняв (7) нулю, получим:

$$\cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) = -\frac{b}{2a}. \quad (8)$$

Уравнение (8) имеет решение при выполнении условия: $b/(2a) \leq 1$ ($b \geq 0$ и $a > 0$). Тогда:

$$b = a\sqrt{3} \quad (9)$$

и гармоники с номерами $n \equiv 5$ и $n \equiv 7 \pmod{12}$ могут быть исключены.

Остается определить значение коэффициента a . Это можно сделать двумя способами.

Равенство энергий ступенчатой и синусоидальной функций

Если энергия E ступенчатой функции $f(x)$ за период равна энергии функции $\sin(x)$, выполняется равенство:

$$E = 4 \cdot \frac{2\pi}{N} \cdot \sum_{k=0}^{N-4} U_k^2 = \int_0^{2\pi} \sin^2(x) dx = \pi. \quad (10)$$

При $N = 12$ с учетом (8), получим:

$$a = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{2 + \sqrt{3}}} = 0,258819.$$

Тогда:

$$U_0 = a;$$

$$U_1 = a(1 + \sqrt{3}) = 0,707107;$$

$$U_2 = a(2 + \sqrt{3}) = 0,965926,$$

Легко видеть, что центры уровней находятся в точках $\pi/12$, $3\pi/12$ и $5\pi/12$, а амплитуды уровней равны:

$$U_i = \sin(2i + 1)\pi/12,$$

где $i = 0; 1; 2$.

В результате получаем аппроксимацию, при которой амплитуда каждого уровня равна синусу от координаты середины интервала, занимаемого соответствующим уровнем напряжения. Форма многоуровневого напряжения и начальный участок его спектрального состава показаны на рис. 1. Рассчитанная амплитуда основной гармоники $B_1 = 0,9887$, а рассчитанный коэффициент гармоник при учете 101 высшей гармоники: THD = 15.165 PERCENT.

Равенство амплитуд основной гармоники ступенчатого и синусоидального напряжений

В этом случае необходимо потребовать, чтобы амплитуда основной гармоники многоуровневого напряжения B_1 была равна амплитуде синусоидального напряжения. Тогда из (3):

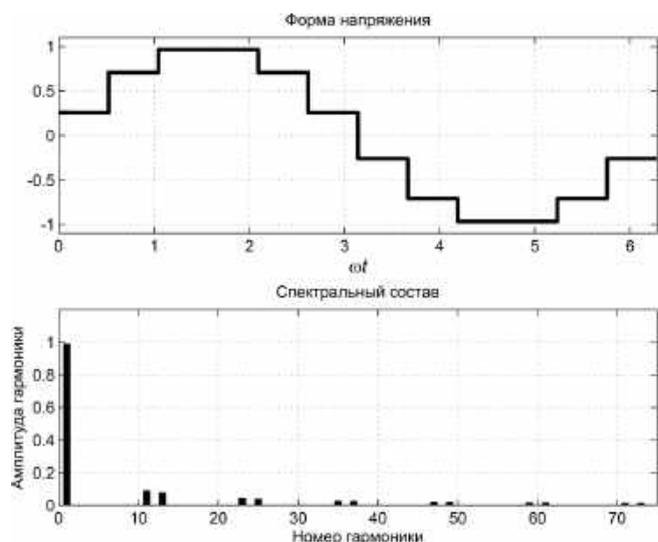


Рис. 1. Форма и спектральный состав многоуровневого напряжения при условии равенства энергий ступенчатой и синусоидальной функций

$$B_1 = \frac{4}{\pi} \left[a \left(1 + \cos \frac{\pi}{3} \right) + b \cos \frac{\pi}{6} \right] = 1, \quad (11)$$

откуда с учетом (9) вычислим амплитуды уровней функции $f(x)$:

$$U_0 = \frac{\pi}{12} = 0,261799;$$

$$U_1 = \frac{\pi}{12} (1 + \sqrt{3}) = 0,715249;$$

$$U_2 = \frac{\pi}{12} (2 + \sqrt{3}) = 0,977049.$$

Форма многоуровневого напряжения и начальный участок его спектрального состава показаны на рис. 2. $B_1 = 1$. Рассчитанный коэффициент гармоник при учете 101 высшей гармоники: THD = 15.165 PERCENT. Энергия многоуровневой функции за период равна $1,02\pi$.

Реализация способа формирования многоуровневого напряжения

Рассмотренный способ формирования шестиуровневого напряжения на выходе инвертора дает амплитуды отдельных уровней, которые достаточно трудно реализовать вследствие их дробных значений. Рассмотрим шестиуровневое напряжение с координатами центров уровней, рассчитанными согласно (8), и округлив амплитуды уровней до значений $U_0 = 0,25$; $U_1 = 0,75$ и $U_2 = 1$.

Форма такого напряжения и начальный участок его спектрального состава при учете 101 высшей гармоники показаны на рис. 3. Расчетный коэффициент гармоник составил: THD = 15.289 PERCENT.

Обеспечить подобный коэффициент гармоник многоимпульсного напряжения, реализуемого тради-

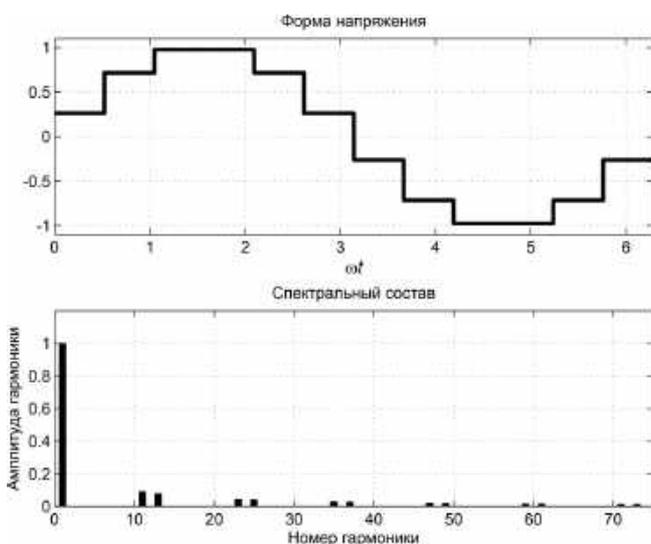


Рис. 2. Форма и спектральный состав многоуровневого напряжения при условии равенства амплитуды основной гармоники ступенчатой функции и амплитуды синусоидальной функций

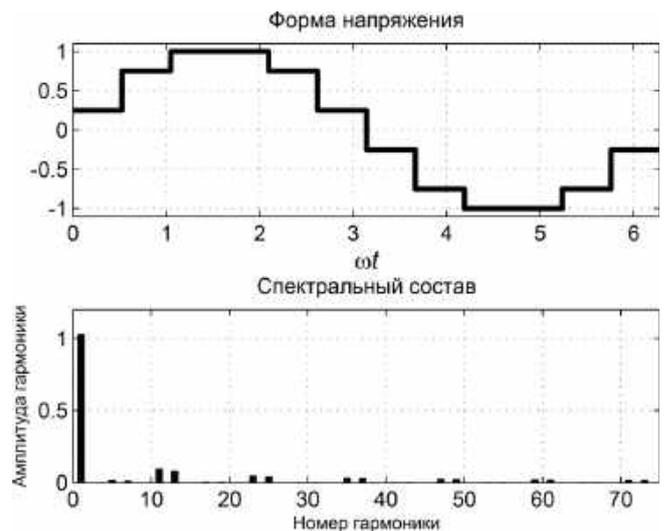


Рис. 3. Форма и спектральный состав шестиуровневого напряжения с амплитудами уровней $U_0 = 0,25$; $U_1 = 0,75$ и $U_2 = 1$

ционными методами двухуровневой или трехуровневой ШИМ по синусоидальному закону, либо ШИР-КД [15] практически невозможно.

Схема модели шестиуровневого инвертора с выходным напряжением 115 В, 400 Гц и мощностью 1250 ВА, созданная в *MATLAB Simulink*, показана на рис. 4. Параметры выходного фильтра, обеспечивающего качество выходного напряжения согласно [18], рассчитаны по методике, приведенной в [16] ($L_f = 1,3$ мН и $C_f = 2$ мкФ).

Результаты моделирования приведены на рис. 5, а результаты спектрального анализа напряжений на входе и выходе силового фильтра с помощью блока *powergui* – на рис. 6.

Коэффициент гармоник напряжения на входе фильтра несколько больше расчетного (THD = 15.61%), однако коэффициент гармоник выходного напряжения (THD = 6.68%) полностью удовлетворяет [18].

Регулирование выходного напряжения за счет изменения длительностей уровней

Представляет интерес рассмотреть регулирование амплитуды основной гармоники напряжения методом широтно-импульсного регулирования (ШИР) [15], т. е. разбиением каждого уровня на отдельные импульсы соответствующей амплитуды. Такой режим будем называть ШИР-СТ. Форма такого напряжения и начальный участок его спектрального состава приведены на рис. 5. Рассчитанный коэффициент гармоник при учете 101 высшей гармоники составляет: THD = 64.893 PERCENT, характерный для всех режимов регулирования за счет изменения длительностей импульсов. При этом параметры выходного фильтра, рассчитанные для вышеприведенных выходных параметров, составляют: $L_f = 2,4$ мН и $C_f = 3,3$ мкФ. При этом, для обеспечения выходного напряжения инвертора 115 В (действующее) во всем

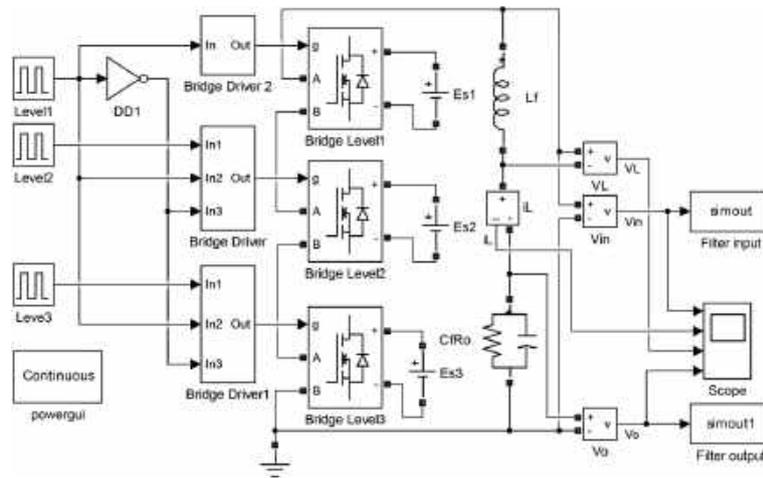


Рис. 4. Схема модели шестиуровневого инвертора

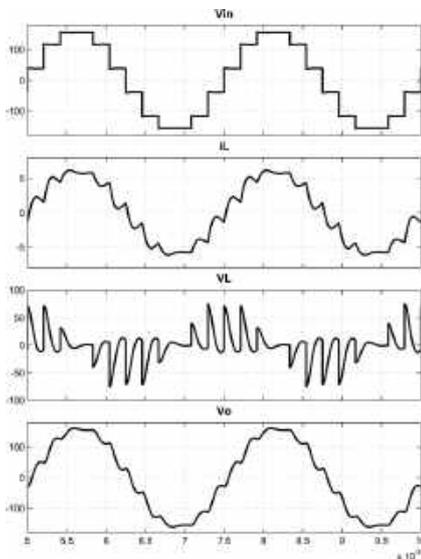


Рис. 5. Результаты моделирования шестиуровневого инвертора: (сверху вниз: V_{in} – напряжение на входе силового фильтра; i_L – ток дросселя фильтра; V_L – напряжение на дросселе фильтра; V_o – выходное напряжение инвертора);

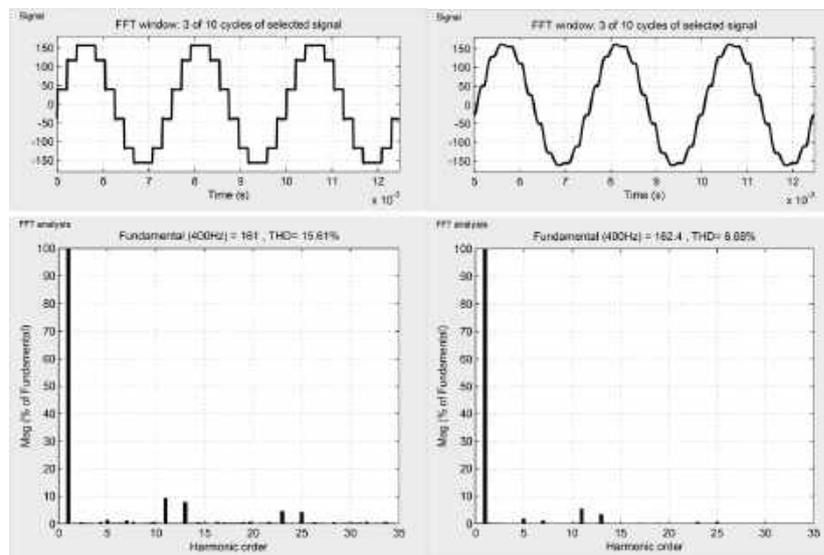


Рис. 6. Результаты спектрального анализа напряжений шестиуровневого инвертора: а – на входе силового фильтра; б – выходного напряжения инвертора

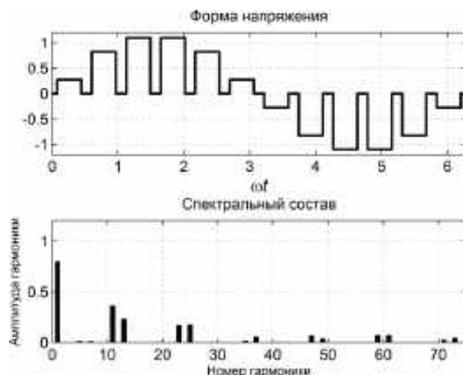


Рис. 7. Форма и спектральный состав шестиуровневого напряжения с амплитудами уровней $U_0 = 0,25$; $U_1 = 0,75$ и $U_2 = 1$ при регулировании амплитуды основной гармоники методом широтно-импульсного регулирования

диапазоне регулирования напряжение на выходе промежуточного звена постоянного тока ($DC\ link$) должно быть $200 \pm 10\%$.

Схема модели шестиуровневого инвертора с выходным напряжением 115 В, 400 Гц и мощностью 1250 ВА в режиме ШИР-СТ при минимальном коэффициенте регулирования, созданная в *MATLAB Simulink*, показана на рис. 6. Результаты моделирования приведены на рис. 7, а результаты спектрального анализа напряжений на входе и выходе силового фильтра с помощью блока *powergui* – на рис. 8.

Выводы

Рассмотренный способ синтеза многоуровневых напряжений уже при трех уровнях за четверть периода основной гармоники позволяет сформировать на входе силового фильтра инвертора напряжение с низким

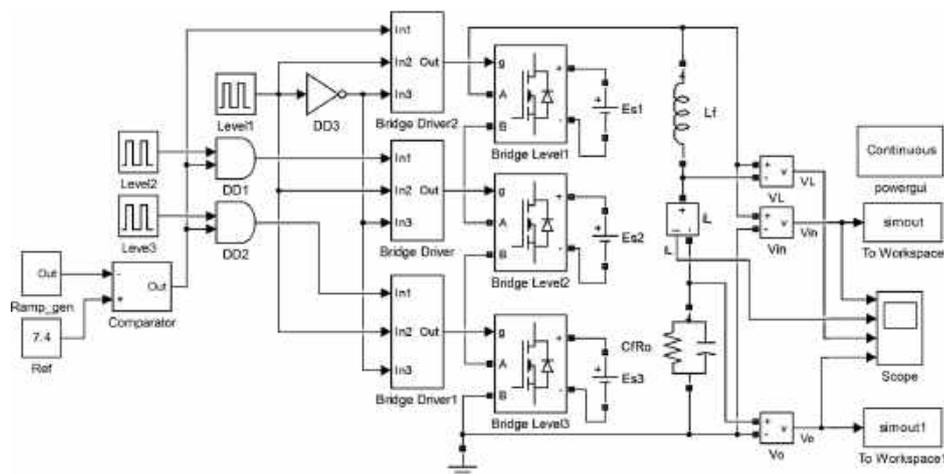


Рис. 8. Схема модели инвертора в режиме ШИР-СТ

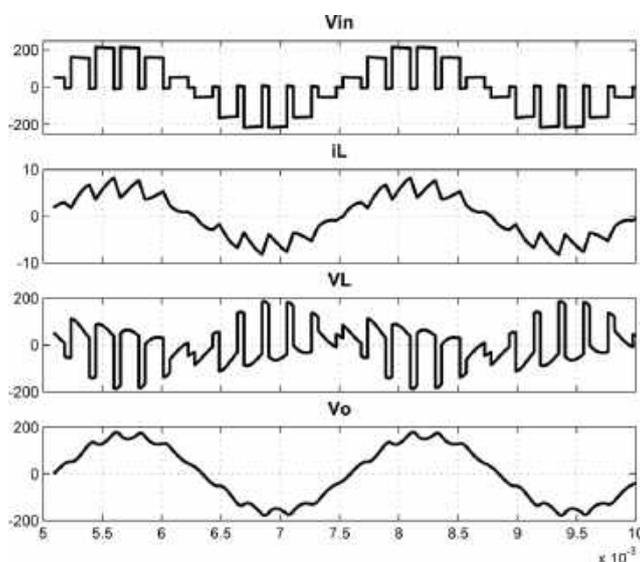


Рис. 9. Результаты моделирования инвертора в режиме ШИР-СТ:

сверху вниз: V_{in} – напряжение на входе силового фильтра; i_L – ток дросселя фильтра; V_L – напряжение на дросселе фильтра; V_o – выходное напряжение инвертора

коэффициентом гармоник, что позволит существенно снизить величины параметров выходного *LC-фильтра* (индуктивность дросселя и емкость конденсатора). Стабилизация (регулирование) амплитуды основной гармоники возможна только изменением выходного напряжения промежуточного звена постоянного тока, (*DC link*) используемого в любой структуре инвертора напряжения для обеспечения необходимой амплитуды основной гармоники выходного напряжения. Следует отметить, что многие производители в нашей стране и за рубежом идут именно по этому пути, независимо от используемого режима регулирования.

Применение режимов широтно-импульсного регулирования для стабилизации амплитуды основной гармоники многоуровневого напряжения потребует более простой структуры промежуточного звена постоянного тока, но большей величины его выходного напряжения. При этом, за счет существенно большей

величины коэффициента гармоник, кроме выходного напряжения промежуточного звена постоянного тока увеличиваются также значения индуктивности дросселя и емкости конденсатора выходного фильтра, что приведет к росту массы и габаритов инвертора в целом. Однако, в любом случае, выбор структуры инвертора и режима регулирования и формирования напряжения на входе фильтра остаются за производителем аппаратуры.

Литература

1. В. С. Моин, Н. Н. Лантев. Стабилизированные транзисторные преобразователи (Основы теории и расчета). – Москва: Энергия, 1972. – 512 с.: ил.
2. Г. М. Малышков. Условно оптимальный синтез ступенчатого напряжения. – Электронная техника в автоматике: Сб. статей, Вып. 14 / Под ред. Ю. И. Конева. – М. Радио и связь, 1983, С. 151–162.

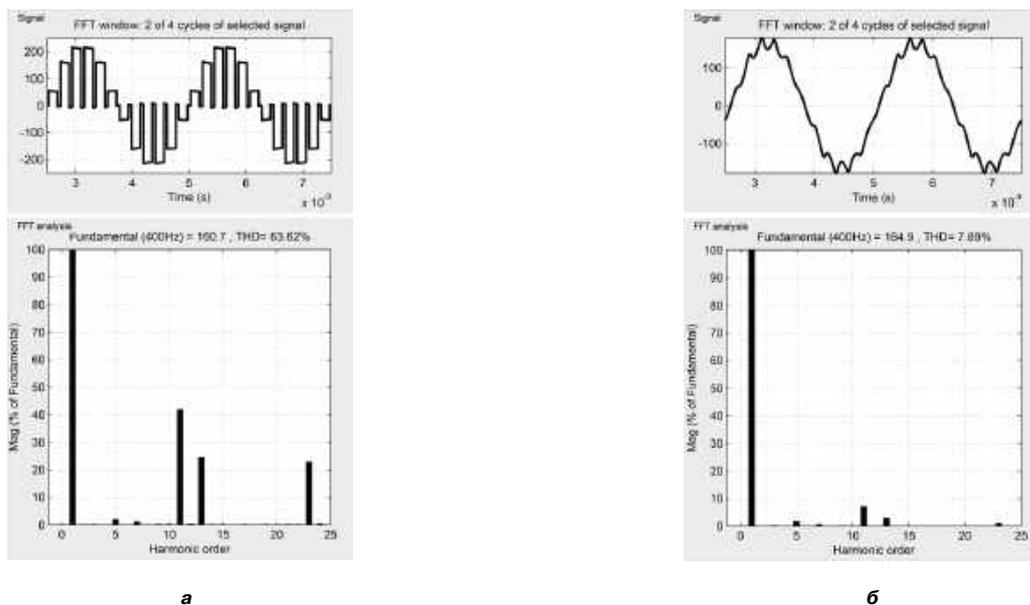


Рис. 10. Результаты спектрального анализа напряжений инвертора в режиме ШИП-СТ: а – на входе силового фильтра; б – выходного напряжения инвертора

3. Г. М. Малышков. Способы аппроксимации синусоидального напряжения дискретными. – Электронная техника в автоматике: Сб. статей, Вып. 16 / Под ред. Ю. И. Конева. – М.: Радио и связь, 1985, С. 116–126.

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

5. Чудесников М. А., Алдокимов С. Н., Карзов Б. Н. Оптимальное подавление гармоник в широком диапазоне глубины модуляции для инверторов со ступенчатым выходным напряжением. – Практическая силовая электроника, № 28, 2007, С. 22–25.

6. Multilevel Inverter Topologies – <http://engineering.electrical-equipment.org/electrical-distribution/multilevel-inverter-topologies.html>.

7. Jose Rodriguez. Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications. – IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, No. 4, August 2002, pp. 724–738.

8. Keith Corzine. Operation and Design of Multilevel Inverters. – http://www.motorlab.com/Motor%20Lab%20Web%20Site_files/04%20-%20Code!_files/Operation%20and%20Design%20of%20Multilevel%20Inverters.pdf.

9. Анисимова Т. В., Данилина А. Н., Крючков В. В. Способы повышения качества выходного напряжения инверторов со ступенчатым выходным напряжением. – Вестник МАИ, т. 17, № 1, С. 103–112, 2009.

10. С. В. Аверин, Т. В. Анисимова, А. Н. Данилина, В. В. Крючков. Формирование ступенчатых выходных напряжений инвертора с улучшенным спектральным составом. – Практическая силовая электроника, № 2(38), 2010, С. 19–24.

11. 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, № 3(39), 2010, С. 44–51.

12. Т. В. Анисимова, В. И. Волков, В. В. Крючков. Синтез параметров ступенчатых напряжений с использованием вейвлетных преобразований. – Практическая силовая электроника, № 4(48), 2012, С. 18–24.

13. Divya Subramanian, Rebiya Rasheed. Five Level Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter Using Multicarrier Pulse Width Modulation Technique. – International Journal of Engineering and Innovative Technology (IJEIT) Volume 3, Issue 1, July 2013, pp. 438–441.

14. Т. В. Анисимова, В. И. Волков, В. В. Крючков. Синтез многоуровневых импульсных напряжений с селективным исключением гармоник. – Практическая силовая электроника, № 3(51), 2013, С. 29–33.

15. Т. В. Анисимова, А. В. Бокунов, В. В. Крючков. Сравнительный анализ многоимпульсных выходных напряжений инверторов. – Практическая силовая электроника, № 2(46), 2012, С. 28–36.

16. Т. В. Анисимова, В. В. Крючков. Расчет параметров выходного фильтра инверторов с синусоидальным выходным напряжением. – Практическая силовая электроника, № 3(47), 2012, С. 6–10.

17. Т. В. Анисимова, В. И. Волков, В. В. Крючков. Транзисторный инвертор с многоуровневым напряжением на входе силового фильтра для бортовых и наземных систем электропитания. – Практическая силовая электроника, № 2(50), С. 23–25.

18. ГОСТ Р 54073 – 2010 “Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии”.

Волков Вадим Иосифович, к. т. н., доцент кафедры “Вычислительные машины, системы и сети” МАИ, тел.: +7 499 158-43-82, e-mail: lasdov@gmail.com.

Чье Ен Ун, А.Б.Шейн

АНАЛИЗ ИНВЕРТОРОВ МЕТОДОМ СОПРЯЖЕННЫХ КОМПЛЕКСНЫХ АМПЛИТУД

E. U. Chye, A. B. Shein

Inverters analysis by conjugate complex amplitudes method

Рассматривается применение метода сопряженных комплексных амплитуд для решения задач анализа работы электронных устройств на примерах схем устройств силовой электроники. В качестве схем устройств силовой электроники выбраны схемы инверторов с T-образным и П-образным включением конденсаторов в контур нагрузки, предложенных А. Б. Шейным, а также схемы последовательно-параллельного, параллельно-последовательного и параллельного инверторов тока. Приведена подробная методика анализа на примере схемы параллельного инвертора тока. Получены аналитические соотношения для расчета временных зависимостей токов и напряжений на элементах остальных схем инверторов, которые могут быть использованы для решения практических задач. В целом, метод сопряженных комплексных амплитуд прост, нагляден, удобен в реализации на ЭВМ и позволяет анализировать работу инверторов, включая и их энергетические показатели.

Ключевые слова: анализ, комплексная амплитуда, аналитические соотношения, инвертор.

The paper considers implementation of conjugate complex amplitudes method for solving the problem of electronic units' operation analysis on the example of power electronics schematics. The authors selected inverters schemes with T-section and pi-section capacitors structures embedded into load circuit proposed by A. B. Shein, as well as series-parallel, parallel-series and parallel structures of current inverters. The paper presents the detailed analysis procedure on the example of parallel current inverter. The authors obtained analytical equations for voltage and current time dependencies at the elements of the rest inverter schemes, which can be used for practical tasks solution. Overall, the conjugate complex amplitudes method is very simple, obvious and convenient for realization with computer. It allows analyze inverters operation including their energy indices.

Keywords: analysis, complex amplitude, analytical relationship, inverter.

Аналитические методы расчета электромагнитных процессов в вентильных преобразователях детально рассмотрены и систематизированы в работе [1]. Подробный обзор методов расчета вентильных преобразователей приведен также в статье [2]. Среди известных аналитических методов расчета вентильных преобразователей упоминается метод сопряженных комплексных амплитуд (СКА), который отличается от общепринятого метода комплексных амплитуд тем, что в комплексной форме представляются уравнения, определяющие искомые параметры схемы, а не отдельные, связанные с ними функции, через которые эти параметры выражаются [3]. При этом уравнение для нахождения нужной переменной схемы устройства представляется в виде суммы двух комплексно-сопряженных алгебраических выражений, свертка которых определяет искомую переменную.

Основным достоинством метода является то, что он не требует нахождения корней характеристического уравнения схемы и это выгодно отличает его от общеизвестных методов.

Расчет инверторов методом СКА

Рассмотрим применение метода СКА на примере расчета параллельного инвертора тока (рис. 1д) [3, 4]. При воздействии периодически коммутируемой ЭДС $u(t)$ на контур нагрузки (RLC_2E -контур) ток в цепи

нагрузки $\overline{i_L(t)}$ и ток в параллельном цепи нагрузки конденсаторе $\overline{i_C(t)}$ можно определить по формулам¹:

$$\overline{i_L(t)} = \frac{\overline{u(t)}}{R + pL} \quad \text{и} \quad \overline{i_C(t)} = pC_2 \overline{u(t)}. \quad (1)$$

Ток, протекающий через тиристоры VS1, VS3 (VS2, VS4), определяется суммой токов в цепи нагрузки и конденсаторе

$$\overline{i(t)} = \overline{i_L(t)} + \overline{i_C(t)} = \frac{p^2 LC_2 + pRC_2 + 1}{R + pL} \overline{u(t)}. \quad (2)$$

Согласно уравнению (2) выражение для коммутируемой ЭДС запишется в виде

$$\overline{u(t)} = \frac{R + pL}{p^2 LC_2 + pRC_2 + 1} \overline{i(t)}. \quad (3)$$

Так как для инвертора тока входной реактор имеет большую величину индуктивности L_0 , то ток I_0 можно считать постоянным, т. е. $I_0 = \text{const}$ (основное допущение). В этом случае ток $\overline{i(t)}$, протекающий через тиристоры VS1, VS3 (VS2, VS4), будет иметь форму прямоугольных импульсов с амплитудой I_0 (рис. 2) и его можно представить в виде ряда Фурье

$$\begin{aligned} \overline{i(t)} &= \frac{4I_0}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots + \frac{1}{k} \sin k\omega t + \dots \right) = \\ &= \frac{2I_0}{\pi} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{e^{j2g+1\omega t} - e^{-j2g+1\omega t}}{j2g+1}, \end{aligned} \quad (4)$$

¹ В статье используются обозначения, принятые в работе [3]. В частности, запись $2g+1$ эквивалентна выражению $(2g+1)$.

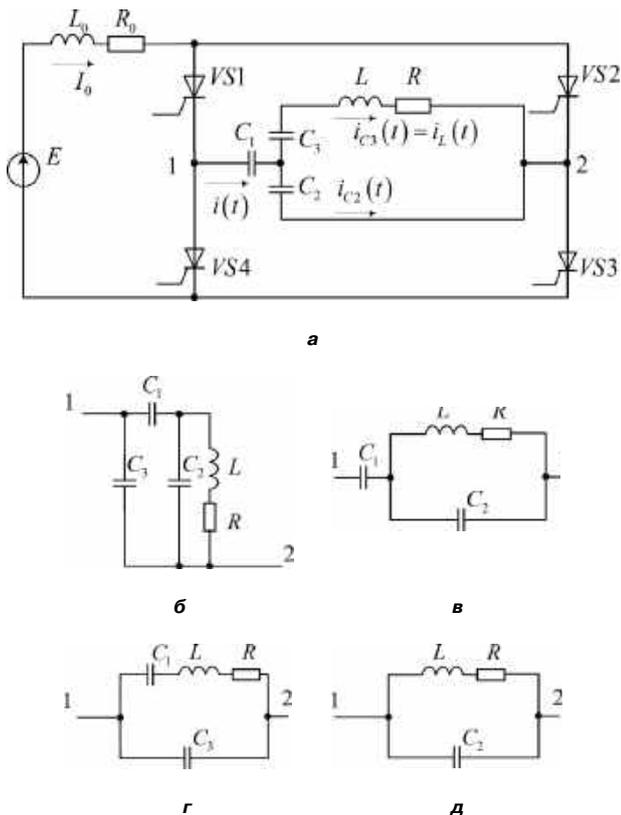


Рис. 1. Принципиальные схемы инверторов:
а – с Т-образным включением конденсаторов в контур нагрузки;
б – с П-образным включением конденсаторов в контур нагрузки;
в – последовательно-параллельный;
г – параллельно-последовательный; **д** – параллельный

где $k = 1, 3, 5, \dots, \overline{2g+1}$ ($g = 0, 1, 2, 3, \dots$).

С учетом выражения (4), коммутируемая ЭДС, определяемая посредством равенства (3), может быть представлена гармоническим рядом

$$\overline{u(t)} = \frac{2I_0}{\pi} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{(R + pL)(e^{j\overline{2g+1}\omega t} - e^{-j\overline{2g+1}\omega t})}{j\overline{2g+1}(\overline{p^2LC_2} + \overline{pRC_2} + 1)} \quad (5)$$

Если, коммутируемую ЭДС, представить в виде сопряженных комплексных амплитуд [3]

$$\overline{u(t)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{g=0}^{\infty} \left(\dot{U}_{\overline{2g+1}} e^{j\overline{2g+1}\omega t} + \dot{U}_{\overline{2g+1}}^* e^{-j\overline{2g+1}\omega t} \right), \quad (6)$$

то из выражений (5) и (6) получим выражение коммутируемой ЭДС

$$\overline{u(t)} = \frac{4I_0}{\pi} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{\sqrt{R^2 + \overline{2g+1}^2 \omega^2 L^2} \sin(\overline{2g+1}\omega t - \varphi_{\overline{2g+1}} + \varphi_{L\overline{2g+1}})}{\overline{2g+1} \sqrt{(1 - \overline{2g+1}^2 \omega^2 LC_2)^2 + \overline{2g+1}^2 \omega^2 R^2 C_2^2}}, \quad (7)$$

где $\text{tg} \varphi_{\overline{2g+1}} = \frac{\overline{2g+1} \omega RC_2}{1 - \overline{2g+1}^2 \omega^2 LC_2}$; $\text{tg} \varphi_{L\overline{2g+1}} = \frac{\overline{2g+1} \omega L}{R}$.

В момент коммутации тока с тиристоров VS1 и VS3 (VS2 и VS4) на тиристоры VS2 и VS4 (VS1 и VS3)

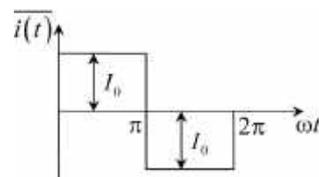


Рис. 2. Форма тока через тиристоры

напряжение на конденсаторе обеспечивает запирающие тиристоры VS1 и VS3 (VS2 и VS4). Поэтому в течение промежутка времени $t = \Delta t$ коммутируемая ЭДС $u(\Delta t) = 0$, что дает условие

$$\sum_{g=0}^{\infty} \frac{\sqrt{R^2 + \overline{2g+1}^2 \omega^2 L^2} \sin(\overline{2g+1}\omega \Delta t - \varphi_{\overline{2g+1}} + \varphi_{L\overline{2g+1}})}{\overline{2g+1} \sqrt{(1 - \overline{2g+1}^2 \omega^2 LC_2)^2 + \overline{2g+1}^2 \omega^2 R^2 C_2^2}} = 0, \quad (8)$$

по которому можно определить время Δt , предоставляемое схемой для коммутации тиристоров при $g = 0$

$$\Delta t = \frac{1}{\omega} \arctg \left[\omega RC_2 - \frac{\omega L}{R} (1 - \omega^2 LC_2) \right]. \quad (9)$$

Ток I_0 источника питания можно определить из следующих соображений. Если ток $i_0(t)$ предположить пульсирующим, тогда уравнение равновесия напряжений относительно входных зажимов схем рис. 1 запишется в виде

$$E = (R_0 + pL_0) i_0(t) + \overline{u(t)}. \quad (10)$$

Среднее значение напряжения по формуле в интервале $0 < \omega t < \pi$ получим путем интегрирования уравнения (10)

$$\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} E d\omega t = \frac{1}{\pi} R_0 \int_0^{\pi} i_0(t) d\omega t + \frac{1}{\pi} \omega L_0 \int_0^{\pi} \dot{i}_0(t) d\omega t + \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \overline{u(t)} d\omega t. \quad (11)$$

Так как $i_0(t) = I_0 = \text{const}$,

$$E - R_0 I_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \overline{u(t)} d\omega t. \quad (12)$$

Таким образом, напряжение $E - R_0 I_0$ должно быть равно среднему значению коммутируемой ЭДС $\overline{u(t)}$ на интервале $0 < \omega t < \pi$. Подставив уравнение (7) в равенство (12), получим формулу для расчета тока источника питания

$$I_0 = \frac{E}{R_0 + \frac{8}{\pi^2} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{\sqrt{R^2 + \overline{2g+1}^2 \omega^2 L^2} \cos(\varphi_{\overline{2g+1}} - \varphi_{L\overline{2g+1}})}{\overline{2g+1} \sqrt{(1 - \overline{2g+1}^2 \omega^2 LC_2)^2 + \overline{2g+1}^2 \omega^2 R^2 C_2^2}}}. \quad (13)$$

Напряжение $\overline{u_{L_0}(t)}$ на индуктивности L_0 можно определить с учетом (12) из условия

$$\begin{aligned} \overline{u_{L_0}}(t) &= E - R_0 I_0 - \overline{u}(t) = \\ &= E \left[1 - \frac{R_0 + \frac{4}{\pi} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{\sqrt{R^2 + 2g+1} \omega^2 L^2 \sin(2g+1\omega t - \varphi_{2g+1} + \varphi_{L2g+1})}{2g+1 \sqrt{(1-2g+1) \omega^2 LC_2}^2 + 2g+1 \omega^2 R^2 C_2^2}}{R_0 + \frac{8}{\pi^2} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{\sqrt{R^2 + 2g+1} \omega^2 L^2 \cos(\varphi_{2g+1} - \varphi_{L2g+1})}{2g+1 \sqrt{(1-2g+1) \omega^2 LC_2}^2 + 2g+1 \omega^2 R^2 C_2^2}} \right]. \end{aligned} \quad (14)$$

Среднее значение напряжения на индуктивности должно быть равно нулю

$$\begin{aligned} \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \overline{u_{L_0}}(t) d\omega t = \\ = E \left[1 - \frac{R_0 + \frac{8}{\pi} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{\sqrt{R^2 + 2g+1} \omega^2 L^2 \cos(\varphi_{2g+1} - \varphi_{L2g+1})}{2g+1 \sqrt{(1-2g+1) \omega^2 LC_2}^2 + 2g+1 \omega^2 R^2 C_2^2}}{R_0 + \frac{8}{\pi^2} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{\sqrt{R^2 + 2g+1} \omega^2 L^2 \cos(\varphi_{2g+1} - \varphi_{L2g+1})}{2g+1 \sqrt{(1-2g+1) \omega^2 LC_2}^2 + 2g+1 \omega^2 R^2 C_2^2}} \right] = 0. \end{aligned} \quad (15)$$

Эта формула может быть использована для выбора необходимого количества гармоник, обеспечивающего требуемую точность расчетов параметров схемы.

Согласно равенствам (1) и (2) с учетом выражений (3) и (4) ток нагрузки определяется равенством

$$\overline{i_L}(t) = \frac{2I_0}{\pi} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{e^{j2g+1\omega t} - e^{-j2g+1\omega t}}{j2g+1(pLC_2 + pRC_2 + 1)}, \quad (16)$$

или в комплексной форме

$$\overline{i_L}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{g=0}^{\infty} \left[\dot{I}_{L2g+1} e^{j2g+1\omega t} + I_{L2g+1}^* e^{-j2g+1\omega t} \right]. \quad (17)$$

Сравнивая составляющие уравнений (16) и (17) одной и той же частоты с учетом того, что $p = j2g+1\omega$, находим

$$\begin{aligned} \overline{i_L}(t) &= \frac{4I_0}{\pi} \times \\ &\times \sum_{g=0}^{\infty} \frac{\sin(2g+1\omega t - \varphi_{2g+1})}{2g+1 \sqrt{(1-2g+1) \omega^2 LC_2}^2 + 2g+1 \omega^2 R^2 C_2^2}. \end{aligned} \quad (18)$$

Ток конденсатора $i_C(t)$ после подстановки выражения (8) в уравнение (1) будет определяться формулой

$$\begin{aligned} i_C(t) &= \frac{4I_0}{\pi} \omega C_2 \times \\ &\times \sum_{g=0}^{\infty} \frac{\sqrt{R^2 + 2g+1} \omega^2 L^2 \cos(2g+1\omega t - \varphi_{2g+1} + \varphi_{L2g+1})}{\sqrt{(1-2g+1) \omega^2 LC_2}^2 + 2g+1 \omega^2 R^2 C_2^2}. \end{aligned} \quad (19)$$

Реализация метода

По аналогии могут быть получены формулы для определения токов и напряжений на компонентах схем инверторов с Т- и П-образным включением конденсаторов в нагрузочный контур, последовательно-параллельного и параллельно-последовательного инверторов тока (см. рис. 1а-г [4]). Формулы для нахождения токов и напряжений компонентов схем, перечисленных инверторов приведены в табл. 1.

Время коммутации тиристоров Δt для различных схем инверторов можно определить, используя формулы расчета, приведенные в табл. 2.

Таблица 1. Расчетные формулы для различных схем инверторов

Инвертор с Т-образным включением конденсаторов в контур нагрузки

$$\begin{aligned} \overline{u}(t) &= \frac{4I_0}{\pi} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{1}{2g+1 \omega C_1} \frac{\sqrt{(m_2 - 2g+1) \omega^2 m_1}^2 + 2g+1 \omega^2 m_3^2}{\sqrt{(n_2 - 2g+1) \omega^2 n_1}^2 + 2g+1 \omega^2 n_3^2} \times \\ &\times \sin(2g+1\omega t + \overline{\varphi} + \overline{\varphi_0}); \quad n_1 = LC_2 C_3; \quad n_2 = C_2 + C_3; \quad n_3 = RC_2 C_3; \\ &m_1 = L(C_1 + C_2) C_3; \quad m_2 = C_1 + C_2 + C_3; \quad m_3 = R(C_1 + C_2) C_3; \\ &\text{tg } \overline{\varphi} = \frac{n_2 - 2g+1 \omega^2 n_1}{2g+1 \omega n_3}; \quad \text{tg } \overline{\varphi_0} = \frac{2g+1 \omega m_3}{m_2 - 2g+1 \omega^2 m_1} \\ I_0 &= \frac{E}{R_0 + \frac{8}{\pi^2} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{\sqrt{(m_2 - 2g+1) \omega^2 m_1}^2 + 2g+1 \omega^2 m_3^2 \cos(\overline{\varphi} + \overline{\varphi_0})}{2g+1 \omega C_1 \sqrt{(n_2 - 2g+1) \omega^2 n_1}^2 + 2g+1 \omega^2 n_3^2}} \end{aligned}$$

Таблица 1. Продолжение

$$\overline{u_{C_1}}(t) = -\frac{4I_0}{\pi} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{\cos 2g+1\omega t}{2g+1^2 \omega C_1}$$

$$\overline{u_{C_2}}(t) = \frac{4I_0}{\pi} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{1}{2g+1^2 \omega C_1} \left[\frac{\sqrt{(m_2 - 2g+1^2 \omega^2 m_1)^2 + 2g+1^2 \omega^2 m_3^2}}{\sqrt{(n_2 - 2g+1^2 \omega^2 n_1)^2 + 2g+1^2 \omega^2 n_3^2}} \times \right. \\ \left. \times \sin(2g+1\omega t + \bar{\varphi} + \bar{\varphi}_0) + \cos 2g+1\omega t \right]$$

$$\overline{i_{C_3}}(t) = \frac{4I_0}{\pi} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{\gamma K_0}{2g+1} \left[\frac{\sqrt{(m_2 - 2g+1^2 \omega^2 m_1)^2 + 2g+1^2 \omega^2 m_3^2}}{\sqrt{(n_2 - 2g+1^2 \omega^2 n_1)^2 + 2g+1^2 \omega^2 n_3^2}} \times \right. \\ \left. \times \cos(2g+1\omega t + \bar{\varphi} + \bar{\varphi}_0 - \bar{\varphi}_1) - \sin(2g+1\omega t - \bar{\varphi}_1) \right]; \quad \gamma = \frac{C_3}{C_1};$$

$$K_0 = \frac{1}{\sqrt{(1 - 2g+1^2 \omega^2 LC_3)^2 + 2g+1^2 \omega^2 R^2 C_3^2}}; \quad \overline{\text{tg } \varphi_1} = \frac{2g+1\omega RC_3}{1 - 2g+1^2 \omega^2 LC_3}$$

$$\overline{i_{C_2}}(t) = \frac{4I_0}{\pi} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{1}{2g+1\alpha} \left[\frac{\sqrt{(m_2 - 2g+1^2 \omega^2 m_1)^2 + 2g+1^2 \omega^2 m_3^2}}{\sqrt{(n_2 - 2g+1^2 \omega^2 n_1)^2 + 2g+1^2 \omega^2 n_3^2}} \times \right. \\ \left. \times \cos(2g+1\omega t + \bar{\varphi} + \bar{\varphi}_0) - \sin 2g+1\omega t \right]; \quad \alpha = \frac{C_1}{C_2}$$

$$\overline{u_{C_3}}(t) = \frac{4I_0}{\pi} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{K_0}{2g+1^2 \omega C_1} \left[\frac{\sqrt{(m_2 - 2g+1^2 \omega^2 m_1)^2 + 2g+1^2 \omega^2 m_3^2}}{\sqrt{(n_2 - 2g+1^2 \omega^2 n_1)^2 + 2g+1^2 \omega^2 n_3^2}} \times \right. \\ \left. \times \sin(2g+1\omega t + \bar{\varphi} + \bar{\varphi}_0 - \bar{\varphi}_1) + \cos(2g+1\omega t - \bar{\varphi}_1) \right]$$

$$\overline{u_{L_0}}(t) =$$

$$= E \left[1 - \frac{R_0 + \frac{4}{\pi} \sum_{g=0}^{\infty} \left[\frac{1}{2g+1^2 \omega C_1} \frac{\sqrt{(m_2 - 2g+1^2 \omega^2 m_1)^2 + 2g+1^2 \omega^2 m_3^2}}{\sqrt{(n_2 - 2g+1^2 \omega^2 n_1)^2 + 2g+1^2 \omega^2 n_3^2}} \sin(2g+1\omega t + \bar{\varphi} + \bar{\varphi}_0) \right]}{R_0 + \frac{8}{\pi^2} \sum_{g=0}^{\infty} \left[\frac{1}{2g+1^3 \omega C_1} \frac{\sqrt{(m_2 - 2g+1^2 \omega^2 m_1)^2 + 2g+1^2 \omega^2 m_3^2}}{\sqrt{(n_2 - 2g+1^2 \omega^2 n_1)^2 + 2g+1^2 \omega^2 n_3^2}} \cos(\bar{\varphi} + \bar{\varphi}_0) \right]} \right]$$

Таблица 1. Продолжение

$$\begin{aligned} \overline{u_L(t)} &= \frac{4I_0}{\pi} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{KK_0}{2g+1\gamma} \left[\frac{\sqrt{\left(m_2 - \overline{2g+1}^2 \omega^2 m_1\right)^2 + \overline{2g+1}^2 \omega^2 m_3^2}}{\sqrt{\left(n_2 - \overline{2g+1}^2 \omega^2 n_1\right)^2 + \overline{2g+1}^2 \omega^2 n_3^2}} \times \right. \\ &\times \left. \cos\left(\overline{2g+1}\omega t + \overline{\varphi} + \overline{\varphi_0} - \overline{\varphi_1} + \overline{\varphi_L}\right) - \sin\left(\overline{2g+1}\omega t - \overline{\varphi_1} + \overline{\varphi_L}\right) \right]; \\ K &= \sqrt{R^2 + \overline{2g+1}^2 \omega^2 L^2}; \quad \overline{\varphi_L} = \frac{\overline{2g+1}\omega L}{R} \end{aligned}$$

Инвертор с П-образным включением конденсаторов в контур нагрузки

$$\begin{aligned} \overline{u(t)} &= \\ &= \frac{4I_0}{\pi} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{1}{\overline{2g+1}^2 \omega} \frac{\sqrt{\left(1 - \overline{2g+1}^2 \omega^2 Ln_4\right)^2 + \left(\overline{2g+1}\omega Rn_4\right)^2}}{\sqrt{\left(n_6 - \overline{2g+1}^2 \omega^2 Ln_5\right)^2 + \left(\overline{2g+1}\omega Rn_5\right)^2}} \sin\left(\overline{2g+1}\omega t + \overline{\varphi_2} + \overline{\varphi_3}\right); \\ n_4 &= C_1 + C_2; \quad n_5 = C_3(C_1 + C_2) + C_1C_2; \quad n_6 = C_1 + C_3; \\ \overline{\varphi_2} &= \frac{\overline{2g+1}\omega Rn_4}{1 - \overline{2g+1}^2 \omega^2 Ln_4}; \quad \overline{\varphi_3} = \frac{n_6 - \overline{2g+1}^2 \omega^2 Ln_5}{\overline{2g+1}\omega Rn_5} \\ I_0 &= \frac{E}{R_0 + \frac{8}{\pi^2} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{\sqrt{\left(1 - \overline{2g+1}^2 \omega^2 Ln_4\right)^2 + \left(\overline{2g+1}\omega Rn_4\right)^2} \cos\left(\overline{\varphi_2} + \overline{\varphi_3}\right)}{\overline{2g+1}^3 \omega \sqrt{\left(n_6 - \overline{2g+1}^2 \omega^2 Ln_5\right)^2 + \left(\overline{2g+1}\omega Rn_5\right)^2}} \\ \overline{u_{L_0}(t)} &= E \left[1 - \frac{R_0 + \frac{4}{\pi} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{\sqrt{\left(1 - \overline{2g+1}^2 \omega^2 Ln_4\right)^2 + \left(\overline{2g+1}\omega Rn_4\right)^2} \sin\left(\overline{2g+1}\omega t + \overline{\varphi_2} + \overline{\varphi_3}\right)}{\overline{2g+1}^2 \omega \sqrt{\left(n_6 - \overline{2g+1}^2 \omega^2 Ln_5\right)^2 + \left(\overline{2g+1}\omega Rn_5\right)^2}} \right. \\ &\quad \left. \frac{R_0 + \frac{8}{\pi^2} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{\sqrt{\left(1 - \overline{2g+1}^2 \omega^2 Ln_4\right)^2 + \left(\overline{2g+1}\omega Rn_4\right)^2} \cos\left(\overline{\varphi_2} + \overline{\varphi_3}\right)}{\overline{2g+1}^3 \omega \sqrt{\left(n_6 - \overline{2g+1}^2 \omega^2 Ln_5\right)^2 + \left(\overline{2g+1}\omega Rn_5\right)^2}} \right] \\ \overline{i_{C_3}(t)} &= \frac{4I_0}{\pi} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{C_3}{\overline{2g+1}} \frac{\sqrt{\left(1 - \overline{2g+1}^2 \omega^2 Ln_4\right)^2 + \left(\overline{2g+1}\omega Rn_4\right)^2}}{\sqrt{\left(n_6 - \overline{2g+1}^2 \omega^2 Ln_5\right)^2 + \left(\overline{2g+1}\omega Rn_5\right)^2}} \cos\left(\overline{2g+1}\omega t + \overline{\varphi_2} + \overline{\varphi_3}\right) \\ \overline{i_{C_1}(t)} &= \frac{4I_0}{\pi} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{C_1}{\overline{2g+1}} \frac{\sqrt{\left(1 - \overline{2g+1}^2 \omega^2 LC_2\right)^2 + \left(\overline{2g+1}\omega RC_2\right)^2}}{\sqrt{\left(n_6 - \overline{2g+1}^2 \omega^2 Ln_5\right)^2 + \left(\overline{2g+1}\omega Rn_5\right)^2}} \sin\left(\overline{2g+1}\omega t + \overline{\varphi_3} - \overline{\varphi_4}\right); \\ \overline{\varphi_4} &= \frac{1 - \overline{2g+1}^2 \omega^2 LC_2}{\overline{2g+1}\omega RC_2} \end{aligned}$$

Таблица 1. Продолжение

$$\overline{u_{C_1}(t)} = -\frac{4I_0}{\pi} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{\sqrt{\left(1 - 2g + 1^2 \omega^2 LC_2\right)^2 + \left(2g + 1 \omega RC_2\right)^2} \cos\left(2g + 1 \omega t + \overline{\varphi_3} - \overline{\varphi_4}\right)}{2g + 1^2 \omega \sqrt{\left(n_6 - 2g + 1^2 \omega^2 Ln_5\right)^2 + \left(2g + 1 \omega Rn_5\right)^2}}$$

$$\overline{u_L(t)} = \frac{4I_0}{\pi} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{\sqrt{\left(1 - 2g + 1^2 \omega^2 Ln_4\right)^2 + \left(2g + 1 \omega Rn_4\right)^2} \sin \overline{\varphi_5} + K_1 \cos \overline{\varphi_6}}{2g + 1^2 \omega \sqrt{\left(n_6 - 2g + 1^2 \omega^2 Ln_5\right)^2 + \left(2g + 1 \omega Rn_5\right)^2}};$$

$$\overline{\varphi_5} = 2g + 1 \omega t + \overline{\varphi_2} + \overline{\varphi_3}; \quad \overline{\varphi_6} = 2g + 1 \omega t + \overline{\varphi_3} - \overline{\varphi_4};$$

$$K_1 = \sqrt{\left(1 - 2g + 1^2 \omega^2 LC_2\right)^2 + \left(2g + 1 \omega RC_2\right)^2}$$

$$\overline{i_L(t)} = \frac{4I_0}{\pi} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{\sqrt{\left(1 - 2g + 1^2 \omega^2 Ln_4\right)^2 + \left(2g + 1 \omega Rn_4\right)^2} \sin\left(\overline{\varphi_5} - \overline{\varphi_L}\right) + K_1 \cos\left(\overline{\varphi_6} - \overline{\varphi_L}\right)}{2g + 1^2 \omega \sqrt{K \left[\left(n_6 - 2g + 1^2 \omega^2 Ln_5\right)^2 + \left(2g + 1 \omega Rn_5\right)^2 \right]}}$$

$$\overline{i_{C_2}(t)} = \frac{4I_0}{\pi} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{C_2 \left[\sqrt{\left(1 - 2g + 1^2 \omega^2 Ln_4\right)^2 + \left(2g + 1 \omega Rn_4\right)^2} \cos \overline{\varphi_5} - K_1 \sin \overline{\varphi_6} \right]}{2g + 1 \omega \sqrt{\left(n_6 - 2g + 1^2 \omega^2 Ln_5\right)^2 + \left(2g + 1 \omega Rn_5\right)^2}}$$

Последовательно-параллельный инвертор

$$\overline{u(t)} = \frac{4I_0}{\pi} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{\sqrt{\left(1 - 2g + 1^2 \omega^2 L(C_1 + C_2)\right)^2 + \left[2g + 1 \omega R(C_1 + C_2)\right]^2}}{2g + 1^2 \omega C_1 \sqrt{\left(1 - 2g + 1^2 \omega^2 LC_2\right)^2 + \left(2g + 1 \omega RC_2\right)^2}} \times \\ \times \sin\left(2g + 1 \omega t + \overline{\varphi_2} + \overline{\varphi_4}\right)$$

$$I_0 = \frac{E}{R_0 + \frac{8}{\pi^2} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{\sqrt{\left(1 - 2g + 1^2 \omega^2 L(C_1 + C_2)\right)^2 + \left[2g + 1 \omega R(C_1 + C_2)\right]^2} \cos\left(\overline{\varphi_2} + \overline{\varphi_4}\right)}{2g + 1^3 \omega C_1 \sqrt{\left(1 - 2g + 1^2 \omega^2 LC_2\right)^2 + \left(2g + 1 \omega RC_2\right)^2}}$$

$$\overline{u_{C_1}(t)} = -\frac{4I_0}{\pi} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{\cos\left(2g + 1 \omega t\right)}{2g + 1^2 \omega C_1}$$

Таблица 1. Продолжение

$$\overline{u_{L_0}}(t) = E \left[1 - \frac{R_0 + \frac{4}{\pi} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{\sqrt{(1-2g+1)^2 \omega^2 L n_4)^2 + (2g+1 \omega R n_4)^2} \sin \overline{\varphi_7}}{2g+1^2 \omega C_1 \sqrt{(1-2g+1)^2 \omega^2 L C_2)^2 + (2g+1 \omega R C_2)^2}} \right. \\ \left. \frac{R_0 + \frac{8}{\pi^2} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{\sqrt{(1-2g+1)^2 \omega^2 L n_4)^2 + (2g+1 \omega R n_4)^2} \cos(\overline{\varphi_2} + \overline{\varphi_4})}{2g+1^3 \omega C_1 \sqrt{(1-2g+1)^2 \omega^2 L C_2)^2 + (2g+1 \omega R C_2)^2}} \right];$$

$$\overline{\varphi_7} = 2g+1 \omega t + \overline{\varphi_2} + \overline{\varphi_4}$$

$$\overline{u_L}(t) = \frac{4I_0}{\pi} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{1}{2g+1^2 \omega C_1} \left[\frac{\sqrt{(1-2g+1)^2 \omega^2 L n_4)^2 + (2g+1 \omega R n_4)^2}}{\sqrt{(1-2g+1)^2 \omega^2 L C_2)^2 + (2g+1 \omega R C_2)^2}} \times \right. \\ \left. \times \sin \overline{\varphi_7} + \cos(2g+1 \omega t) \right]$$

$$\overline{i_L}(t) = \frac{4I_0}{\pi} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{1}{2g+1^2 \omega C_1 K} \left[\frac{K_2}{K_1} \sin(\overline{\varphi_7} - \overline{\varphi_L}) + \cos(2g+1 \omega t - \overline{\varphi_L}) \right];$$

$$K_2 = \sqrt{[1-2g+1^2 \omega^2 L(C_1 + C_2)]^2 + [2g+1 \omega R(C_1 + C_2)]^2}$$

$$\overline{i_{C_2}}(t) = \frac{4I_0}{\pi} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{1}{2g+1 \alpha} \left[\frac{\sqrt{(1-2g+1)^2 \omega^2 L n_4)^2 + (2g+1 \omega R n_4)^2}}{\sqrt{(1-2g+1)^2 \omega^2 L C_2)^2 + (2g+1 \omega R C_2)^2}} \times \right. \\ \left. \times \cos \overline{\varphi_7} - \sin(2g+1 \omega t) \right]$$

Параллельно-последовательный инве

$$\overline{u}(t) = \frac{4I_0}{\pi} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{\sqrt{(1-2g+1)^2 \omega^2 L C_1)^2 + (2g+1 \omega R C_1)^2}}{2g+1^2 \omega \sqrt{(n_6 - 2g+1)^2 \omega^2 L C_1 C_3)^2 + (2g+1 \omega R C_1 C_3)^2}} \times \\ \times \sin(2g+1 \omega t + \overline{\varphi_8} + \overline{\varphi_9});$$

$$\overline{\text{tg} \varphi_8} = \frac{2g+1 \omega R C_1}{1-2g+1^2 \omega^2 L C_1}; \quad \overline{\text{tg} \varphi_9} = \frac{n_6 - 2g+1^2 \omega^2 L C_1 C_3}{2g+1 \omega R C_1 C_3}$$

$$I_0 = \frac{E}{R_0 + \frac{8}{\pi^2} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{\sqrt{(1-2g+1)^2 \omega^2 L C_1)^2 + (2g+1 \omega R C_1)^2} \cos(\overline{\varphi_8} + \overline{\varphi_9})}{2g+1^3 \omega \sqrt{(n_6 - 2g+1)^2 \omega^2 L C_1 C_3)^2 + (2g+1 \omega R C_1 C_3)^2}}$$

Таблица 1. Продолжение

$$\overline{i_{C_3}}(t) = \frac{4I_0}{\pi} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{C_3 \sqrt{\left(1 - 2g + 1^2 \omega^2 LC_1\right)^2 + \left(2g + 1 \omega RC_1\right)^2} \cos\left(2g + 1 \omega t + \overline{\varphi_8} + \overline{\varphi_9}\right)}{2g + 1 \sqrt{\left(n_6 - 2g + 1^2 \omega^2 LC_1 C_3\right)^2 + \left(2g + 1 \omega RC_1 C_3\right)^2}}$$

$$\overline{u_{L_0}}(t) = E \left[1 - \frac{R_0 + \frac{4}{\pi} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{\sqrt{\left(1 - 2g + 1^2 \omega^2 LC_1\right)^2 + \left(2g + 1 \omega RC_1\right)^2}}{2g + 1 \omega \sqrt{\left(n_6 - 2g + 1^2 \omega^2 LC_1 C_3\right)^2 + \left(2g + 1 \omega RC_1 C_3\right)^2}} \times \sin\left(2g + 1 \omega t + \overline{\varphi_8} + \overline{\varphi_9}\right)}{R_0 + \frac{8}{\pi^2} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{\sqrt{\left(1 - 2g + 1^2 \omega^2 LC_1\right)^2 + \left(2g + 1 \omega RC_1\right)^2} \cos\left(\overline{\varphi_8} + \overline{\varphi_9}\right)}{2g + 1^3 \omega \sqrt{\left(n_6 - 2g + 1^2 \omega^2 LC_1 C_3\right)^2 + \left(2g + 1 \omega RC_1 C_3\right)^2}} \right]$$

$$\overline{i_L}(t) = -\frac{4I_0}{\pi} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{C_1}{2g + 1} \frac{\cos\left(2g + 1 \omega t + \overline{\varphi_9}\right)}{\sqrt{\left(n_6 - 2g + 1^2 \omega^2 LC_1 C_3\right)^2 + \left(2g + 1 \omega RC_1 C_3\right)^2}}$$

$$\overline{u_{C_1}}(t) = -\frac{4I_0}{\pi} \sum_{g=0}^{\infty} \frac{1}{2g + 1 \omega} \frac{\sin\left(2g + 1 \omega t + \overline{\varphi_9}\right)}{\sqrt{\left(n_6 - 2g + 1^2 \omega^2 LC_1 C_3\right)^2 + \left(2g + 1 \omega RC_1 C_3\right)^2}}$$

$$\overline{u}(t) = \sum_{g=0}^{\infty} \frac{\sqrt{\left(1 - 2g + 1 \omega LC_1\right)^2 + \left(2g + 1 \omega RC_1\right)^2} \sin \overline{\varphi_{10}} + \sin\left(2g + 1 \omega t + \overline{\varphi_9}\right)}{2g + 1 \omega \sqrt{\left(n_6 - 2g + 1^2 \omega LC_1 C_3\right)^2 + \left(2g + 1 \omega RC_1 C_3\right)^2}}$$

$$\overline{\varphi_{10}} = \overline{2g + 1 \omega t + \overline{\varphi_8} + \overline{\varphi_9}}$$

Таблица 2. Формулы для расчета времени коммутации тиристоров

Инвертор тока с Т-образным включением конденсаторов в контур нагрузки

$$\Delta t = -\frac{1}{\omega} \operatorname{arctg} \frac{n_2 m_2 - \omega^2 \left[n_1 (m_2 - \omega^2 m_1) + (n_2 m_1 - n_3 m_3) \right]}{\omega n_3 (m_2 - \omega^2 m_1) - \omega m_3 (n_2 - \omega^2 n_1)}$$

Инвертор тока с П-образным включением конденсаторов в контур нагрузки

$$\Delta t = \frac{1}{\omega} \operatorname{arctg} \frac{\omega^2 n_4 \left[n_5 (R^2 + \omega^2 L^2) - Ln_6 \right] + (n_6 - \omega^2 Ln_5)}{\omega RC_1^2}$$

Последовательно-параллельный инвертор тока

$$\Delta t = \frac{1}{\omega} \operatorname{arctg} \frac{\omega^2 n_4 \left[C_2 (R^2 + \omega^2 L^2) - L \right] + (1 - \omega^2 LC_2)}{\omega RC_1}$$

Параллельно-последовательный инвертор тока

$$\Delta t = \frac{1}{\omega} \operatorname{arctg} \frac{\omega^2 C_1 C_3 \left[C_1 (R^2 + \omega^2 L^2) - L \right] + n_6 (1 - \omega^2 LC_1)}{\omega RC_1^2}$$

Заключение

Таким образом, метод СКА позволяет анализировать установившиеся процессы работы устройств силовой электроники, а также переходные процессы в них, на основе подхода, предложенного в работе [3]. Он может быть распространен не только на класс инверторов тока, но и на класс инверторов напряжения. В целом метод сопряженных комплексных амплитуд прост, нагляден, удобен в реализации на ЭВМ и позволяет анализировать работу инверторов, включая их энергетические показатели [4, 5].

Литература

1. Руденко В. С. Расчет устройств преобразовательной техники / В. С. Руденко, В. Я. Жуйков, И. Е. Коротеев. – К.: Техніка, 1980. – 135 с.
2. Эм Г. А. Краткий обзор методов теоретического исследования в области тиристорного электропривода постоянного тока / Г. А. Эм // Известия вузов. Электромеханика. – 2013. – № 2. – С.34–38.

3. Такеути Т. Теория и применение вентильных цепей для регулирования двигателей / Т. Такеути. – Л.: Энергия. – 1973. – 248 с.

4. Шеин А. Б. Методы проектирования электронных устройств / А. Б. Шеин, Н. М. Лазарева. – М.: Инфра-инженерия. – 2011. – 456 с.

5. Чье Ен Ун. Схемотехника преобразователей частоты для электротехнологических установок / Чье Ен Ун, А. Б. Шеин, Е. Б. Шеин. – Хабаровск: Изд.-во Тихоокеан. гос.ун-та, 2014. – 92 с.

Чье Ен Ун, д. т. н., профессор, заведующий кафедрой автоматизации и системотехники Тихоокеанского государственного университета, г. Хабаровск, моб. тел.8-924-109-08-98, e-mail: chue.enun@mail.ru

Шеин Александр Борисович, к. т. н., доцент кафедры промышленной электроники Чувашского государственного университета, г. Чебоксары, тел.: +7(83540)22344, e-mail: shabishzl@yandex.ru.

С. Б. Резников, А. В. Лавринович, И. А. Харченко

УНИФИЦИРОВАННО-МОДУЛЬНЫЙ СИНТЕЗ СИЛОВЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ АВИАЦИОННО-КОСМИЧЕСКИХ КОМБИНИРОВАННЫХ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ПЕРЕМЕННО-ПОСТОЯННОГО ТОКА

Часть 6. Синтез авиационно-бортовой комбинированной системы электроснабжения переменного-постоянного тока на базе унифицированных модулей многофункциональных преобразователей

Окончание. Начало в №№ 56, 57, 59, 61, 64

S. B. Reznikov, A. V. Lavrinovich,
I. A. Kharchenko

Synthesis of unified-modular power circuits multifunctional impulse converters for aerospace ships with combined AC-DC electrical power systems. Part 6. Synthesis of aviation combined AC-DC power supply system based on unified modules of multifunction converters

Рассматриваются силовые схемы унифицированных модулей многофункциональных импульсных преобразователей (МИП), позволяющих синтезировать авиационно-бортовые комбинированные СЭС переменного-постоянного тока, вполне удовлетворяющие по своей эффективности основным критериям оптимальности. Приведены примеры указанного синтеза автономной комбинированной СЭС с четырьмя видами питающих напряжений, в частности – “для полностью электрифицированных самолетов” (ПЭС).

Ключевые слова: импульсный преобразователь, силовой модуль, унифицированный модуль, комбинированная СЭС, синтез, оптимальность.

The last part of the series is devoted to considering the unified power modules for multifunctional switched mode converters (SMC) allowing synthesize aerospace onboard combined AC-DC power supply systems (PSS), meeting entirely basic optimality criteria in terms of effectiveness. Examples of the abovementioned autonomous combined PSS with four kinds of supply voltages are adduced, and for “fully electrified aircraft” in particular.

Key words: switched mode converter, power module, unified module, combined power supply system, synthesis, optimality.

Краткий перечень критериев оптимальности авиационно-бортовых систем электроснабжения (СЭС) [1, 2]

Критерии оптимальности авиационно-бортовых СЭС применительно к перспективным ЛА с полностью электрифицированным оборудованием (без пневмо- и гидроприводов), в частности – к так называемым “полностью электрифицированным самолетам” (ПЭС) – достаточно подробно изложены в [2]. В этой связи здесь представляется целесообразным привести только их краткий перечень:

1. Ограничительный критерий: требования к видам и параметрам напряжений и качеству электроэнергии бортовых СЭС, нормируемые ГОСТ [1], где указано, что в бортовых СЭС могут использоваться, в том числе и одновременно, четыре вида подсистем:

– трехфазного переменного тока нестабильной частоты 360...800 Гц с номинальным фазным напряжением 115 В (или 230 В);

– трехфазного переменного тока стабильной частоты 400 Гц, 115 В (или 230 В);

– постоянного тока повышенного напряжения 270 В (или 540 В);

– постоянного низкого напряжения 27 В (с заземленным на корпус “–”).

В [2] также предложена модернизированная разновидность системы 270 В (или 540 В), а именно: 0 ± 135 В (или 0 ± 270 В) – с заземленным на корпус среднепотенциальным выводом. Такая модернизация позволяет обеспечить следующее:

– расширение функциональных возможностей системы, а именно – непосредственное питание нагрузок напряжением 135 В (или 270 В) слюбой заземленной полярностью, а также полумостовых инверторов и конверторов;

– существенный выигрыш в массогабаритных, надежность, стоимостных показателях электро-механической коммутационной аппаратуры и в аналогичных показателях полупроводниковых аппаратов защиты и коммутации;

– замедление старения изоляции проводов;

– существенно большую электробезопасность и меньшую вероятность пробоя изоляции на корпус;

– более простые, надежные, легкие, компактные и дешевые резервные аккумуляторные или накопительно-конденсаторные (ионисторные) батареи и вспомогательные импульсные конвертеры.

2. Критерий энерго- и топливной экономичности и надежности для первичной подсистемы генерирования, в частности – отказ от привода постоянной частоты вращения (ППЧВ), имеющих относительно низкий КПД и требующих больших эксплуатационных затрат из-за частых регламентных работ или замен с вынужденными простоями ЛА. Кроме того, они практически не могут обеспечить надежную параллельную работу синхронных генераторов переменного тока из-за частых сбросов, набросов и перекоммутаций нагрузок. Этот критерий приводит к выводу о рациональности использования в качестве магистральных стартер-генераторов либо магнитоэлектрических генераторов (встроенных в силовую установку), либо высокооборотных асинхронных генераторов (с малыми скольжениями) с якорным самовозбуждением от транзисторных преобразователей частоты (ПЧ) и/или разгрузочных синхронных компенсаторов (перевозбужденных синхронных машин без привода).

3. Критерий максимума общего КПД для подсистем распределения и преобразования электроэнергии с учетом ограничительных требований по функциональной надежности и живучести. Это приводит к необходимости минимизации числа последовательных каскадов преобразования энергии от магистральных генераторов до каждого из относительно мощных потребителей, т.е. максимальной загрузки потребителями первичной подсистемы переменного тока нестабильной частоты (360...800 Гц, 115 В) и подсистемы постоянного повышенного напряжения: униполярной (± 270 В) или дифференциальной (0 ± 135 В или 0 ± 270 В), а также к необходимости применения обратимых (двухнаправленных) и многофункциональных преобразователей для обеспечения рекуперации электроэнергии, параллельного включения и многократного перекрестного взаиморезервирования каналов питания. Кроме того, следует учитывать, что параллельная работа питающих каналов не только обеспечивает “горячий резерв” и бесперебойное питание, но и позволяет улучшить качество электроэнергии в переходных режимах за счёт повышения общей установочной мощности объединенной системы питания, т.е. снижения ее внутреннего импеданса и соответствующих падений (“потерь”) напряжения.

4. Критерий максимальной приемственности по отношению к современной, широко распространенной номенклатуре защитно-коммутационной и преобразовательной аппаратуры. В [2], в частности, разъясняется почему сложность проблемы бездумного размыкания цепей питания с повышенным напряжением часто недооценивается, что является основной причиной торможения процесса разработки и внедрения СЭС с основной магистральной первичной или распределительной вторичной подсистем ± 270 В (или ± 540 В). Так например, в СЭС самолета

Boeing-787 такая подсистема является промежуточной (подчиненной) и неразветвленной, т.е. без собственной защитно-коммутационной аппаратуры (электро-механической или полупроводниковой). В силовой электронике такие преобразования называют: со звеном постоянного напряжения (ЗПН).

5. Критерий удовлетворительного качества электроэнергии на входах потребителей и преобразователей, нормируемого ГОСТ [1]. Из этого критерия, в частности, вытекает необходимость установки корректоров коэффициента мощности (ККМ) в схемах выпрямителей, а также демпфирующих балластов в устройствах зарядки емкостных накопителей генераторов мощных импульсов тока для лазерных, вибрационно-антиобледенительных, аэронавигационно-световых и других устройств.

6. Критерий минимума удельной добавленной резервной массы. В [2], в частности, на базе этого критерия приводится сравнительный анализ целесообразности использования обычных низковольтных бортовых аккумуляторных батарей (на 28 В) с добавлением повышающих конвертеров (27/135 В) или высоковольтных аккумуляторных батарей (на 136 В), и делается вывод в пользу первых.

К перечисленным шести критериям представляется целесообразным добавить следующий:

7. Высокие технологичность изготовления, монтажа и эксплуатации, в частности – ремонтпригодность комплектующих узлов, а следовательно – максимальное использование унифицировано-модульной архитектуры с масштабированием установочной мощности.

В предыдущих статьях данного цикла [3–7] достаточно подробно рассмотрены варианты построения унифицированных модулей основных импульсно-преобразовательных устройств, пригодных для синтеза комбинированных СЭС переменного-постоянного тока. В данной заключительной статье цикла приведены примеры синтеза таких систем.

Синтез комбинированной системы электроснабжения с дифференциальным звеном ППН (0 ± 135 В или 0 ± 270 В)

Первая из рассматриваемых СЭС построена на базе двух групп унифицированных модулей многофункциональных однофазных преобразователей двух видов (рис. 1):

а) Виенна-выпрямитель с корректором коэффициента мощности (В–В–ККМ);

б) обратимый импульсный циклоконвертор-инвертор тока ($\overline{ОИЦК}/\overline{ИТ}$) с уравнивающим делителем напряжения (УДН);

Трехфазные группы В–В–ККМ и $\overline{ОИЦК}/\overline{ИТ}$ гальванически развязаны между собой с помощью промежуточного дифференциального звена постоянного повышенного напряжения: ЗППН 0 ± 135 В (или 0 ± 270 В) и звена гальванической развязки высокой частоты: ЗГРВЧ на базе полумостового обратимого инвертора напряжения-выпрямителя ($\overline{ИН}/\overline{В}$) с многообмоточным высокочастотным трансформатором (Тр).

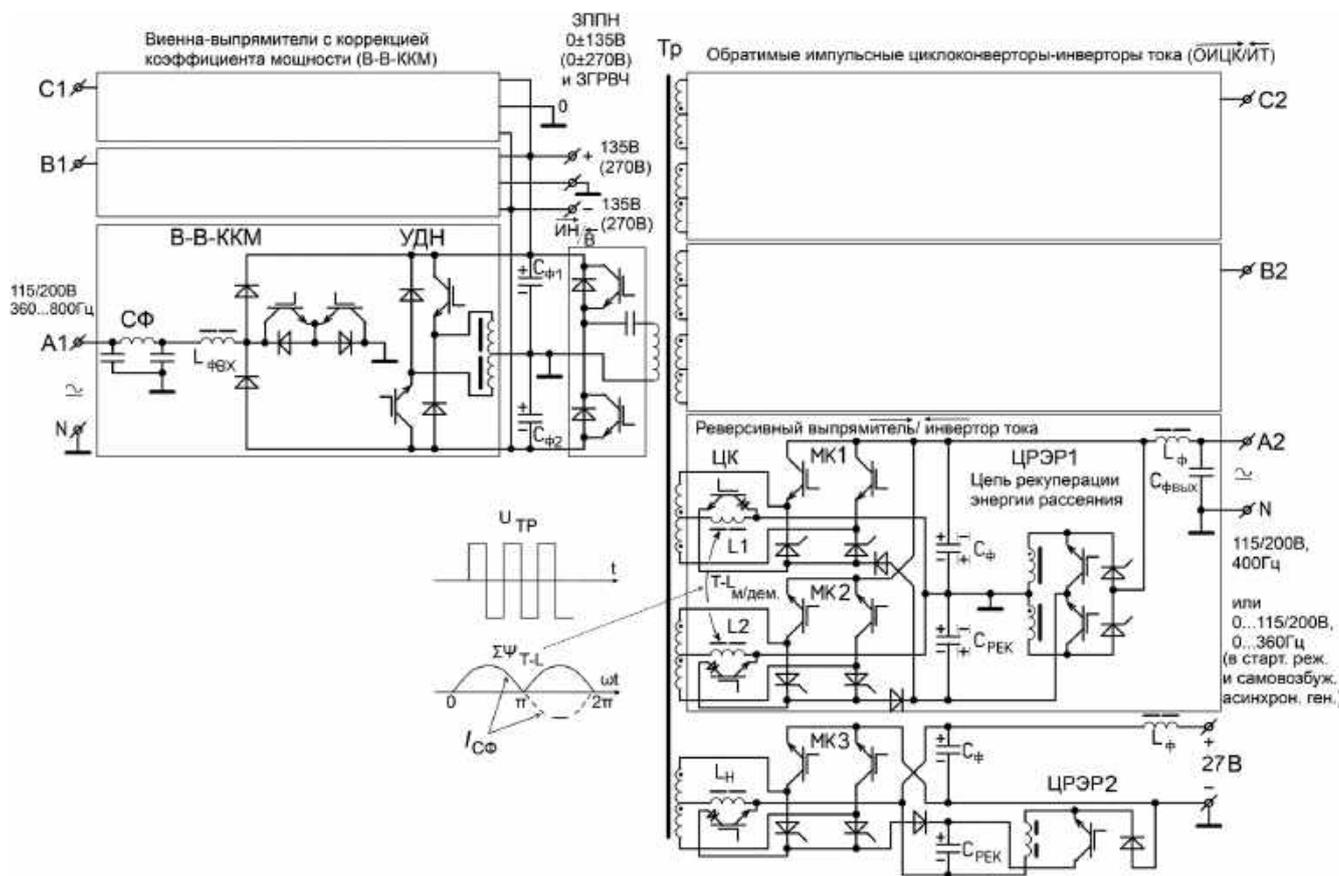


Рис. 1

Основной особенностью приведенного на рис. 1 схематического решения является отказ от обратимости (двунаправленности) В-В-ККМ ввиду сложности ее реализации с высоким качеством выходной электроэнергии при ее обратном преобразовании (рекуперации или стартерного запуска первичного генератора). Роль обратного преобразования электроэнергии возлагается на ОИЦК/ИТ, который способен работать в следующих четырех режимах:

- 1) режим прямого преобразования высокой частоты (порядка 20 кГц с выхода ИН / В̄ через Тр) в стабильную низкую частоту 400 Гц (для питания распределительного устройства трехфазного напряжения высокого качества 115/200 В или 230/400 В, 400 Гц);
- 2) режим прямого преобразования высокой частоты в нестабильную частоту первичного асинхронного генератора (360...800 Гц для его самовозбуждения, возможно – в комбинации с синхронным компенсатором);
- 3) режим прямого преобразования с $U_{\text{ВЫХ}} - \text{var}$, $f - \text{var}$ (0...360 Гц) для запуска силовой установки с помощью стартер-генератора (обычно при $U/f \approx \text{const}$);
- 4) режим обратного преобразования в качестве инвертора высокочастотного тока с реверсивным питанием (т. е. повышающего преобразователя частоты 400 Гц/20 кГц) для рекуперации энергии в ЗПН.

Рассмотрим эти режимы в перечисленной последовательности.

Режим прямого преобразования высокой частоты в стабильную низкую

В этом режиме каждый из двух циклоконверторных мостовых коммутаторов МК1 и МК2 работает в течение одного из полупериодов стабильной низкой частоты выходного тока ($I_{\text{СФ}}$) в качестве высокочастотного выпрямителя со средней точкой вторичной обмотки трансформатора. При этом работают только транзисторные ключи мостовые коммутаторы (МК1 и МК2), фильтровый конденсатор ($C_{\text{Ф}}$) и выходной индуктивно-емкостный фильтр $L_{\text{Ф}} - C_{\text{Ф.ВЫХ}}$. При этом полное потокоцепление трансреактора ($\Sigma\Psi_{\text{T-L}}$) пульсирует по модульно-синусному закону: $\Psi_0|\sin(\omega t)|$ синхронно с полупериодами тока фильтрового конденсатора: $I_{\text{СФ}}$, так показано на временной диаграмме (рис. 1).

Режим прямого преобразования высокой частоты в нестабильную частоту первичного асинхронного генератора (360...800 Гц) для его якорного самовозбуждения

При этом выходные выводы преобразователя (А2, В2, С2) подключены к фазным якорным обмоткам магистрального асинхронного стартер-генератора.

В этом режиме основной функцией циклоконверторных мостовых коммутаторов МК1 и МК2 является обеспечение практически постоянной относительно

небольшой величины скольжения (до 5–7%) магистрального асинхронного стартер-генератора с опережающим (“емкостным”) током в фазной якорной обмотке. При этом мощность, потребляемая на самовозбуждение генератора, приблизительно составляет те же 5–7% от его полной мощности. Питание преобразователя может осуществляться либо от вторичной сети ППН $0 \pm 135 \text{ В}$ ($0 \pm 270 \text{ В}$), либо от самой якорной обмотки генератора, подключенной к входным выводам А1, В1, С1.

Режим прямого преобразования с регулированием амплитуды и частоты выходного напряжения

Для стартерного запуска (обычно при $U/f \approx \text{const}$) $U_{\text{ВЫХ}} - \text{var}$ ($0 \dots 115/200 \text{ В}$) и $f - \text{var}$ ($0 \dots 360 \text{ Гц}$).

В этом режиме мостовые коммутаторы МК1 и МК2 помимо регулирования низкой частоты переключений токов трансреактора (Т–L) осуществляют также широтно-импульсное регулирование выпрямленного напряжения. При этом амплитуда напряжения развязывающего трансформатора остается неизменной (стабилизированной), так как он питает также канал низковольтного выпрямителя (27 В).

Режим обратного преобразования в качестве инвертора высокочастотного (20 кГц) прямоугольного тока с реверсивным (знакопеременным) питанием

Такой режим необходим для рекуперации энергии из нагрузки в звено постоянного повышенного напряжения (ЗППН $0 \pm 135 \text{ В}$ или $0 \pm 270 \text{ В}$).

В этом режиме двухобмоточный трансреактор Т–L имеет постоянное суммарное (полное) потокосцепление ($\Sigma\Psi \approx \text{const}$), а перекоммутацию тока каждой из его обмоток осуществляют транзисторные ключи (VT1,2). Этот режим целесообразно осветить более подробно.

Основной проблемой при построении схем трансформаторных инверторов прямоугольного тока (“меандра”) является обеспечение утилизации (рекуперации) электромагнитной энергии индуктивностей рассеяния трансформатора обратно во входной фильтровой конденсатор, т. е. обеспечение цепей для “внутренней реактивной мощности”. В рассматриваемой

схеме (рис. 1) указанная энергия сначала поступает в добавочный фильтровой конденсатор рекуперации ($C_{\text{РЕК}}$) через тиристорные вентили, а затем возвращается в основной фильтровой конденсатор ($C_{\text{Ф}}$) через полярно-инвертирующий импульсный модулятор – цепь рекуперации энергии рассеяния трансформатора (ЦРЭР) на базе реактора (трансреактора) рекуперации и управляемого вентильно-ключевого моста.

Наличие низковольтной дополнительной обмотки трансформатора (Tr) и соответствующего дополнительного мостового коммутатора (МК3) позволяет реализовать не только питание вторичной подсистемы постоянного низкого напряжения ($\pm 27 \text{ В}$) с цепью зарядки резервного аккумулятора (28 В), но и обратное (резервное) питание от низковольтного аккумулятора всей системы электроснабжения (в течение короткого промежутка времени) или только жизненно-важных потребителей (в течение более длительного промежутка времени). Для этого дополнительный мостовый коммутатор переводится из режима выпрямителя в режим инвертора высокочастотного прямоугольного тока, рассматриваемый выше. При этом отсутствие реверса питающего напряжения позволяет обойтись одним коммутатором.

Синтез СЭС с униполярным звеном постоянного повышенного напряжения (ЗППН $\pm 270 \text{ В}$)

На рис.2 приведена структура канала КСЭС с униполярным (не дифференциальным) звеном постоянного повышенного напряжения (ЗППН $\pm 270 \text{ В}$) с электромеханической коммутацией и модульно-масштабируемой архитектурой.

На рисунке приняты следующие обозначения: СУ – силовая установка; МЭГ – встроенный магнитоэлектрический генератор (стартер-генератор) с аварийным расцепителем валов; АБВ – аварийный быстросрабатывающий выключатель; ШГ – шина генератора; ДИР/СН – двунаправленный импульсный регулятор/стабилизатор напряжения (трехфазный, синхронно-реверсивный циклоконвертер - повторитель частоты с коррекцией коэффициента мощности – ККМ); ОВИП-ККМ – обратимый выпрямительно-

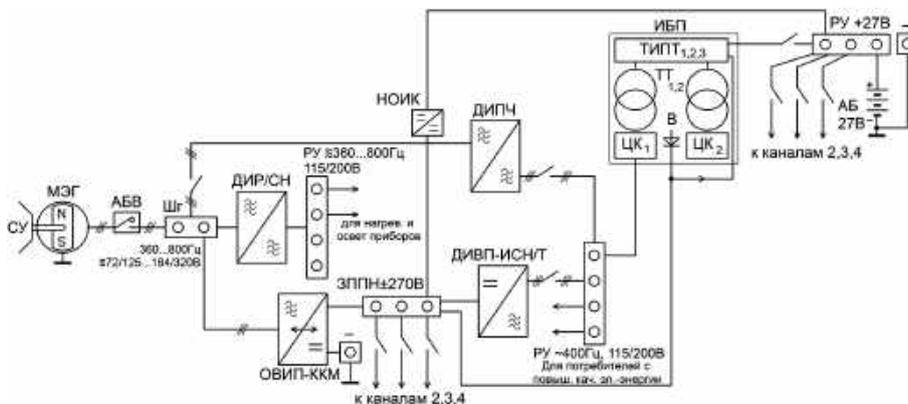


Рис. 2

инверторный преобразователь с коррекцией коэффициента мощности; ДИВП-ИСН/Т – двунаправленный инверторно-выпрямительный преобразователь с инвертором синусоидального напряжения/тока; НОИК – непосредственный обратимый импульсный конвертор; ИБП – источник бесперебойного питания со звеном высокой частоты на базе трех трансформаторных инверторов прямоугольного тока (ТИПТ_{1,2,3}), двух трансформаторов тока (ТТ_{1,2}) и двух циклоконверторов (ЦК_{1,2}) с выходным трехфазным фильтром; АБ – аккумуляторная батарея; РУ – распределительные устройства; ЗППН – звено постоянного повышенного напряжения (униполярное).

Приведенная структура не требует специальной коммутационной аппаратуры для бездуговой коммутации цепей ППН ±270 В, т.к. по аналогии с СЭС самолета Boeing 787 ЗППН используется только как промежуточное звено для связи 4х бортовых каналов питания без подключения к нему потребителей. Последние в соответствии с ГОСТ на авиабортовые СЭС разделены на следующие три группы по видам электропитания: а) нагревательно-осветительные и подобные приборы с питанием от РУ переменного тока нестабильной частоты (360...800 Гц), но стабильного действующего значения трехфазного или однофазного напряжения (115/200 В); б) потребители с повышенным качеством электроэнергии переменного тока (400 Гц, 115/200 В) и в) потребители постоянного низкого напряжения (±27 В).

Так как в качестве магистральных генераторов (стартер-генераторов) для СЭС ПЭС наиболее перспективными считаются магнитоэлектрические генераторы (МЭГ) с постоянными магнитами на роторе, допускающие встроенное исполнение (без собственных редуктора и подшипников) с увеличенным воздушным зазором (1,2 мм вместо 0,4 мм), то для питания РУ 360...800 Гц, 115/200 В необходимо установить двунаправленный импульсный регулятор/стабилизатор напряжения (ДИР/СН).

Для обеспечения питанием от шины генератора (ШГ) звена ЗППН±270 В и РУ 400 Гц, 115/200 В необходимы обратимый выпрямительно-инверторный

преобразователь с коррекцией коэффициента мощности (ОВИП-ККМ) и двунаправленный инверторно-выпрямительный преобразователь с инвертором синусоидального напряжения/тока (ДИВП-ИСН/Т). При этом в качестве резервной (не двухкаскадной) обратимой связи ШГ и РУ 400 Гц желательно использовать резервный непосредственный двунаправленный импульсный преобразователь частоты (ДИПЧ). Учитывая рациональность применения модульно-масштабируемой архитектуры всех четырех перечисленных преобразователей, предлагается использовать для их реализации универсальный многофункциональный импульсный преобразователь (МИП).

На рис. 3 представлена силовая схема двухмодульного универсального МИП с двухобмоточным демодуляторным трансреактором (L1–L2) и нерассеивающими демпферно-снабберными цепочками для “мягкой” коммутации (для снижения тепловых потерь и помехоизлучений). Каждый из модулей схемы представляет собой шестиплечевой мостовой коммутатор на базе диодно-транзисторных стоек в плечах, снабберных конденсаторов (ССН), демпферных дросселей (ЛД) и зарядно-разрядных двухдиодных стоек. Для снижения громоздкости изображения цепи связи между коммутаторами обозначены в виде разнумерованных точек (с 1 по 12) и адресных указателей (к1, к2 и т. д.). Схема обладает центральной симметрией относительно заземленной средней точки (0), что позволяет упростить анализ ее работы.

Вместе с двунаправленностью преобразования электроэнергии (от внешних выводов А_{1-N} к внешним выводам А_{2-N} и обратно) схема обеспечивает реверс полярностей обоих внешних напряжений (U_{А1-N} и U_{А2-N}), а также допускает произвольное соотношение их мгновенных значений (в пределах допустимых для транзисторов). Преобразование ведется в режиме высокочастотной широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Постоянный период модуляции (T_{ШИМ}) содержит три чередующихся в произвольном порядке этапа: а) нарастания тока (полного потокосцепления) обмоток трансреактора (di/dt > 0) с длительностью: t_н = γ_нT_{ШИМ}; б) частичного (или полного) спадания

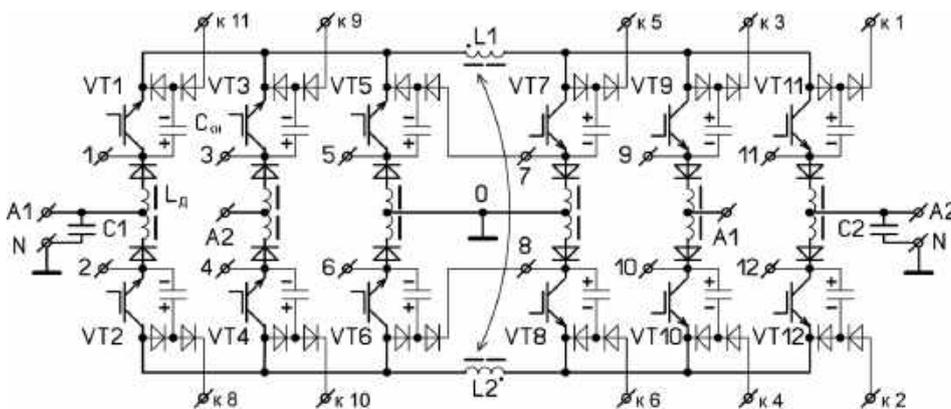


Рис. 3

тока ($dI/dt < 0$) с длительностью: $t_{сп} = \gamma_{сп} T_{шим}$ и в) приблизительного сохранения тока ($dI/dt \approx 0$) с длительностью: $T_{шим} - t_H - t_{сп} = (1 - \gamma_H - \gamma_{сп}) T_{шим}$.

Нарастание тока в обмотке L1 в зависимости от режимов понижения или повышения напряжений происходит по цепям: C1–VT1–L1–VT11–C2–C1 или C1–VT1–L1–VT7–C1. Спадание тока в обмотке L1 происходит, соответственно, по цепям: L1–VT11–C2–VT5–L1 и L1–VT11–C2–C1–VT1–L1. Приблизительное сохранение этого тока происходит в цепи: L1–VT7–VT5–L1.

Аналогичным образом (благодаря центральной симметрии схемы) модулируется ток обмотки L2 трансреактора.

В процессе широтно-импульсной модуляции с помощью регулирования двух взаимонезависимых параметров ($\gamma_{сп}$ и γ_H) и цепей отрицательных обратных связей (на базе сравнения сигналов датчиков внешних токов и напряжений с эталонными сигналами) обеспечивается однонаправленная пульсация полного потокосцепления (ψ) трансреактора по модульно-синусному закону: $\psi(t) = \psi_0 |\sin(\omega t)|$. Благодаря низкочастотной перекоммутации токов трансреактора мостовыми коммутаторами на одном из фильтровых конденсаторов (C1 или C2) формируется низкочастотное синусоидальное напряжение вида: $U(t) = U_0 \sin(\omega t)$ или в цепи одного из внешних выводов (A1 или A2) формируется синусоидальный ток вида: $I(t) = I_0 \sin(\omega t)$.

Таким образом, при выполнении функции выпрямителя схема осуществляет коррекцию коэффициента мощности (ОВИП-ККМ), а при работе в качестве инвертора синусоидального напряжения/тока – функцию регулятора амплитуды и временно-фазового сдвига.

Благодаря наличию общего заземления внешних выводов рассмотренная схема МИП пригодна для непосредственного (бестрансформаторного) синтеза трехфазных преобразователей с заземленными нейтрально-нулевыми выводами.

Реализация источника бесперебойного питания (ИБП) на базе аварийно-резервной низковольтной аккумуляторной батареи требует введения промежуточного трансформаторного звена высокой частоты (ТЗВЧ), причем – не только для гальванической развязки, но главное – для обеспечения приемлемого КПД. В непосредственном импульсном модуляторе при большой кратности преобразуемых напряжений (например, $270/27 \text{ В} = 10$) значительно возрастают тепловые потери: во-первых, из-за существенно-прерывистых (“игольчатых”) внешних токов в цепях повышенного напряжения, а во-вторых, из-за необходимости совмещения противоречивых требований к транзисторным ключам: большие допустимые токи (при низковольтном питании проводящих ветвей) и большие допустимые напряжения (при повышенном питающем напряжении непроводящих ветвей), что приводит к необходимости применения ключей с большими статическими и динамическими потерями

(например, *MOSFET* с относительно большим сопротивлением канала или *IGBT* – ключей с большим напряжением насыщения).

В свою очередь, реализация ТЗВЧ на базе мостовых или полумостовых высокочастотных трансформаторных инверторов прямоугольного напряжения (ТИПН) сталкивается с относительно сложной проблемой антинасыщающего симметрирования вольт-секундных интегралов абсолютных величин питающих импульсов на разнополярных полупериодах модуляции. Попытка замены двухтактных трансформаторных схем на однотактные трансреакторные обратногоходные схемы сталкивается с не менее сложной проблемой нерассеивающей (тепла) утилизации энергии индуктивностей рассеяния обмоток трансреактора, определяющей внутреннюю реактивную мощность и как следствие – тепловые потери и удельные массо-габаритные характеристики.

Альтернативой указанного ТИПН является трансформаторный инвертор прямоугольного тока (ТИПТ), свободный от этих недостатков.

На рис. 4 приведены силовая схема трехфазного ИБП со ЗВЧ на базе трех ТИПТ1,2,3, двух трансформаторов тока (ТТ1,2) и двух циклоконверторов (ЦК1,2) с выходным трехфазным емкостным фильтром (C1,2,3–C_{A,B,C}) – рис. 4а и временные диаграммы токов и напряжений ЗВЧ и ЦК – рис. 4б.

Характерными элементами ТИПТ1,2,3 являются накопительно-демодуляторные трансреакторы (Т–L1,2) для формирования прямоугольных токов в трансформаторах тока (ТТ1,2), а также снабберные конденсаторы (ССН1,2,3) с полярно-инвертирующими модуляторами для нерассеивающей утилизации энергии индуктивностей рассеяния ТТ путем ее рекуперации в ЗППН 270 В и в АБ (27 В).

Выходное низкочастотное (400 Гц) трехфазное синусоидальное напряжение (115/200 В) формируется с помощью двух демодуляторно-накопительных трансреакторов (Т–L1,2) и двух симисторных циклоконверторов (ЦК1,2), т. е. циклических реверсивных выпрямителей (см. временные диаграммы на рис. 4б). Помимо этого ИБП с помощью диодных (или тиристорных) выпрямителей обеспечивает аварийно-резервное питание ЗППН $\pm 270 \text{ В}$, а также зарядку аккумуляторной батареи.

Так как ИБП по своим внешним вольт-амперным характеристикам может выполнять функцию “источника тока”, то он так же, как и вышерассмотренный МИП может являться модулем в расщепленной модульно-масштабируемой архитектуре канала КСЭС с униполярным ЗППН $\pm 270 \text{ В}$.

Рассмотренная структура КСЭС может считаться наиболее рациональной, так как полностью удовлетворяет требованиям ГОСТ по заземлению на корпус ЛА минусового вывода униполярной СППН $\pm 270 \text{ В}$ и не требует согласования частных технических условий, как дифференциальные ЗППН $0 \pm 135 \text{ В}$ или $0 \pm 270 \text{ В}$, рассмотренные выше и в предыдущих статьях данного цикла.

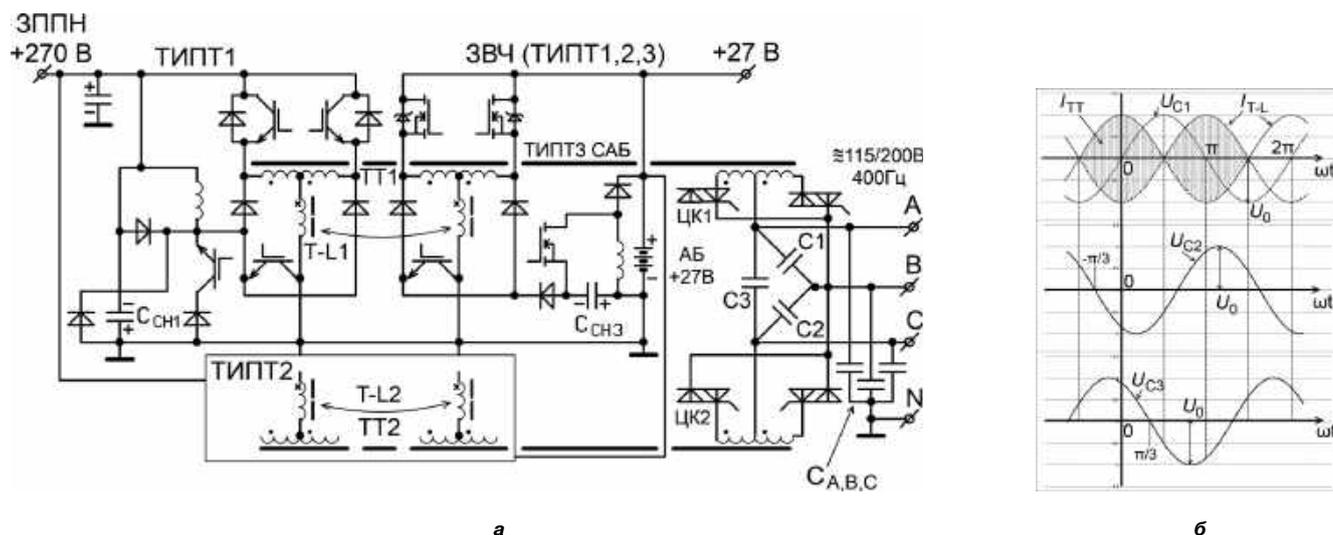


Рис. 3

Заключение

Рассмотренные силовые схемы унифицированных модулей многофункциональных преобразователей (рис. 3 и рис. 4) позволяют синтезировать авиационно-бортовые комбинированные СЭС переменного-постоянного тока, вполне удовлетворяющие всем вышеперечисленным критериям и приближающиеся по эффективности к оптимальным.

Обе предложенные схемы защищены приоритетом РФ.

Общее заключение по циклу статей

Рассмотренные в завершенном цикле статей (части с 1 по 6) критерии оптимальности и схемотехнические решения позволяют реализовать унифицированно-модульный синтез силовых интегральных схем многофункциональных импульсных преобразователей для авиационно-космических комбинированных систем электроснабжения переменного-постоянного тока, приближающихся по своей эффективности к оптимальным. Все основные схемотехнические решения, предложенные авторами, защищены приоритетом РФ.

Указанный синтез представляется наиболее перспективной технологией в области практической силовой электроники транспортных средств. Особую роль он играет в авиационно-космических СЭС с повышенными требованиями к надежности, взаиморезервированию (живучести), контроле- и ремонтпригодности (с учетом вынужденных простоев транспорта), к массогабаритным и энергетическим показателям, к качеству электроэнергии, к ЭМС, к элементной и схемотехнической преемственности и возможности гибкого варьирования установленной мощности (модульно-масштабируемая архитектура).

Цикл статей предназначен для разработчиков комбинированных автономных СЭС переменного-постоянного тока, в частности – “полностью электрифицированных самолетов” (ПЭС), а также представляется интересным для широкого круга специалистов в области транспортной силовой электроники.

Литература

- ГОСТ Р 54073-2010. Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии – 2011 г.
- Коняхин С. Ф., Резников С. Б., Бочаров В. В., Сыроежкин Е. В., Харченко И. А. Критерии оптимальности и примеры синтеза структуры комбинированной системы электроснабжения переменного-постоянного тока для перспективных летательных аппаратов с полностью электрифицированным приводным оборудованием. – Электроника и электрооборудование транспорта, № 2, 2013, С. 2–10.
- С. Б. Резников, В. В. Бочаров, А. В. Лавринович, И. А. Харченко. Унифицированно-модульный синтез силовых интегральных схем многофункциональных импульсных преобразователей для авиационно-космических комбинированных систем электроснабжения переменного-постоянного тока. Часть 1. Унифицированные базовые модули обратимых импульсных конверторов с промежуточным индуктивным накопителем. – Практическая силовая электроника, № 4 (56), 2014, С. 17–26.
- С. Б. Резников, В. В. Бочаров, А. В. Лавринович, И. А. Харченко. Унифицированно-модульный синтез силовых интегральных схем многофункциональных импульсных преобразователей для авиационно-космических комбинированных систем электроснабжения переменного-постоянного тока. Часть 2. Унифицированные базовые модули обратимых выпрямительно-инверторных преобразователей с корректором коэффициента мощности и накопительно-демодулирующими реакторами. – Практическая силовая электроника, №1 (57), 2015, С. 46–55.
- С. Б. Резников, А. В. Лавринович, И. А. Харченко. Унифицированно-модульный синтез силовых интегральных схем многофункциональных импульсных преобразователей для авиационно-космических комбинированных систем электроснабжения переменного-постоянного тока. Часть 3. Унифицированные

базовые модули конверторно-инверторных многофункциональных импульсных преобразователей с регулируемыми инверторами синусоидальных токов и напряжений. — Практическая силовая электроника, № 3 (59), 2015, С. 35–42.

6. *С. Б. Резников, А. В. Лавринович, И. А. Харченко.* Унифицированно-модульный синтез силовых интегральных схем многофункциональных импульсных преобразователей для авиационно-космических комбинированных систем электроснабжения переменного тока. Часть 4. Модульная архитектура многофункциональных импульсных преобразователей частоты и регуляторов параметров переменного напряжения. Практическая силовая электроника, № 1 (61), 2016, С. 39–46.

7. *С. Б. Резников, А. В. Лавринович, И. А. Харченко.* Унифицированно-модульный синтез силовых интегральных схем многофункциональных импульсных преобразователей для авиационно-космических

комбинированных систем электроснабжения переменного-постоянного тока. Часть 5. Распределенные авиационно-бортовые источники бесперебойного питания на базе унифицированных модулей. — Практическая силовая электроника, № 4 (64), 2016, С. 30–35.

Резников Станислав Борисович, д. т. н., профессор кафедры теоретической электротехники Московского авиационного института (национального исследовательского университета), МАИ, тел.: +7(499) 158-4529, e-mail: rezn41@mail.ru;

Харченко Игорь Александрович, к. т. н., доцент кафедры теоретической электротехники Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7(499) 158-45-29, e-mail: ihar@mail333.com;

Лавринович Андрей Вячеславович, аспирант кафедры теоретической электротехники Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7(926) 104-58-89; e-mail: rewersion@yandex.ru.

А. А. Миронов

ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ШИМ-КОНТРОЛЛЕРОМ В РЕЖИМЕ МАЛЫХ НАГРУЗОК И ХОЛОСТОГО ХОДА

Anatoly Mironov

Specifics of converters with PWM controller operation in low-load and no-load operating modes

В статье анализируются причины некорректной работы импульсных преобразователей с ШИМ-контроллером в режиме холостого хода на выходе, даются рекомендации и описываются схемотехнические решения, стабилизирующие работу преобразователей.

Ключевые слова: преобразователь, ШИМ-контроллер, скажность, коэффициент заполнения, нагрузка, холостой ход

The article analyzes the causes of incorrect operation of switched mode converters with PWM controller in no-load mode, and provides recommendations and presents the circuit solutions stabilizing the converters' operation.

Keywords: converter, PWM controller, duty cycle, load, no-load.

Работа преобразователей с ШИМ-контроллером в режиме малой нагрузки или холостого хода на выходе зачастую доставляет проблемы как разработчикам, так и потребителям. Проявляется это в том, что при уменьшении тока нагрузки до значений $0,1 \cdot I_{НОМ}$ и менее ухудшается стабильность выходного напряжения, а его пульсации многократно увеличиваются. Способы устранения этого нежелательного эффекта бывают столь затратными и конструктивно неприемлемыми, что разработчики вторичных источников питания (ВИП) на этапе проектирования даже оставляют эту проблему нерешенной. Так, например, в [1] для ВИП при указанных выше токах нагрузки допускается повышение выходного напряжения относительно номинального значения, но не более, чем на 10% от номинального значения. Для других аналогичных ВИП в этом же режиме значения выходного напряжения и пульсации вообще не нормируются [2].

Причины некорректной работы ВИП режиме малой нагрузки или холостого хода заложены в схемотехнике и принципах регулирования ВИП. Обобщенная функциональная схема импульсного преобразователя с ШИМ-контроллером показана на рис. 1.

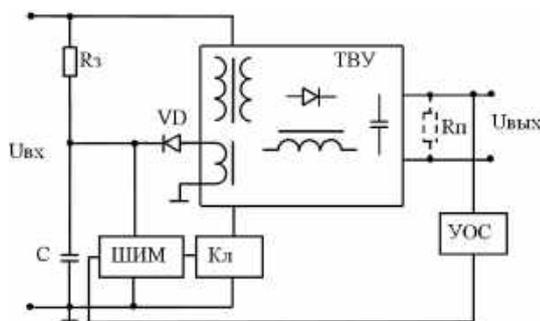


Рис. 1. Обобщенная функциональная схема импульсного преобразователя напряжения с ШИМ-контроллером

При подаче входного напряжения $U_{ВХ}$ через цепь запуска, показанную условно как резистор R_3 , малым током (единицы мА) заряжается конденсатор C . При напряжении $U_C = U_{ВКЛ}$ включается ШИМ-контроллер. Регулирование (стабилизация) выходного напряжения производится изменением коэффициента заполнения K_3 выходного импульса ШИМ, управляющего работой силового ключа $Кл$. Входное напряжение, промодулированное ключом $Кл$, трансформируется, выпрямляется и сглаживается трансформаторно-выпрямительным узлом ТВУ. Узел обратной связи УОС управляет установкой необходимого коэффициента заполнения K_3 . В установившемся режиме ШИМ-контроллер, нагруженный на затвор силового ключа $Кл$, потребляет ток в 20... 50 мА и поэтому питается от отдельной обмотки дросселя ТВУ, напряжение которой пропорционально выходному. Выпрямленное диодом VD , оно сглаживается конденсатором C и питает ШИМ-контроллер и УОС.

Основными причинами нестабильной работы ВИП в режиме малой нагрузки и ХХ являются:

1. Невозможность ШИМ-контроллера установить требуемый (малый) K_3 . Так, например, минимальная длительность импульса ключа $Кл$ с ШИМ-контроллером типа UC38XX (1114EУХ) с учетом всех задержек составляет около 0,5 мкс, у современных, более быстродействующих контроллеров, например, типа UCC38CXX – чуть меньше. Дальнейшее уменьшение среднего значения K_3 возможно только блокировкой импульса ШИМ-контроллера на один или несколько периодов работы. В результате начиная с некоторого уровня нагрузки ШИМ-контроллер вырабатывает управляющий импульс один раз в два периода, один раз в три периода и т. д. Таким способом сигнал ОС пытается уменьшить среднее значение K_3 . При этом пульсации выходного напряжения увеличиваются. Но хуже всего, когда нагрузка “требует” ОС установить K_3 , соответствующий дробному значению

количества пропусков периодов, например, $K_{3\text{мин}}/3,2$. Это означает, что несколько импульсов управления появятся один раз в три периода, а потом — один раз в пять-шесть периодов. На осциллограмме пульсации выходного напряжения это проявляется как дополнительная низкочастотная составляющая увеличенной амплитуды, зачастую трактуемая разработчиком и потребителем как неустойчивая работа ВИП. Однако никакая коррекция ситуацию не исправляет.

2. Уменьшение напряжения питания ШИМ-контроллера. С уменьшением длительности управляющего импульса ШИМ-контроллера, когда энергия в дросселе запасается, уменьшается и активная фаза паузы, когда энергия дросселя передается в нагрузку и заряжает конденсатор C . ШИМ-контроллер же потребляет практически один и тот же ток независимо от режима работы нагрузки. В результате с уменьшением тока нагрузки уменьшается и напряжение U_C . Когда оно достигнет значения напряжения выключения $U_{\text{выкл}}$, ШИМ-контроллер выключается, потребление тока от конденсатора C практически прекращается и он снова начинает заряжаться через резистор R_3 до значения $U_C = U_{\text{выкл}}$. Тогда происходит повторное включение ШИМ-контроллера. Очевидно, что при таком режиме работы среднее значение выходного напряжения значительно уменьшается и появляется пульсация амплитудой в 20...50 % от номинального значения выходного напряжения частотой 10 ... 50 Гц.

3. Невозможность УОС сформировать требуемый (большой) уровень сигнала для управления ШИМ-контроллером. Такой режим работы имеет место в ВИП с трансформатором в цепи передачи сигнала ОС и происходит по той же причине, что и в п. 2. Недостаточная величина сигнала ОС не позволяет уменьшить длительность управляющего импульса ШИМ-контроллера. В этом случае выходное напряжение увеличивается сверх номинального значения.

Маломощные ВИП, УОС которых построен на основе оптрона, такого режима не имеют, так как увеличивающийся при малой нагрузке ток через светодиод оптрона автоматически подгружает выход преобразователя. Для ВИП мощностью 5...10 Вт этого бывает достаточно.

На практике нестабильная работа ВИП в режиме малой нагрузки и ХХ обычно является комбинацией причин 1–3.

Рассмотрим возможные способы устранения этого нежелательного режима. Простейшая из мер, к которой наиболее часто прибегают разработчики — установка на выход ВИП дополнительного подгрузочного резистора $R_{\text{п}}$ (на рис. 1 показан пунктиром). При этом даже в режиме ХХ коэффициент заполнения K_3 ШИМ-контроллера не достигает критических (малых) значений, напряжения $U_{\text{вых}}$ и U_C остаются в зоне допуска. Такой способ приемлем для простых маломощных ВИП мощностью 5...15 Вт. Цена вопроса — потеря 1...3 % КПД и дополнительная площадь на печатной плате для подгрузочного резистора $R_{\text{п}}$. К тому же, чтобы минимизировать потери в резисторе,

регулирующий подбирает номинал $R_{\text{п}}$ во время настройки ВИП. Помогает также замена контроллера на менее потребляющий вариант, например, UC38XX на UCC38CXX, хотя это может быть и более дорогим решением.

Если в режиме ХХ выходное напряжение увеличивается, вместо подгрузочного резистора $R_{\text{п}}$ можно включить стабилитрон с напряжением стабилизации чуть больше номинального выходного напряжения, но находящегося в зоне допуска. Тогда падения КПД в нагруженном режиме ВИП не произойдет, так как стабилитрон будет работать только в режиме малой нагрузки и ХХ. Выбирая тип прибора необходимо обеспечить, чтобы ток через стабилитрон не превысил предельно-допустимого значения, а напряжение стабилизации стабилитрона при изменении температуры окружающей среды не вышло за допустимые пределы выходного напряжения ВИП. Такой стабилитрон подобрать не всегда возможно, однако, если позволяет место на плате преобразователя, его можно реализовать простой схемой на основе микросхемы параллельного стабилизатора типа TL431 (1230EP1) и его аналогов (рис. 2). В этом случае просто решаются задачи установки любого требуемого напряжения ограничения $U_{\text{вых. макс}}$ и его температурной стабильности: $U_{\text{вых. макс}} = U_{\text{оп}} \cdot (1 + R_1/R_2)$, где $U_{\text{оп}}$ — опорное напряжение микросхемы DA1. Резистор $R_{\text{п}}$ ограничивает максимальный ток через микросхему.

Еще один вариант схемы, реализующей эту идею, показан на рис. 3 [3]. Цепи запуска и питания ШИМ-контроллера условно не показаны.

В схеме преобразователя, показанного на рис. 3, усилитель рассогласования У1 формирует сигнал ОС, стабилизирующий выходное напряжение ВИП на

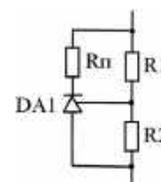


Рис. 2. Аналог термокомпенсированного ограничительного стабилитрона

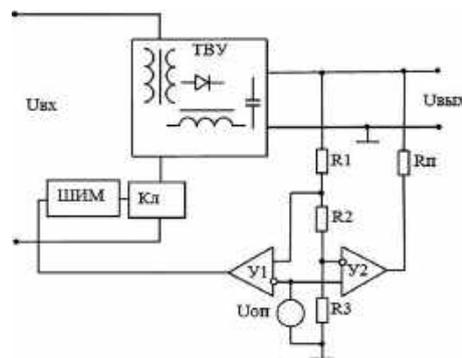


Рис. 3. Схема подгрузки выхода ВИП при повышении выходного напряжения в режиме ХХ

уровне $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ОП}} \cdot [1 + R_1 / (R_2 + R_3)]$. Дополнительный усилитель У2 включается в режиме малой нагрузки и ХХ, когда выходное напряжение начинает увеличиваться сверх номинального значения. Максимальное значение выходного напряжения ВИП в этой схеме $U_{\text{ВЫХ.МАКС}} = U_{\text{ОП}} \cdot [1 + (R_1 + R_2) / R_3]$. Резистор $R_{\text{П}}$ ограничивает максимальный ток через усилитель У2. Следует обратить внимание, что $U_{\text{ВЫХ.МАКС}} / U_{\text{ВЫХ}} = 1 + R_2 / R_3$. Это означает, что если в схеме ВИП предусмотрена регулировка выходного напряжения изменением номинала резистора R_3 , напряжение ограничения $U_{\text{ВЫХ.МАКС}}$ будет изменяться пропорционально изменению выходного напряжения автоматически! Описанная схема использовалась для нормализации работы в режиме ХХ ВИП мощностью 40 Вт.

Реализовать меньшие значения K_3 , сохранив при этом плавность, непрерывность его изменения, позволяет схема, показанная на рис. 4 [4]. Цепи запуска и питания ШИМ-контроллера условно не показаны. Здесь конденсатор C_1 – частотозадающий, на вход ОС ШИМ-контроллера подается управляющее напряжение УОС. Часть этого напряжения, задаваемая делителем напряжения на резисторах R_1 и R_2 , подается на управляющих вход регулирующего элемента РЭ (в данном случае – маломощного биполярного транзистора). При уменьшении нагрузки на выходе ВИП сигнал ОС увеличивается и РЭ начинает плавно открываться, подключая к частотозадающему конденсатору C_1 дополнительный конденсатор C_2 . Также плавно частота работы ШИМ-контроллера начинает уменьшаться. Максимальное уменьшение частоты наблюдается при ХХ на выходе ВИП, когда РЭ открыт и результирующая частотозадающая емкость составляет $C = C_1 + C_2$. При этом преобразователь мощностью 120 Вт устойчивой работал на ХХ вообще без подгрузки на выходе, которая ранее уменьшала КПД на 1,5%! А для такого преобразователя это три резистора мощностью 1 Вт. Рассмотренная же “добавка” к схеме ВИП занимает меньшую площадь на печатной плате и дополнительно не нагревается.

Для мощных ВИП нестабильная работа в режиме малой нагрузки и ХХ зачастую происходит вследствие уменьшения напряжения питания ШИМ-контроллера.

Здесь увеличение тока в цепи запуска, условно показанной как резистор R_3 на рис. 1, положение не спасает, ведь общее потребление узлом управления вместе с ШИМ-контроллером и драйверами может составлять 100...150 мА при напряжении питания около 12 В. На рис. 5 представлена функциональная схема ВИП, устраняющая указанный недостаток [5].

На выход мощного ВИП подключен простейший нерегулируемый инвертор И, напряжение с выходной обмотки которого выпрямляется диодом VD, сглаживается конденсатором С и используется для питания ШИМ-контроллера и УОС. Поскольку инвертор питается от стабильного выходного напряжения, напряжение питания ШИМ-контроллера также стабильно, пропорционально выходному и гальванически с ним не связано. Инвертор может работать как на собственной частоте, так и на частоте преобразования ВИП. При КПД инвертора порядка 80% и частоте 150 кГц потребление с выхода составляет около 2 Вт, а трансформатор намотан на кольце типоразмера $K7 \times 4 \times 2$. Потребление тока инвертором создает на выходе ВИП подгрузку, однако потребленная мощность не рассеивается в резисторах $R_{\text{П}}$, а идет на питание ШИМ-контроллера и УОС. Применяя описанную схему в ВИП мощностью 480 Вт удалось избавиться от 5 подгрузочных резисторов мощностью 1 Вт.

Если причиной некорректной работы преобразователя в режиме ХХ является уменьшение напряжения питания узлов ШИМ-контроллера и УОС, можно применить схемотехнику силового узла ВИП, при которой длительность управляющий импульса ШИМ-контроллера не зависит от нагрузки. Собственно говоря, в выражение $U_{\text{ВЫХ}} = f(U_{\text{ВХ}})$ для любого типа импульсного преобразователя ток нагрузки в первом приближении и не входит [6]. Но это утверждение справедливо для только режима неразрывных токов в силовом дросселе, в дополнительных обмотках которого и вырабатываются указанные напряжения. Режим неразрывных токов характеризуется тем, что ток в силовой обмотке дросселя протекает в течение всего интервала импульса и паузы.

Функциональная схема обратного преобразователя, реализующего указанный алгоритм рабо-

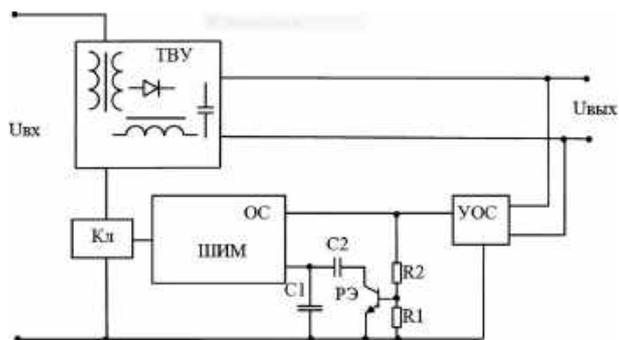


Рис. 4. Функциональная схема преобразователя, реализующая малые коэффициенты заполнения K_3

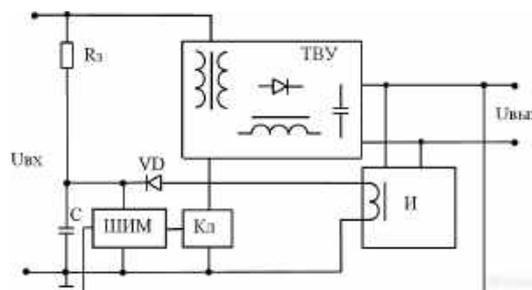


Рис. 5. Функциональная схема преобразователя с питанием ШИМ-контроллера и УОС со стороны выходного напряжения

ты, представлена на рис. 6. От традиционной схемы обратногоходового ВИП она отличается применением полевого транзистора Кл2 вместо “классического” диода в выходном выпрямителе, реализуя при этом режим синхронного выпрямления.

Преобразователь работает следующим образом. Во время открытого состояния ключа Кл1 по обмотке W_1 протекает линейно нарастающий ток и энергия запасается в сердечнике трансформатора Tr , который по существу является многообмоточным дросселем. Полярность напряжения на обмотке управления W_y ключом Кл2 такова, что последний закрыт. При закрытии ключа Кл1 на всех обмотках трансформатора Tr напряжения меняют полярность, ключ Кл2 открывается и через него, обмотку W_2 в выходные конденсаторы $C_{вых}$ протекает линейно спадающий ток. При малой нагрузке либо ХХ на выходе ВИП указанный ток уменьшается до нуля еще до окончания интервала паузы. Если бы вместо ключа Кл2 стоял диод, он бы в этот момент закрылся. Открытый же ключ Кл2 удерживает на обмотке W_2 напряжение $U_{вых}$, а, значит, и на всех остальных обмотках трансформатора оно сохраняет прежний уровень и полярность. Ключ Кл2 остается открытым, а ток через него продолжает протекать до конца паузы, изменив направление, но не меняя производной.

Поскольку ток в обмотке W_2 дросселя во время паузы протекает постоянно, хотя и меняет направление, длительность активной фазы паузы не уменьшается, а с обмотки подпитки $W_{п}$ через диод VD поступает “полноценное” питание для ШИМ-контроллера и УОС даже в режиме ХХ на выходе и подгрузка преобразователю не требуется.

Аналогичный режим работы можно реализовать и в прямоходовых преобразователях.

Литература

1. Справочный лист на модули питания постоянного тока серии МДМ на сайте WWW.AEIP.RU пред-

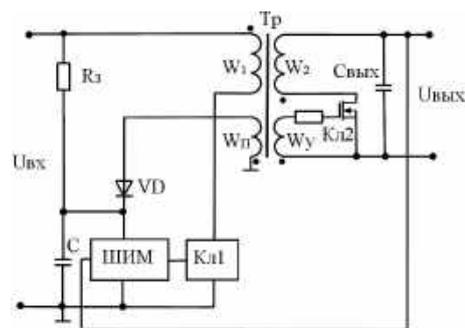


Рис. 6. Функциональная схема обратногоходового преобразователя, работающая в режиме неразрывных токов в силовом дросселе

приятия-производителя ООО “Александр Электрик источники электропитания”.

2. Паспорт ИЮУЛ.436434.002 ПС на ИВЭП ВР24-30 предприятия-производителя ООО “ММП–Ирбис”.

3. Миронов А. А. Конвертор напряжения с повышенным КПД. Патент РФ № 155889.

4. Миронов А. А. Преобразователь постоянного напряжения с повышенным КПД. Патент РФ № 163828.

5. Миронов А. А. Конвертор напряжения. Патент РФ № 35488.

6. Поликарпов А. Г., Сергиенко Е. Ф. Однотактные преобразователи напряжения в устройствах электропитания РЭА. —М., Радио и связь, 1989, С. 5.

Миронов Анатолий Александрович, главный конструктор ООО “Александр Электрик источники электропитания”, тел.: +7(499) 181-19-20, +7(499)181-26-04, (909)156 54 97. Факс: (499)181-05-22, +7(916) 950-87-53. Web-сайт: www.aeip.ru.: e-mail: mironov@aeip.ru.

Е. В. Машуков, Г. М. Ульященко

ИНДИКАЦИЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ АВАРИЙНОЙ ДУГИ В АВИАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ХАРАКТЕРНЫХ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ СВОЙСТВ НАГРУЗОК

E. V. Mashukov,
G. M. Uliashenko

В статье рассмотрен метод индикации аварийного электрического дугового разряда последовательного типа, основанный на учете характерных для конкретных устройств энергетических параметров, зависящих от напряжения, питающего нагрузку.

Ключевые слова: система электроснабжения, транзисторная коммутационно-защитная аппаратура, индикация электрического дугового разряда.

Arc of a Consecutive Type Fault Detection in Aircraft DC Systems Using Specific Energetic Properties of Loads

The paper considers an arc of a consecutive type fault detection based on accounting for energetic parameters peculiar to particular hardware, depending on the voltage supplied to the load.

Key words: aircraft electrical power system, switchgears-protection set, electric arc discharge fault detection.

В работе [1] были рассмотрены методы индикации аварийных дуговых разрядов последовательного типа, основанные на контроле среднего значения токов нагрузок. Однако в некоторых случаях средние токи могут оставаться постоянными при изменении напряжений, питающих нагрузки. Примерами служат электродвигательные механизмы с постоянными моментами на валу, устройства накачки конденсаторов постоянным током, ИВЭ непрерывного типа и др. В других случаях токи нагрузок изменяются при регулировании их мощности (осветительные и обогревательные приборы с ШИМ управлением, импульсно-периодические нагрузки, ИВЭ с регулируемой выходной мощностью). В любом из этих случаев следует выявлять характерные для конкретных устройств энергетические параметры, зависящие от напряжения, питающего нагрузку и строить схемы индикации дуги с их использованием.

Индикация дуги в цепях с резистивными нагрузками

К резистивным нагрузкам относятся нерегулируемые лампы накаливания, нерегулируемые нагревательные приборы, а также осветительные и обогревательные устройства с ШИМ регулированием мощности. Индикация дуги в нерегулируемых устройствах, как и ранее, производится по уменьшению среднего тока нагрузки более, чем на 25 ... 30% от номинального значения. В отличие от медных обмоток электромагнитных устройств, сопротивления ламп накаливания и нагревательных элементов (рабочие элементы которых выполняются из тугоплавких материалов и нагреваются до сотен градусов) изменяются в рабочем диапазоне внешних температур относительно мало. Это исключает необходимость усложнения схем каскадами выборки-хранения. Функциональная схема ИД для цепей с нерегулируемыми нагрузками отличается от аналогичной схемы для RL нагрузок,

приведенной в работе [1], только наличием обязательного фильтра низких частот в канале измерения тока, который служит для ослабления сетевых помех, начиная с частоты 200 Гц.

Рассмотрим теперь метод индикации дуги в цепях с регулируемыми резистивными нагрузками. Метод основан на контроле тока нагрузки во время импульса и сравнении его с двумя опорными уровнями, один из которых на 25 ... 30% ниже номинального тока, а другой — на 5% выше нулевого тока. При уменьшении тока в импульсе ниже первого уровня, но не до нуля, диагностируется последовательная дуга. На рис. 1 приведена функциональная схема ИД. Сигнал с датчика тока сравнивается на входах компараторов К1 и К2 с верхним и нижним опорными уровнями. Если напряжение с датчика тока меньше верхнего, но больше нижнего уровней, то на выходах компараторов появятся максимальные положительные напряжения, создающие одинаковые токи в резисторах R1 и R2, суммирующиеся в резисторе R3. Напряжение на R3

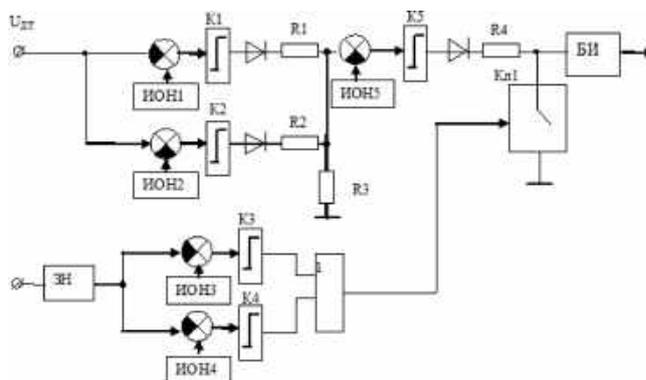


Рис. 1. Функциональная схема ИД для цепи с регулируемой резистивной нагрузкой

оказывается больше, чем напряжение опорного источника ИОН5. компаратор К5 срабатывает, вызывая заряд конденсатора в блоке интегратора (БИ). Вспомогательная цепь, состоящая из зеркала напряжения ЗН, компараторов К3 и К4 с источниками опорных напряжений ИОН3 и ИОН4, (соответствующих нижней и верхней границам установившегося напряжения сети), логической схемы 2 ИЛИ и ключа КЛ1, блокирует интегратор в переходных режимах сети.

На рис. 2 приведена компьютерная модель схемы. Компаратор уровня тока дуги выполнен на микросхеме U2A, а компаратор нулевого уровня – на микросхеме U1. Остальные узлы качественно аналогичны приведенным в работе [1]. На рис. 3 приведены временные диаграммы процессов ликвидации спокойной дуги. Верхняя диаграмма – напряжение с датчика тока. Средняя диаграмма – напряжение на выходе сравнивающего компаратора “out_K”. На нижней диаграмме – напряжения на выходах компараторов сети “Maks”, “Min”, напряжение на конденсаторе интегратора “out_C” и напряжение на выходе блока “out”, отключающее АЗК.

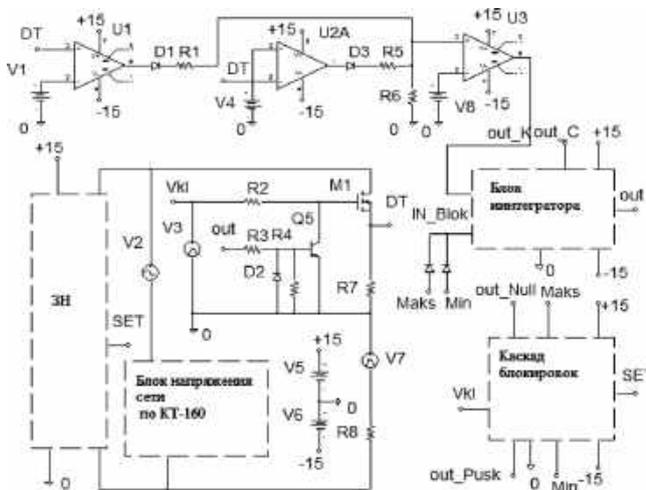


Рис. 2. Компьютерная модель ИД для регулируемой резистивной нагрузки

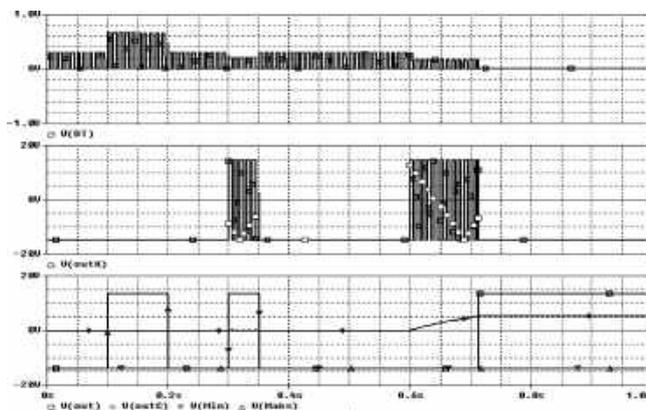


Рис. 3. Процессы в схеме рис. 2 при ликвидации спокойной дуги

Индикация дуги в цепях с ИВЭ РЭА

В отличие от резистивных и индуктивных нагрузок, токи которых уменьшаются при появлении дуги, ток, потребляемый стабилизированным ключевым ИВЭ РЭА по цепи его питания, с возникновением дуги увеличивается по закону: $I_{\Pi} = P_{ИВЭ} / (U_{ип} - U_{д})$, где $P_{ИВЭ}$ – мощность, потребляемая ИВЭ по цепи его питания, $U_{д}$ – падение напряжения на дуге.

Ток, потребляемый ИВЭ непрерывного типа, при появлении дуги не изменится, но мы будем считать наличие таких относительно мощных ИВЭ исключением из правил, по которым с целью экономии энергии большинство современных и перспективных ИВЭ РЭА выполняются по схемам с широтно-импульсной, либо релейной стабилизацией выходного напряжения. Прием также, что нагрузка ИВЭ в процессе его функционирования заметно не изменяется. Другие варианты будут рассмотрены дополнительно.

Функциональная схема ИД в цепи с ИВЭ РЭА, приведенная на рис. 4, имеет значительное сходство со схемой рис. 1 работы [1], относящейся к RL нагрузкам с пусковыми токами. Различие состоит в логике работы компаратора К1, который теперь срабатывает при увеличении, а не при уменьшении тока в фидере нагрузки. Компьютерная модель на рис. 5 имеет ряд особенностей:

- нагрузкой ИД является понижающий ИВЭ релейного типа, замкнутый ООС по выходному напряжению; выходное напряжение ИВЭ выбрано меньшим, чем напряжение сети за вычетом напряжения на дуге, с тем чтобы ИВЭ остался в рабочем режиме при появлении дуги;

- входная цепь ИВЭ содержит низкочастотный LC фильтр (L1, C3), ослабляющий пульсации входного тока ИВЭ на его рабочих частотах;

- блок управления ИВЭ содержит операционный усилитель U2, питающийся напряжением ±12 В относительно отрицательного полюса сети, что сделало рациональным организацию питания схемы ИД в ее компьютерной модели относительно той же точки; при этом в качестве датчика тока был использован компьютерный элемент “ток–напряжение” (Н1);

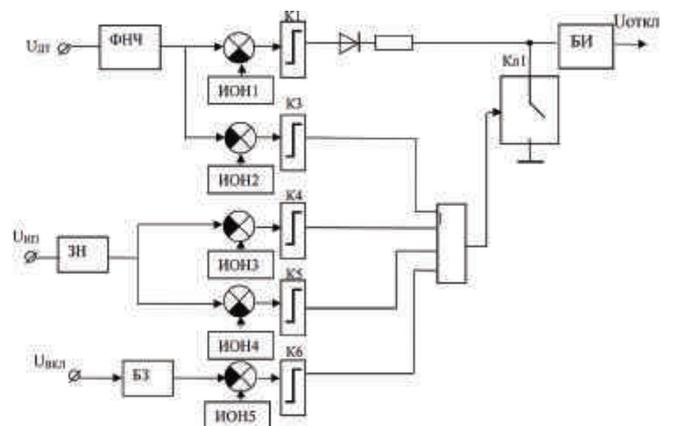


Рис. 4. Функциональная схема ИД для цепи с ИВЭ РЭА

– в схему управления силовым МДП транзистором введен непрерывный ограничитель емкостных токов входного фильтра ИВЭ на транзисторе Q2;

– в канал измерения тока введен фильтр низкой частоты (ФНЧ).

На рис. 6 приведены диаграммы процессов ликвидации спокойной и прерывистой дуги. Верхние диаграммы – напряжения сети. На рис. 6 просматриваются пульсации сетевых помех. Средние диаграммы – напряжение с датчика тока. При резких переходных увеличениях напряжения сети и в режиме прерывистой дуги амплитуда входного тока ИВЭ ограничивается АЗК.

На нижних диаграммах – напряжения на выходе сравнивающего компаратора “out_K”, конденсаторе интегратора “out_C” и напряжение на выходе блока “out”, отключающее АЗК.

Рассмотрим дополнительно особый случай управления ИВЭ с изменяющейся нагрузкой. Предположим, что ИВЭ может работать в одном из двух режимов: с выходными мощностями $P_1 > P_2$. Если исходному состоянию ИВЭ соответствует мощность P_1 и далее ток возрастает, то это – проявление дуги. Если же ток уменьшается, то это – признак изменения выходной мощности до уровня P_2 . При возрастании тока из этого состояния возможны варианты. В первом из них ток возрастает не до исходного уровня и тогда – это признак дуги. Во втором варианте ток возвращается на исходный уровень. Тогда – это признак обратного переключения, либо признак дуги с напряжением на дуге, подчиняющемся условию: $U_d = U_{ип}(1 - P_2/P_1)$.

Чтобы устранить неопределенность, воспользуемся новыми качествами транзисторной КЗА и выведем АЗК в активный режим стабилизации напряжения на нагрузке на уровне $U_d < U_k < U_{ип}$. Если ток в цепи подчинится условию: $I_n = P_1 / U_k$, то произошло обратное переключение. В противном случае авария возникла дуга. Повторного случайного совпадения количественных значений токов аварийного и неаварийного режимов быть не может. Действительно пусть имеет место равенство токов $P_1 / U_k = P_2 / (U_k - U_d)$. Подставив ранее полученное условие $P_2 = P_1(1 - U_d / U_{ип})$, после преобразований получим: $U_k = U_{ип}$, что не соответствует условию контроля.

Индикация дуги в цепях с импульсно-периодическими нагрузками

Рассмотрим возможные методы распознавания дуги в цепях с ИПН, учитывая их разнообразие. Из-за отсутствия полной информации о реальных ИПН в самолетных системах остановим внимание на трех видах ИПН. Первый из них – ламповые нагрузки в режиме относительно редких проблесков. Второй – устройства

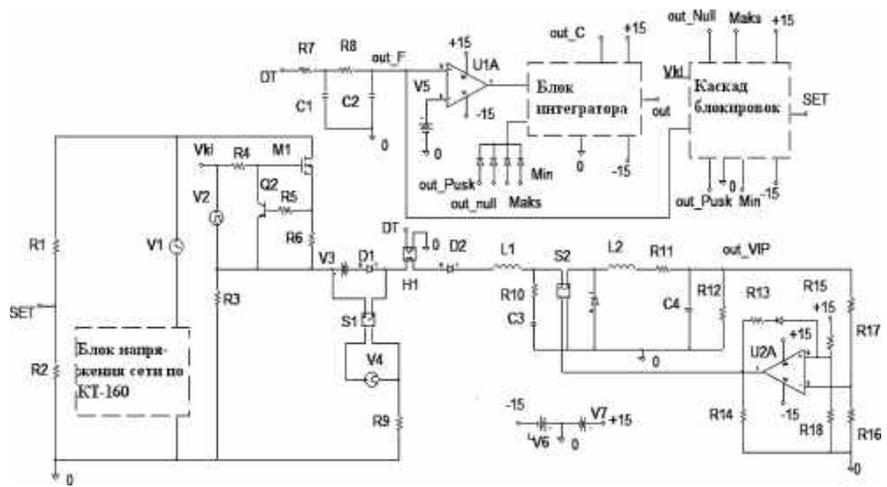


Рис. 5. Компьютерная модель ИД для цепей с ИВЭ РЭА

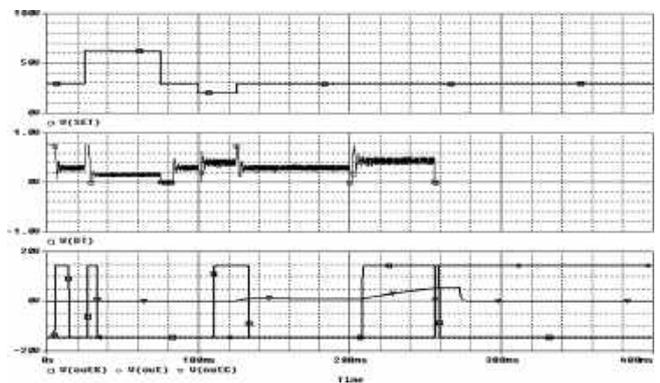


Рис. 6. Процессы ликвидации спокойной дуги в схеме рис. 5

накачки конденсаторов. Третий – вентиляторы на основе шаговых электродвигателей.

Характер изменения токов в первом варианте нагрузок имеет вид практически прямоугольных импульсов с нулевыми паузами, если принимать во внимание ток только через лампу или с ненулевыми паузами, если принимать во внимание еще и ток, потребляемый несилевой частью коммутирующего устройства (рис. 7а). При возникновении дуги верхняя полка тока будет смещаться вниз по причине снижения напряжения на лампе, что может быть зафиксировано по “методу ВАХ”, если иметь в виду характеристику $I_{н.макс} = F(U_{ип})$. Практически схема индикации строится на основе компаратора, настроенного на уровень $I_{комп}$ ниже верхней полки тока. В нормальном режиме с выхода компаратора снимается последовательность периодических импульсов. При возникновении дуги на выходе компаратора будет присутствовать только постоянное напряжение.

На рис. 7б приведена форма тока ИПН второго типа. В устройствах накачки конденсаторов как правило фиксируется верхний уровень тока, который не будет снижаться при возникновении дуги. Однако при этом будут возрастать время импульса, а также увеличиваться площадь под кривой тока и умень-

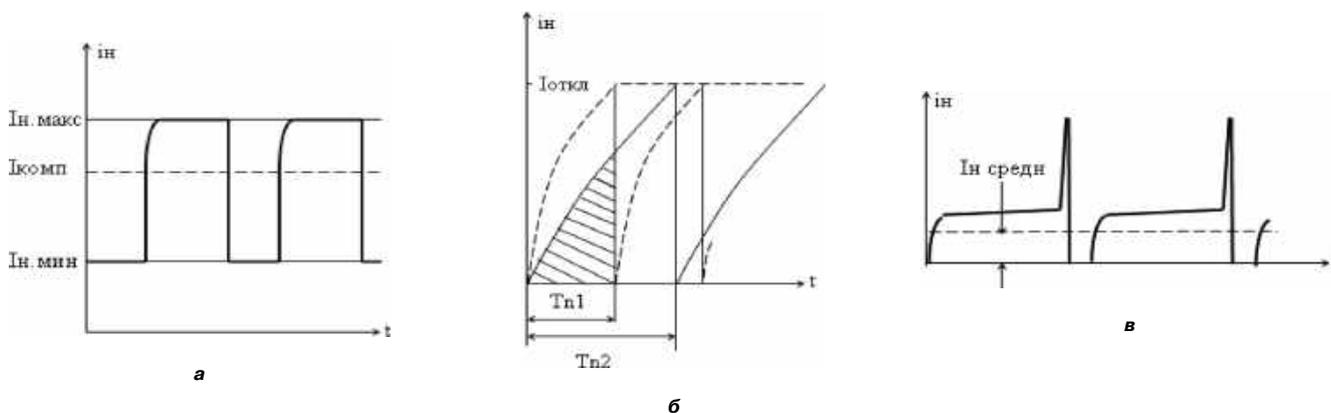


Рис. 7. Диаграммы изменения токов ИПН:

лампы накаливания в проблесковом режиме (а), устройства накачки конденсатора (б), вентилятора на шаговом электродвигателе (в)

шаться напряжение, измеренное в заранее выбранной контрольной точке процесса. Любой из этих фактов можно положить в основу метода индикации дуги, если предварительно зафиксировать границы существования нормальных режимов.

Ток, потребляемый электродвигателем вентилятора, выглядит как последовательность импульсов, по форме близких к прямоугольным и имеющим нулевые паузы (рис. 7в). Если ввести в цепь сигнала сглаживающий фильтр и выделить среднее значение тока, то далее схему индикации дуги можно строить по принципу контроля за уменьшением этого тока. Экспериментально установлена пропорциональная зависимость тока, потребляемого вентилятором от напряжения его питания. В таком случае функциональная схема ИД для индикации дуги в цепи с вентилятором качественно не будет отличаться от схемы индикации дуги в цепи с индуктивно-активными нагрузками [1]. На рис. 8 приведена компьютерная модель схемы индикации. Цепь нагрузки представлена здесь как комбинация резистора R9, сопротивление которого рассчитано по амплитуде импульсов тока нагрузки, ключа S1 и источника импульсного напряжения V5 требуемой частоты и скважности. Прямой тракт схемы дополнен усилителем на микросхеме U1. На рис. 9 приведены временные диаграммы процессов в компьютерной модели схемы в режиме ликвидации спокойной дуги, подтверждающие работоспособность ИД. Верхняя диаграмма – напряжение с датчика тока, средняя – напряжение с выхода фильтра и опорное напряжение компаратора, нижняя – напряжение с выхода компаратора “out_K”, напряжение на конденсаторе интегратора “out_C” и выходное напряжение схемы.

Индикация дуги в цепи с КДПТ

Для идентификации дуги в цепях с КДПТ можно использовать методы, отслеживающие уменьшение среднего тока якоря при возникновении дуги, но только в тех случаях, когда этот ток зависит от напряжения на якоре. Это условие выполняется, если момент нагрузки на валу двигателя зависит от его оборотов (вентиляторный момент, момент вязкого трения). Тог-

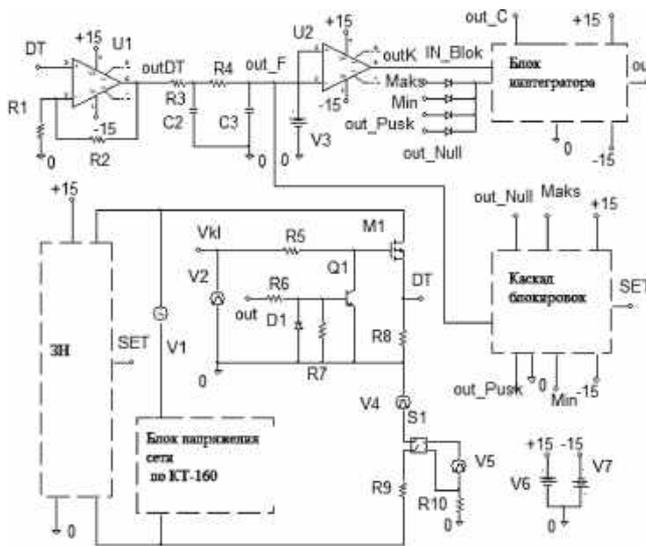


Рис. 8. Компьютерная модель ИД для цепи с вентилятором

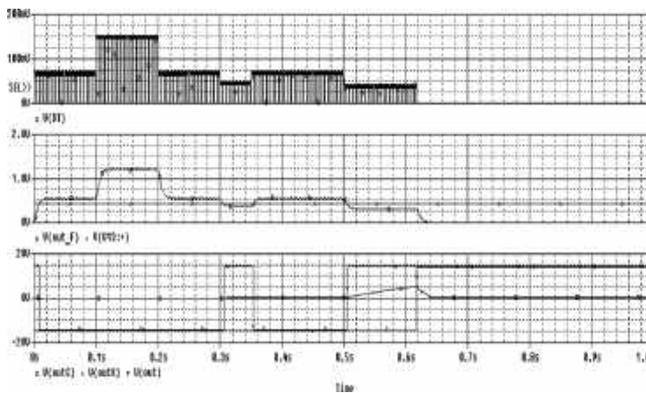


Рис. 9. Процессы ликвидации спокойной дуги в цепи с вентилятором

да уменьшение напряжения на якоре при появлении дуги вызовет уменьшение оборотов и момента, что будет сопровождаться уменьшением тока. При постоянных моментах на валу (большое сопротивление многоступенчатого редуктора, шестереночный насос) средний ток якоря, связанный с моментом, останется постоянным, несмотря на уменьшения напряжения

на якоре, однако обороты двигателя уменьшатся. Этот косвенный признак появления дуги может быть использован для ее индикации. Уменьшение оборотов сдвигает влево спектр пульсаций якорного тока и приводит к уменьшению числа импульсов, сформированных из пульсаций тока якоря на определенном интервале времени.

На рис. 10 приведена функциональная схема индикатора дуги в цепи с КДПТ. Напряжение с датчика тока проходит через фильтр верхних частот, избавляясь от постоянной составляющей, усиливается, выпрямляется и сравнивается с опорным уровнем, отсекающим помехи сети, на входе компаратора К1. Прямоугольные импульсы с выхода компаратора поступают на вход счетчика импульсов СИ, запрограммированного на число импульсов в пределах выбранного интервала времени, меньшее, чем в нормальном режиме. Счетчик периодически обнуляется. В пусковом режиме электромеханизма и переходных режимах сети счетчик блокируется через логическую схему ЗИЛИ выходными напряжениями компараторов К2 ... К5, получающими сигналы от “зеркала напряжения” ЗН и блока задержки БЗ.

На рис. 11–13 приведены осциллограммы, снятые с выхода формирователя импульсов в процессе испытания лабораторного макета схемы. На вход схемы индикации подавалось напряжение с датчика тока в цепи с КДПТ электромашинного инвертора типа ПАГ-1Ф. Осциллограмма на рис. 11 соответствует процессам в неповрежденной цепи. Осциллограммы на рис. 12 и рис. 13 – процессам в цепи с КДПТ в режиме с устойчивой голубой дугой и устойчивой желтой дугой. Число импульсов в интервале 100 мс составляет соответственно: 50, 18 и 30.

Индикация прерывистой дуги

В ходе компьютерного моделирования большинства исследованных схем индикации устойчивой дуги в цепях с нагрузками различных типов установлен факт работоспособности этих схем при дуге прерывистого типа. Все же в ряде случаев были отмечены некоторые нарушения запланированных алгоритмов. Это вынуждает организовать дополнительный, параллельный основному, канал индикации прерывистой дуги.

Исследованиями прерывистой дуги установлено наличие провалов тока в фидере с любой из рассмотренных нагрузок до уровня, соответствующего горению дуги, либо до нуля. На рис. 14 приведена функциональная схема индикатора прерывистой дуги, содержащая компаратор с опорным уровнем напряжения, соответствующим 0,7...0,75 от номинального тока и счетчик импульсов, сформированных компаратором из тока дуги. В память счетчика заложено контрольное число импульсов (5...10) на интервале 1...2 с. Счетчик периодически обнуляется. В пусковых режимах нагрузки и переходных режимах сети счетчик блокируется с выхода ячейки 3 ИЛИ.

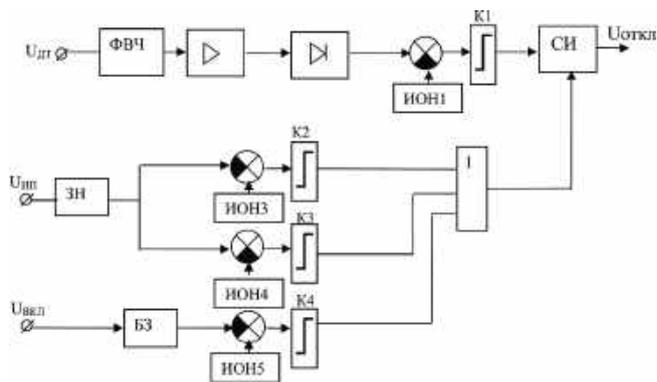


Рис. 10. Функциональная схема ИД для цепи с КДПТ

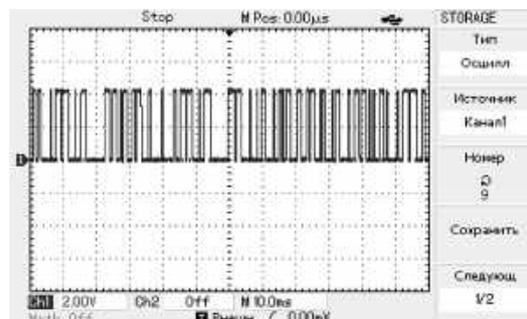


Рис. 11. Выходное напряжение компаратора К1 схемы рис. 10, сформированное из пульсаций тока КДПТ

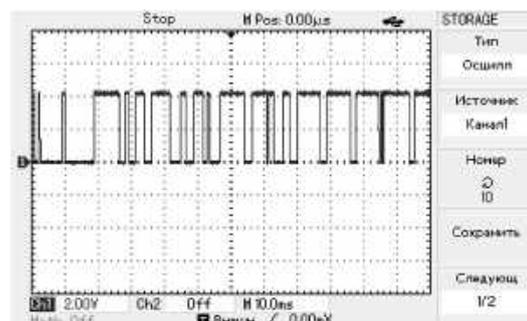


Рис. 12. Выходное напряжение компаратора К1 схемы рис. 10, сформированное из пульсаций тока КДПТ при наличии голубой дуги в его цепи

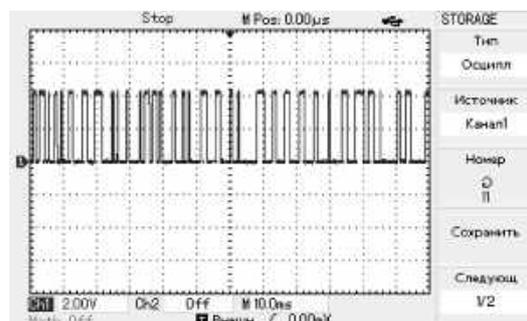


Рис. 13. Выходное напряжение компаратора К1 схемы рис. 10, сформированное из пульсаций тока КДПТ при наличии голубой дуги в его цепи

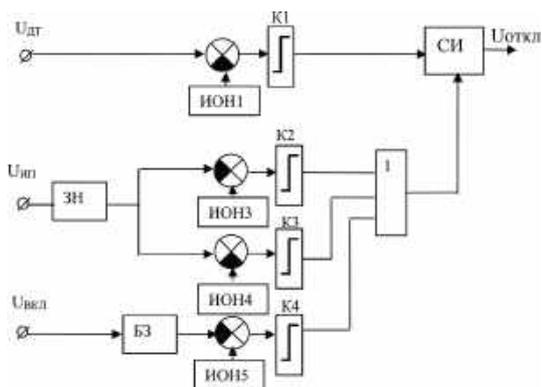


Рис. 14. Функциональная схема для индикации прерывистой дуги

Литература

1. Е. В. Машуков, Г. М. Ульященко, Д. А. Шевцов, К. В. Куликовский. Индикация последовательной ава-

рийной дуги в авиационных системах постоянного тока с использованием вольтамперных характеристик нагрузок. – Практическая силовая электроника, 2016, № 1(61), С. 47–51.

Машуков Евгений Владимирович, д. т. н., профессор кафедры микроэлектронных электросистем Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7 (499)158-45-59, e-mail: mew_mai@mail.ru;

Ульященко Галина Михайловна, к. т. н., доцент кафедры микроэлектронных электросистем Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7 (499)158-45-59, e-mail: ugm_mai@mail.ru.

А. В. Воронцов, Ю. Н. Либенко

ТРАДИЦИИ И ЭВОЛЮЦИИ РАЗВИТИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ ИМИТАЦИИ ВИДОВ И ЗНАЧЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ КАЧЕСТВА ВХОДНОЙ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ РЭА

A. V. Vorontsov,
U. N. Libenko

В статье рассмотрен ряд технических средств, созданных в разное время для имитации источников электроэнергии, применяемых в системах электроснабжения летательных аппаратов. Показаны их структурная организация, виды и значения основных технических характеристик, на основании которых возможно выявить традиционные решения и эволюции совершенствования с целью оценки аналогичных по назначению современных и перспективных технических средств.

Ключевые слова: технические средства имитации качества электроэнергии систем электроснабжения (СЭС), имитатор СЭС переменного тока, имитатор СЭС постоянного тока, высоковольтные импульсные воздействия, установившиеся и переходные отклонения напряжения, функциональная безопасность.

Traditions and evolutions of simulation tools development for electronics input electrical energy quality types and parameter values

The paper analyzes a number of technical facilities, developed at different times for power sources imitation implemented in aircraft power systems. It presents also their structural organization, technical characteristics' types and values, on which basis one can reveal conventional solutions and modernization evolution to evaluate the similar for their intended purpose conventional and prospective technical tools.

Key words: technical tools for electric power system (EPS) energy quality imitation, AC EPS, DC EPS imitator, high voltage impulse impacts, steady-state and transient voltage deviations, functional safety.

История создания отечественных технических средств имитации качества электроэнергии систем электроснабжения (СЭС), а также отдельных источников электроэнергии переменного и постоянного тока, промышленной и повышенной частоты, одно- и трехфазных началась еще во времена СССР. Однако и тогда далеко не каждое, даже крупное предприятие, разрабатывающее и производящее РЭА, могло позволить себе создать такую технику самостоятельно или приобрести ее у других. Отдельные, в большинстве случаев, головные предприятия различных отраслей промышленности создавали средства имитации для удовлетворения собственных нужд (максимум – корпоративных), поэтому не обременялись вопросами их унификации и уж, тем более, серийного производства и продажи. Сложности добавляли и межведомственные барьеры.

Вследствие этого, общие принципы создания и применения имитаторов отсутствовали, а реализующие их технические средства представляли собой оригинальные устройства различных конструкций и функциональных возможностей, созданные с применением разнообразной номенклатуры составных частей. Практически все имитаторы реализовывались аппаратно с применением ручных способов управления, что ограничивало их функциональные возможности и затрудняло оперативную модернизацию. Объектами унификации были только воспроизводимые электрические параметры и некоторые функции, да и те, благодаря требованиям задающих их нормативных документов. Все вышеизложенное объективно

привело к созданию на предприятиях разнообразных и громоздких рабочих мест – стендов с большим количеством входящих в них покупных и “самодельных” устройств для проведения типовых проверок РЭА. Как правило, качество этих проверок не достигало уровня, обеспечиваемого даже самыми простыми, но специализированными и аттестованными имитаторами. Естественно, что такая ситуация, в свою очередь, не стимулировала централизованную разработку и производство имитаторов, как предметов поставки.

Ниже сделан некоторый “ретро-экскурс” по отдельным техническим средствам имитации качества электроэнергии СЭС бортовых летательных аппаратов, созданных в период от 1990г. до настоящего времени. Выбор именно этого направления применения таких средств объясняется его наиболее широким представлением в информационном поле. Целью анализа доступных авторам сведений о них является стремление определить традиции их создания, а также эволюции развития, так как в продолжение данной тематики планируется подготовка ряда статей, посвященных результатам оценки технических средств имитации качества электроэнергии СЭС для других направлений применения РЭА, а также собственным взглядам на современные и перспективные концепции создания и применения таких средств.

В 1990 г. появилась информация о разработке Ленинградским институтом авиационного приборостроения (ЛИАП) совместно с ЦНПО “Ленинец” унифицированных рядов двух видов программируемых имитаторов авиационных СЭС: переменного и

постоянного токов. Серийный выпуск имитаторов обеспечивал Гатчинский опытный радиозавод ЦНПО «Ленинец».

Оба вида имитаторов были предназначены для применения в составе испытательного оборудования при проверке различных технических средств – потребителей электроэнергии авиационных СЭС переменного и постоянного токов – в процессе проведения их приемо-сдаточных, периодических, исследовательских и других видов испытаний.

Обеспечение на выходе имитаторов, установленных в [1] видов и значений показателей качества электроэнергии, осуществляется с помощью программируемого микропроцессорного контроллера, управляющего процессом их формирования. В опубликованной в вышеупомянутый период времени информации об этих имитаторах имеется ссылка и на другие нормативные документы (без приведения их названий), выполнение требований которых в части показателей качества электроэнергии обеспечивается данной испытательной аппаратурой.

Ряд единичных имитаторов СЭС переменного тока состоит из трех типов устройств с номинальными значениями выходной мощности: 5, 10, 20 кВА. Минимально допустимое значение выходной мощности не ограничено. Путем синхронного и синфазного агрегатирования единичных имитаторов возможно суммирование номинальных значений их выходной мощности с достижением в агрегате значения общей мощности до 80 кВА. Допускается подключение к имитаторам несимметричных потребителей электроэнергии при выполнении требований [1], а также однофазных потребителей с номинальным значением входной мощности не более 10% от значения аналогичного параметра имитатора.

Приведем другие основные технические данные имитаторов СЭС переменного тока (табл. 1).

Система управления имитаторами обеспечивает:

- отображение уставок и текущих значений напряжения и частоты;
- отображение значений длительности текущего испытательного интервала при прямом и обратном отсчете времени;
- запоминание и отображение на экране осциллографа переходных процессов в заданные моменты времени;
- автономность отладки и программирования требуемых испытательных режимов без привлечения внешних средств вычислительной техники;
- автоматическое формирование протокола испытаний с использованием внешнего принтера.

Электропитание всех трех типов имитаторов СЭС переменного тока осуществляется от трехфазной сети переменного тока 200/115В частотой 400Гц.

Габаритные размеры имитаторов СЭС переменного тока со значениями выходной мощности (мм): 5кВА

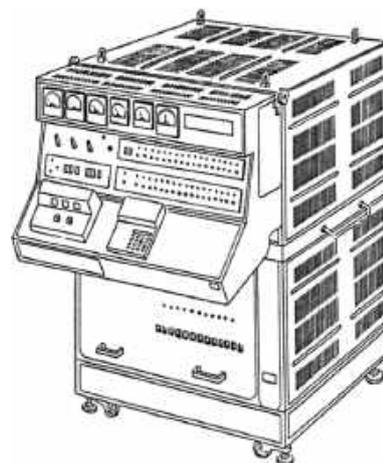


Рис. 1. Внешний вид имитатора СЭС переменного тока 5 кВА

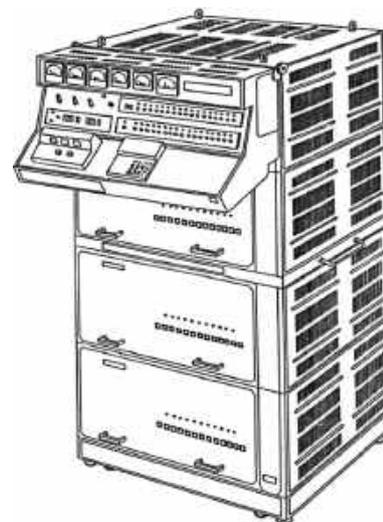


Рис. 2. Внешний вид имитатора СЭС переменного тока 10 кВА

Таблица 1

Параметр	Величина
Основной диапазон регулирования частоты выходного напряжения, Гц	300–500
Возможность расширения основного диапазона, Гц	до 1200
Диапазон регулирования выходного напряжения (фазного/линейного), В	0–180/312
Допустимая кратковременная перегрузка по выходному току, %	300
Диапазон установки значений испытательных интервалов времени, с	0,08–1800
Диапазон установки значений коэффициента амплитудной модуляции выходного напряжения, %	0–3
Диапазон установки значений частоты огибающей кривой амплитудных значений выходного напряжения	0–70
Диапазон установки значений коэффициента модуляции частоты выходного напряжения, %	0–3
Диапазон установки значений частоты огибающей кривой модуляции частоты выходного напряжения, %	0,1–3
Нестабильность установленного значения выходного напряжения, %, не более	1
Нестабильность установленного значения частоты выходного напряжения, %, не более	0,5
Длительность переходного процесса при скачкообразном изменении значения выходного напряжения, с, не более	0,02
Диапазон установки значений коэффициента несинусоидальности выходного напряжения, %	5–15

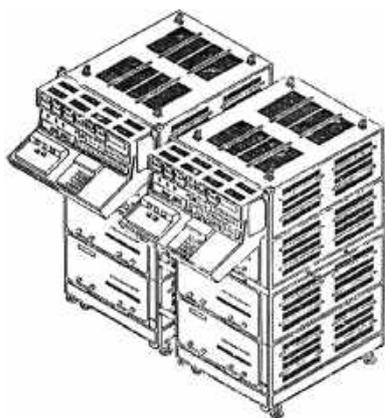


Рис. 3. Внешний вид имитатора СЭС переменного тока 20 кВА

– 1350 × 866 × 980; 10 кВА – 1350 × 866 × 1670; 20 кВА – 1350 × 1750 × 1670.

Внешний вид имитаторов СЭС со значениями 5, 10 и 20 кВА приведены на рис. 1–3, соответственно.

Имитатор СЭС постоянного тока представлен одним исполнением со значением выходной мощности 2700 Вт (27 В × 100 А). Он также обеспечивает на выходе установленные в [1] виды и значения показателей качества электроэнергии, формируемые с помощью программируемого микропроцессорного контроллера в системе управления.

Электросети имитатора осуществляется от трехфазной сети переменного тока 200/115 В частотой 400 Гц. Внешний вид имитатора СЭС постоянного тока приведен на рис. 4.

В течение нескольких лет, начиная с 2002 г., в РФ были созданы имитаторы СЭС постоянного тока серии ИБС с номинальным значением выходного напряжения 27 В. Общее количество поступивших различным заказчикам имитаторов на предприятиях и в организациях авиационной, а также других направлений промышленности составило порядка 60 экз.

Имитаторы обеспечивали возможность проведения испытания РЭА на устойчивость к воздействию установившихся и переходных отклонений напряжения (выбросов и провалов), импульсов положительной или отрицательной полярностей и высокочастотных

пульсаций в соответствии с требованиями [1–3]. Реализованные, в основном, аппаратно в виде набора функциональных устройств, объединенных в общую конструкцию настольного типа, имитаторы предусматривали ручной способ управления.

Приведем (табл. 2) основные технические характеристики и функциональные возможности наиболее поздних разработок из нескольких созданных вариантов имитаторов постоянного тока с номинальным значением выходного напряжения 27 В серии ИБС (ИБС27-600-3М, ИБС27-1200-3М).

Таблица 2

Параметр	Величина
Входное напряжение, В	220 ± 22
Частота входного напряжения, Гц	50 ± 2
Выходная мощность, Вт (опционально)	до 600 и 1200
Номинальное выходное напряжение, В	27
Выходное напряжение с плавной регулировкой в диапазоне, В	от 18 до 36
Выходное напряжение с плавной регулировкой в диапазоне, В	от 8 до 24
Выходное напряжение с плавной регулировкой в диапазоне, В	от 36 до 80
Амплитуда пульсаций выходного напряжения, В	до 1
Амплитуда переменной составляющей выходного напряжения, В	до 2
В диапазоне частот, Гц	от 10 до 10 000
Амплитуда импульсов напряжения, В	от ± 50 до ± 600
Режимы выдачи импульсов напряжения – одиночный или периодический с частотой следования, Гц	1 или 50

Имитаторы обеспечивают формирование типовых воздействий в виде:

- периодической последовательности импульсов прямоугольной формы;
- периодической последовательности прямоугольных пачек колебаний;
- однократного импульса прямоугольной формы;
- однократной пачки экспоненциально затухающих колебаний;
- однократной пачки колебаний с прямоугольной огибающей.

Габаритные размеры имитаторов – 483 × 489 × 298 мм. Внешний вид имитатора ИБС27-600-3М приведен на рис. 5.

Все создаваемые имитатором виды и значения параметров качества электроэнергии обеспечиваются

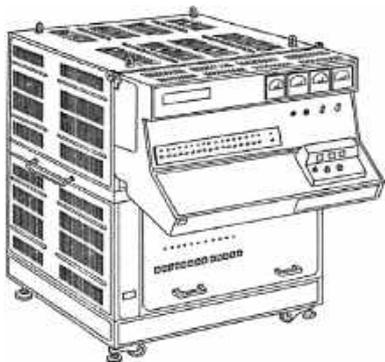


Рис. 4. Внешний вид имитатора СЭС постоянного тока



Рис. 5. Внешний вид имитатора ИБС27-600-3М

с помощью входящих в его состав функциональных узлов: регулируемых источников питания и комбинированного прибора АСК-4106 (цифрового осциллографа и генератора стандартных сигналов).

В комплект имитатора входит портативный компьютер (ноутбук) с установленной программой для управления:

- источниками питания, формирующих установившиеся и переходные изменения выходного напряжения;
- генератором стандартных сигналов;
- осциллографом для измерения значений формируемых параметров и регистрации быстропротекающих процессов.

Параметры формируемых воздействий выставлялись на встроенном в имитатор эквиваленте нагрузки активного характера.

В тот же период времени в процессе разработки находился имитатор переменного тока ИБС115-600-М1 с номинальными значениями выходного напряжения 115В и частоты 400Гц. Основные параметры имитатора, подлежащие реализации приведены в табл. 3.

Таблица 3

Параметр	Значение
Входное напряжение, В	220 ± 22
Частота входного напряжения, Гц	50 ± 2
Выходная мощность, Вт (опционально)	до 600 и 1200
Выходное напряжение с плавной регулировкой в диапазоне, В	от 90 до 180
Частота выходного напряжения с плавной регулировкой в диапазоне, Гц	от 320 до 420

Заданные характеристики импульсов напряжения, подлежащих формированию имитатором, аналогичны вышеупомянутым для имитаторов источников электроэнергии постоянного тока (27 В).

Ввиду наличия по вышеприведенным имитационным техническим средствам сведений, в основном, рекламного характера общей для них традицией является соответствие “духу” того времени. В частности, это проявляется в их создании на базе исключительно отечественных устройств, функциональных узлов и элементной базы. Здесь две причины - практическое отсутствие у их создателей до некоторого момента времени таких компонентов зарубежного производства и наличие всевозможных ограничений в применении при их появлении на рынке.

В дальнейшем, расширение номенклатуры РЭА, увеличение значений мощности, потребляемой ею от бортовых СЭС, усложнение выполняемых функций, условий электромагнитной совместимости вызвали рост требований нормативно-технических документов к задачам и условиям ее проверки. Это обусловило необходимость выработки иных концепций создания и применения имитационных средств, воспроизводящих виды и значения параметров качества электроэнергии бортовых СЭС. Так, например, возникла необходимость проведения поэтапной иерархической проверки:

а) отдельных устройств преобразования электроэнергии, входящих в системы электропитания бортовой РЭА;

б) различных функциональных групп предварительно проверенных устройств из состава этих систем;

в) системы электропитания бортовой РЭА в целом с взаимосвязанным анализом результатов, полученных на каждом из этапов.

Здесь же к месту будет вспомнить и о “рекомендации” в “Приложении А” к [4] по совмещению проверки устойчивости РЭА к изменению параметров качества питающих ее источников электроэнергии с проведением “обязательного” контроля качества электроэнергии на выходе ее средств вторичного электропитания РЭА. Другими словами, следует обеспечить синхронную работу автоматизированного комплекса технических средств, имитирующих эти самые параметры качества и автоматизированного тестового комплекса, способного охватить многоканальной проверкой в режиме реального времени качество электроэнергии на выходе ее средств вторичного электропитания РЭА.

Следующий шаг – и мы приблизились к наиболее современному требованию к проверкам РЭА – на функциональную безопасность, одно из определений которой: “отсутствие недопустимых рисков, зависящее от правильности функционирования системы”. Возрастающая значимость (вплоть до государственного уровня) так называемых “критических” объектов военного и гражданского назначения, увеличение объемов и сложности применяемых на них видов РЭА делают все более актуальной необходимость ужесточения требований к последней, а также к соответствующим методам и средствам проверок. Не вдаваясь в настоящей статье в особенности этой, достаточно сложной проблемы, приведем лишь два основных направления по обеспечению технической поддержки ее решения, касающихся современных имитационных технических средств.

Первое заключается в необходимости многовариантного сочетания различных видов воздействий на РЭА: изменение значений параметров качества электроэнергии, ввод в цепи электроснабжения высоковольтных импульсных воздействий, одновременное изменение режимов работы, влияние температуры окружающей среды и других влияющих факторов с целью приближения к реальным условиям эксплуатации на объектах.

Другим направлением, реализуемым как отдельно, так и совместно с первым является обеспечение имитационными техническими средствами более жестких значений параметров различных воздействий по сравнению с установленными в нормативных документах “приемлемыми” уровнями. Здесь работают статистические законы - такие значения параметров в реальной жизни могут быть “редкими, да меткими”, вполне способными разок-другой в длительный период эксплуатации создать ту самую критическую

ситуацию на объекте применения РЭА. Чтобы этого избежать (или существенно снизить) с высокой степенью вероятности такая РЭА должна иметь определенные запасы устойчивости и, отличное от обычной, исполнение. Естественно, и отличную цену. В данном случае нападать проще, чем защищаться.

(Продолжение следует)

Литература

1. ГОСТ 19705-89 Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии.

2. ГОСТ Р 54073-2010 Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии.

3. Квалификационные требования КТ-160D. Условия эксплуатации и окружающей среды для бортового

авиационного оборудования (Внешние воздействующие факторы – ВВФ) Требования, нормы и методы испытаний.

4. ГОСТ РВ 20.57.310-98 КСКК. Аппаратура, приборы, устройства и оборудование военного назначения. Методы оценки соответствия конструктивно-техническим требованиям.

Воронцов Алексей Викторович, генеральный директор ООО “НТЦ АКТОР”;

Либенко Юрий Николаевич, главный специалист АО “НИИВК им. М.А. Карцева”, доктор электротехники, действительный член АЭН РФ, ученый секретарь секции “Научные проблемы электропитания” Научного совета РАН по комплексной проблеме “Электрофизика, электроэнергетика и электротехника”.

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 или kryuchkov_v_v@mail.ru

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

Требования к оформлению статей

- ☞ Поля: верхнее, нижнее – по 2 см; левое – 3 см, правое – 1,5 см;
- ☞ Шрифт: *Times New Roman*, размер: 10;
- ☞ Текст без расстановки переносов в словах;
- ☞ Межстрочный интервал: одинарный;
- ☞ Отступ первой строки: 0,5 см;
- ☞ Выравнивание текста: по ширине;
- ☞ Исполнение формул: редактор формул *Microsoft Equation* или *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 (*I₁*, *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.