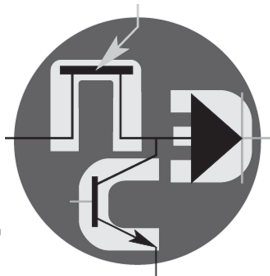


Периодический научно-технический журнал

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



Практическая Силовая Электроника

ISSN 1996-7888

№ 3 (59)/2015

Главный редактор

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

Заместитель Главного редактора

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

Редакционный совет

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, директор факультета фундаментальной подготовки СПб ГУТ

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

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

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

Ю. А. Губанов, д. т. н., профессор, начальник самостоятельного электротехнического отдела ОАО “Концерн “НПО “Аврора”

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

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

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

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

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

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

Подписано в печать 17.08.2015. Тираж 500 экз.

Адрес редакции:

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

Подписной индекс в каталоге Роспечати: **33154**

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

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

Содержание

С. Н. Бродников, К. А. Воронцов, Г. С. Мыцык

Трехфазный инвертор напряжения централизованного типа с промежуточным высокочастотным преобразованием..... 4

В. Ф. Дмитриков, Д. В. Шушпанов, С. М. Ким, А. Ю. Петроченко, З. В. Зайцева

Влияние перекрестной связи на устойчивость работы параллельно включенных импульсных преобразователей напряжения 12

С. В. Аверин, В. В. Крючков, Ю. Г. Следков, Д. А. Шевцов
Силовые каскады бортовых однотактных преобразователей постоянного напряжения повышенной эффективности для перспективных СЭС ЛА..... 20

Н. А. Калистратов, Н. П. Митяшин

Исследование динамических характеристик умножителя напряжения 30

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..... 35

С. В. Аверин, И. М. Коваленко, Д. А. Шевцов

Модель двухфазного гибридного униполярного шагового двигателя для анализа работы систем авиационной автоматики 43

Г. Н. Гулякович

Сервисные схемы в многоканальном источнике питания..... 47

С. Г. Герман-Галкин, С. Б. Сергеев

Опыт разработки курса дистанционного обучения дисциплины “Силовая электроника” 50

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

ИНФОРМАЦИЯ

о Всероссийской научно-технической конференции по средствам электропитания “Электропитание-2015”



Российская академия наук



С 9 по 11 июня 2015 г. Ассоциацией “Электропитание”, секцией “Научные проблемы электропитания” Научного совета РАН “Электрофизика, электроэнергетика и электротехника” и Санкт-Петербургским Государственным университетом телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича проведена Всероссийская конференция “Электропитание-2015”.

В конференции приняли участие 107 представителей от 71 организации и предприятия промышленности, ВУЗов, институтов Академии наук, в том числе один академик РАН, один заслуженный деятель науки и техники, пятнадцать докторов и двадцать один кандидат технических наук.

На конференции заслушано свыше сорока докладов и сообщений, в которых рассмотрен широкий круг проблем в области средств электропитания, специального испытательного оборудования и их компонентной базы.

В докладах и в выступлениях отражен большой спектр перспективных направлений по развитию средств вторичного электропитания, а также рассмотрены основные пути их реализации.

Наиболее перспективными и актуальными признаны следующие направления работ в области средств электропитания:

- ☞ развития интеллектуальных систем для самолетов и вертолетов, систем электропитания гидроакустических комплексов, модульного построения систем для аппаратуры железнодорожного транспорта, автономных систем подвижных наземных объектов, систем бесперебойного электропитания, матричных систем электропитания АФАР, противообледенительных систем беспилотных летательных аппаратов, переносных программно-технических комплексов;
- ☞ совершенствование схмотехнического построения и создание перспективных преобразователей с частотами преобразования до 1 МГц и выше, в том числе, с повышенной стойкостью к воздействию специальных факторов;
- ☞ развитие имитационно-испытательного оборудования, в первую очередь, для авиационной техники в соответствии с требованиями ГОСТ Р 54073-2010;
- ☞ создание альтернативных первичных источников электроэнергии на основе солнечных элементов, водородных топливных элементов и современных электрохимических систем;
- ☞ создание комплектующей элементной базы, по которой в настоящее время наблюдается частичное отставание от мирового уровня, в том числе, на основе карбида кремния и нитрида галлия;
- ☞ создание технических средств и исследование с их помощью устойчивости режимов работы источников и систем вторичного электропитания при динамически меняющихся внешних параметрах и условиях функционирования;
- ☞ обновление существующих и создание новых нормативных документов по средствам вторичного электропитания с целью их адаптации к современным и перспективным требованиям со стороны технологий их создания, первичных источников электропитания и питаемой нагрузки.

В процессе обсуждения достаточное внимание уделялось существующей в настоящее время весьма сложной проблеме замены импортной продукции отечественной, которую необходимо решить в сжатые сроки.

Как и на предыдущих конференциях, ряд докладов был посвящен теоретическим вопросам, связанным с исследованиями по повышению устойчивости преобразователей и систем при различных режимах работы и электромагнитной совместимости.

Большая часть рассматриваемых вопросов нашла отражение в Решении конференции.

РЕШЕНИЕ

Всероссийской научно-технической конференции по средствам электропитания “Электропитание-2015”

Конференция отмечает:

1. Характерной особенностью современного этапа развития радиоэлектронной аппаратуры (РЭА), используемой во всех сферах деятельности человека, является повышение требований к безотказности и снижению влияния “человеческого фактора” на этапах ее разработки, производства и эксплуатации.

2. Наиболее проблематично эти задачи решаются в средствах вторичного электропитания, являющихся неотъемлемой частью любой РЭА, что обусловлено высокими уровнями преобразуемой электроэнергии, температурными, частотными и электромагнитными ограничениями, а также совместным функционированием в малом объеме узлов и элементов с высокими и сверхнизкими уровнями мощностей.

3. Существенным фактором в данной проблеме является сложность достижения необходимого уровня электромагнитной совместимости средств вторичного электропитания с различными системами электроснабжения.

4. В докладах и в выступлениях участников конференции отражен большой спектр перспективных направлений по развитию средств вторичного электропитания (систем, их составных частей, узлов и элементов), а также рассмотрены основные пути преодоления вышеизложенных проблем. Наиболее перспективными и актуальными признаны следующие направления работ в области средств вторичного электропитания:

- решение технически и организационно сложной проблемы по импортозамещению не только ЭКБ, но и большой номенклатуры модулей питания в диапазоне мощностей от единиц до сотен ватт;
- создание источников вторичного электропитания (ИВЭ) с частотами преобразования более 1 МГц с использованием нового поколения функциональных узлов и элементов;
- создание силовых полупроводниковых приборов на основе карбида кремния и нитрида галлия;
- построение интеллектуальных систем вторичного электропитания комбинированного класса на основе магистрально-модульной архитектуры (ММА), с высококачественными промежуточными шинами постоянного тока, в том числе динамическими;
- создание функциональных узлов ИВЭ и систем вторичного электропитания с применением цифровых способов управления преобразованием электроэнергии;
- создание оптимизированных “системных” функциональных узлов для перспективных систем вторичного электропитания с ММА, учитывающих специфику их построения;
- создание специализированных устройств силовой электроники для альтернативной электроэнергетики;
- создание альтернативных первичных источников электроэнергии на основе солнечных элементов, водородных топливных элементов и современных электрохимических систем;

- создание технических средств и исследование с их помощью устойчивости режимов работы источников и систем вторичного электропитания при динамически меняющихся внешних параметрах и условиях функционирования;
- совершенствование систем бесперебойного и гарантированного электропитания переменного и постоянного тока с использованием в их составе силовых концентраторов, подключенных к различным первичным источникам электроэнергии, в том числе альтернативным;
- разработка эффективных систем охлаждения корпусов силовых электронных модулей и элементов;
- проведение работ по стандартизации и унификации корпусов для силовых электронных модулей нулевого уровня разукрупнения, в том числе, учитывающих возможность их установки в существующие системы базовых несущих конструкций первого и второго уровней разукрупнения;
- создание тестовой аппаратуры для проведения наладки и испытаний систем вторичного и первичного электропитания и их основных составных частей;
- создание интегрированной технологии для производства элементов различной физической природы в одном технологическом цикле;
- обновление существующих и создание новых нормативных документов по средствам вторичного электропитания с целью их адаптации к современным и перспективным требованиям со стороны технологий их создания, первичных источников электропитания и питаемой нагрузки.

3. За последние годы создана и серийно выпускается номенклатура ИВЭ в модульном исполнении со значением выходной мощности до нескольких сотен ватт, выполненных полностью с применением отечественной элементной базы и с электрическими параметрами, близкими к зарубежным аналогам.

При этом конструктивное исполнение таких ИВЭ (масса, размеры, конструкция корпуса и др.) во многом уступает зарубежным аналогам с теми же электрическими параметрами. Основной причиной является существенное отставание отечественной элементной базы, материалов и технологий изготовления ИВЭ от зарубежных, требующих усовершенствования при значительных усилиях отечественных разработчиков и, в первую очередь, наличия соответствующего целевого финансирования.

В отсутствии этих условий наиболее распространенный и существующий сегодня путь создания модульных ИВЭ, лишь в некоторой мере приближающихся к зарубежным аналогам по электрическим параметрам и выполняемым функциям – это применение в отечественных разработках все увеличивающейся номенклатуры зарубежных элементов и материалов.

4. В наибольшей степени отставание отечественных средств вторичного электропитания от зарубежных, отрицательно сказывается при разработках военной техники. Поэтому, несмотря на ограничения, в настоящее время имеет место широкое применение в ней отечественными предприятиями модульных ИВЭ зарубежного производства, что обусловлено также более низкими ценами на модули общепромышленного применения и более короткими сроками их поставок.

Характерной особенностью исполнений зарубежных модульных ИВЭ, предназначенных для военного и общепромышленного применения, является идентичность электрических и частично конструктивных характеристик у разных производителей. Основные отличия заключаются в условиях применения и показателях надежности.

Так, по данным Фонда УНИЭТ за период с 2003 г. по 2010 г. более 260 предприятий отечественной промышленности высказали заинтересованность в применении свыше 3000 типонаименований модульных ИВЭ зарубежного производства в аппаратуре, разрабатываемой в интересах Минобороны России.

5. Определяющая роль в ускоренном развитии средств вторичного электропитания принадлежит элементной базе, соответствующей требованиям сегодняшнего и перспективных поколений РЭА. Развитие элементной базы должно осуществляться опережающими темпами. Существующий же цикл ее создания, включающий период от подготовки тематических карт до серийного освоения, соизмерим, а в некоторых случаях - превышает сроки разработки или модернизации РЭА.

6. Отечественные силовые транзисторы, диоды, ферриты с малыми потерями на частотах преобразования 500–1000 кГц, конденсаторы и другие элементы в значительной степени уступают по своим характеристикам зарубежным аналогам или серийно не выпускаются. Также отсутствуют корректоры коэффициента мощности в модульном исполнении и т. п.

7. Нормативная база в области средств вторичного электропитания, созданная более двадцати лет назад, в настоящее время требует обновления действующих и разработки новых стандартов.

Конференция рекомендует:

1. Признать практическую полезность ежегодно проводимых научно-технических конференций по обсуждению комплекса научно-организационных, проблем в области развития отечественных средств электропитания, решение которых позволит ускорить выход на международный конкурентоспособный уровень.

2. Учитывая, что проблема создания эффективных возобновляемых источников, которые являются альтернативными по отношению к традиционным, является задачей мирового масштаба, а также то, что средства электропитания составляют важную часть любой РЭА, применяемой во всех сферах человеческой деятельности, привлечь должное внимание соответствующих государственных органов для отнесения этих задач к приоритетным, решение которых должно осуществляться с помощью достаточной государственной поддержки.

3. Для формирования новых перспективных направления развития средств электропитания и элементной базы для силовой электроники считать целесообразным Ассоциации “Электропитание” совместно с Секцией “Научные проблемы электропитания” Научного совета РАН “Электрофизика, электроэнергетика и электротехника”, подготовить предложения на основе обобщенных требований заинтересованных потребителей – членов ассоциации и по материалам проведенной конференции по постановке в ближайшее время НИОКР, направив их в Министерство промышленности и торговли РФ, ФГУП “МНИИРИП”, Министерство обороны РФ, Министерство образования и науки для включения в соответствующие планы.

4. С целью повышения конкурентоспособности отечественных компонентов для средств вторичного электропитания целесообразно решить на государственном уровне вопрос изменения принципа формирования их номенклатуры с учетом максимальной увязки с разрабатываемой РЭА.

5. С целью более полного учета перспективных требований к средствам вторичного электропитания считать целесообразным создание новых и пересмотр основных действующих нормативно-технических документов в этой области.

6. Создать на основе сайта Ассоциации “Электропитание” оперативную обновляемую информационную базу применяемых ЭКБ отечественного и зарубежного производства с целью более полной их унификации.

7. Для ознакомления разработчиков, изготовителей и потребителей средств электропитания с рекомендациями, принятыми на конференции, настоящее Решение опубликовать в третьем номере журнала “ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ” за 2015 г.

8. Статьи, подготовленные на основе докладов, заслушанных на конференции, опубликовать в последующих выпусках журнала “ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ”.

Председатель оргкомитета *С. В. Бачевский*

Секретарь оргкомитета *П. Н. Заика*

С. Н. Бродников, К. А. Воронцов, Г. С. Мыцык

ТРЕХФАЗНЫЙ ИНВЕРТОР НАПРЯЖЕНИЯ ЦЕНТРАЛИЗОВАННОГО ТИПА С ПРОМЕЖУТОЧНЫМ ВЫСОКОЧАСТОТНЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ

S. N. Brodnikov, K. A. Vorontsov,
G. S. MytsykThree-phase voltage inverter with an intermediate high
frequency transformation for centralized
backup power source

Статья посвящена структурно-алгоритмическому синтезу трехфазного инвертора напряжения (ТИН), обеспечивающего преобразование напряжения постоянного тока 24–50 В в трехфазное квазисинусоидальное напряжение (220/380 В с искажениями $K_{(TU)} < 5\%$, частотой 50 Гц, мощностью 3000 ВА и $\cos\varphi = 0,7$), предназначенного для системы резервного электропитания специального назначения. Для снижения массы трансформаторного узла использована двухзвенная структура в виде последовательно соединенных регулируемого и повышающего напряжения конвертора (РПКН) и ТИН с ШИМ выходного напряжения. В РПКН реализован принцип M-канального преобразования (МКП) энергетического потока (при $M = 2$) и широтный способ регулирования напряжения в каналах. Показана возможность совершенствования показателей качества такого преобразователя на основе использования принципов системного подхода к проектированию, когда синтез каждого силового звена осуществляется с учетом свойств и возможностей совершенствования всех звеньев. Средство решения задач – имитационное компьютерное моделирование.

Ключевые слова: двухканальный конвертор, широтное регулирование напряжения, трехфазный инвертор, широтно-импульсная модуляция, сопоставление вариантов, структурно-алгоритмический и параметрический синтез, системный подход, компьютерное моделирование, оптимизация.

The article is devoted to the structural and algorithmic synthesis of three-phase voltage-source inverter (VSI), that provides conversion of 24...50 V DC voltage into a quasi-sinusoidal voltage (220/380 V with THD < 6%, 50 Hz, 3000 VA power and $\cos\varphi = 0.7$), designed for backup power systems for special applications. To reduce the weight of the transformer assembly, two-tier structure is used in the form of series-connected step-up voltage converter (SUVC) and VSI with PWM. The SUVC uses a principle of multichannel power conversion (in two-channel variant) and pulse-width regulation in each channel. The article shows the possibility of improving the quality parameters of the inverter using the principles of the systematic approach to design, while synthesis of each element shall be based on the properties and possibilities of improving of all the elements. In case of high power conversion beyond the capability of the available elements, a method of multichannel conversion passes from the category of alternative synthesis methods into the category of non-alternative ones.

Keywords: multichannel conversion, converter, PWM, pulse-width regulation, three-phase inverter, VSI, structurally-algorithmic and parametric synthesis, systematic approach, computer simulation, optimization.

При разработке новой техники наилучшие результаты достигаются при реализации глубокого системного проектирования (ГСП). Применительно к электротехническим комплексам (ЭТК) автономных объектов, включающих в себя различные по своей физической природе, по устройству и принципу работы силовые узлы, решение данной задачи (в таком ее понимании) представляет собой достаточно масштабную, многосвязную проблему, которая требует соответствующего информационно-методического обеспечения. Суть проблемы заключается в необходимости не только полного представления о всех физических процессах в ЭТК, определяющих его функционирование, но и полного знания о свойствах и характеристиках всех силовых узлов и о влиянии их друг на друга с тем, чтобы рационально использовать эту информацию для достижения наилучших значений заданных показателей качества ЭТК. При этом одним из главных требований к разработке узлов и структуры ЭТК при ГСП является соответствие их не только современному уровню, но и тенденциям

развития – энерго-и ресурсосбережения. Целью статьи является иллюстрация сути подхода к ГСП на конкретном примере глубокой модернизации одного вида ЭТК.

Структурный облик разрабатываемого объекта

При создании систем резервного электропитания класса DC/AC с низким уровнем питающего напряжения (порядка $E_{AB} = 24...50$ В) и с низкочастотным ($f_2 = 50$ Гц) выходным напряжением более высокого ($U_{2Ф}/U_{2Л} = 220/380$ В) уровня одним из перспективных направлений является использование преобразующих структур с промежуточным высокочастотным преобразованием (ПВЧП) энергетического потока (ЭП) на частоте $f_{ВЧ} = 25...30$ кГц. Удельная масса активных материалов применяемого здесь трансформаторного узла в этом случае (в условиях естественного охлаждения) может быть уменьшена примерно в 40 раз [1]. В обобщенном виде структура такого статического преобразователя (СП) содержит два последовательно включенных силовых звена – повышающий конвертор напряже-

ния (ПКН) и инвертор напряжения (ИН), в данном случае – трехфазный ИН (ТИН) – рис. 1 [2]. Рассматриваемый здесь вариант СП предназначен для системы резервного электропитания специального назначения и является современной модификацией серийно выпускаемого СП (ПТС-3000) [3]. Он характеризуется значительно меньшей массой активных материалов, использованием современных полупроводниковых ключевых элементов (КЭ) и магнитных материалов, улучшенным КПД ($\eta = 0,8$ против $\eta = 0,6$), меньшей сложностью и большей технологичностью изготовления. Достижение более высоких технических показателей обеспечено также применением новых технических решений, реализующих принципы энерго-и ресурсосбережения, а также системным подходом к проектированию СП. Представляется, что реализация поставленной задачи была бы практически невозможной без использования имитационного компьютерного моделирования (ИКМ). Ниже рассматриваются особенности системного подхода и конкретно полученные результаты.

Обоснование выбора структуры конверторного звена

Одним из основных параметров, определяющих структуру СП и его звеньев, является мощность его нагрузки, которая в данном случае (по основной гармонике) равна $S_{2(1)} = 3000$ ВА при $\cos\varphi_{2(1)} = 0,7$. Вторым важным для проектирования показателем является допустимый уровень искажений напряжения на нагрузке, определяемый здесь коэффициентом гармоник напряжения $K_{Г(У)} \leq 6\%$. Основным критерием проектирования является минимизация массы и габаритов СП при не превышении заданного уровня температуры в условиях естественного охлаждения. Для определения структуры 1-го звена – ПКН необходимо, прежде всего, оценить уровень тока, потребляемого от аккумуляторной батареи (АБ) – $I_{АБ}$. Во-первых, следует учесть ожидаемый результирующий КПД СП. Предварительно зада-

димся пессимистическим его значением $\eta_{\Sigma} = 0,75$. В конечном счете, он ожидается несколько большим и в дальнейшем подлежит уточнению. Во-вторых, учтем параметр нагрузки $\cos\varphi_{2(1)} = 0,7$, а также сопутствующий ему тот известный факт, что по цепи питания ТИН потребляет только активную мощность. Таким образом, при минимальном значении напряжения АБ $E_{АБ\min} = 24$ В потребляемый от нее ток будет иметь следующее максимальное значение:

$$I_{АБ} = \frac{S_{2(1)}}{\eta_{\Sigma} E_{АБ\min}} = \frac{3000 \cdot 0,7}{0,75 \cdot 24} = 116,7 \text{ А.}$$

Придерживаясь заданного критерия проектирования, при синтезе ПКН в качестве его (внутреннего) инверторного звена целесообразно использовать инверторные ячейки (ИЯ), реализующие двухтактный принцип преобразования ЭП. Этому условию, а также условию минимизации потерь в КЭ удовлетворяют два типа ИЯ: ИЯ по нулевой схеме – НИЯ1 и ИЯ по полумостовой схеме – ПМИЯ [4]. Каждый из этих вариантов имеет свои достоинства и недостатки, так что целесообразность применения одной из них должна определяться в каждом конкретном случае применения. В данном случае отдается предпочтение варианту НИЯ1. Для повышения надежности зададимся коэффициентами использования транзисторов по току и по напряжению $k_i = k_u \approx 0,5$. Структура ПКН выбирается с учетом этого фактора, а также из следующих двух системных соображений: 1) Для снижения массы выходного фильтра ТИН функцию регулирования (стабилизации) выходного напряжения СП целесообразно осуществлять не в ТИН, а в ПКН. Поэтому далее это звено будем обозначать как регулируемый ПКН – РПКН; 2) Суммируя вышеизложенные соображения, а также с учетом появляющейся возможности снижения массы сглаживающего фильтра на выходе РПКН выбираем двухканальный принцип структурно-алгоритмической организации этого звена [6], который, в частности, обеспечивает снижение уровня пульсаций его выходного напряжения и уменьшение массы сглаживающего фильтра. Таким образом, РПКН выполняется с двухканальным преобразующим трактом – в виде двух ячеек – НИЯ1 и НИЯ2 (рис. 1). При этом ток, потребляемый каждой НИЯ, будет равен:

$$I_{НИЯ1} = I_{НИЯ2} = I_{АБ}/2 = 58,35 \text{ А.}$$

Алгоритмическая особенность данного способа синтеза состоит в том, что эквивалентные алгоритмы переключения КЭ каналов $\psi_{\Sigma(1,2)}(\omega t)$ и $\psi_{\Sigma(4,3)}(\omega t - \pi/2)$ сдвигают относительно друг друга на постоянный угол $\pi/2$, а в каждом из них осуществляют широтное регулирование (ШР) путем введения регулировочной паузы α между полуволнами этих сигналов. По своей форме они повторяют форму выходного напряжения НИЯ1 и НИЯ2 соответственно (рис. 2):

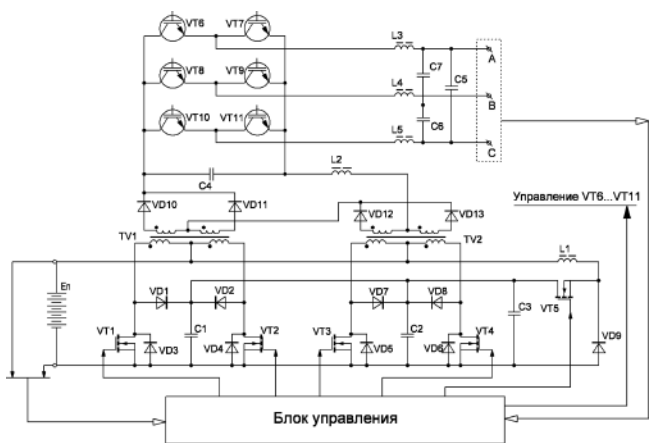


Рис. 1. Принципиальная схема ТИН(Ц) с ПВЧП

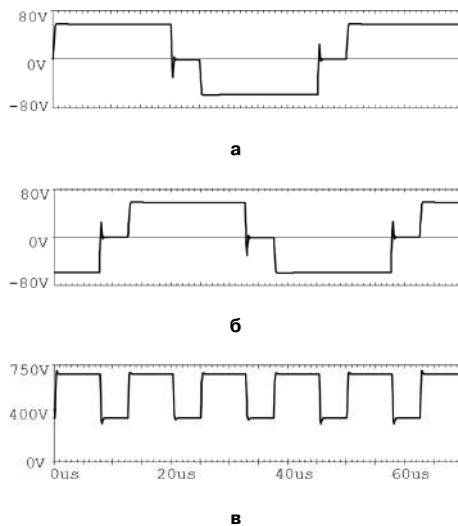


Рис. 2. Осциллограммы процессов в РПКН при $\alpha = 0, 2\pi$ (а, б); напряжения на выходе выпрямительного звена (в)

$$\Psi_{\Theta(1,2)}(\omega t) = \psi_1(\omega t, \alpha) - \psi_1(\omega t, \alpha);$$

$$\Psi_{\Theta(4,3)}(\omega t, \alpha - \pi/2) = \psi_4(\omega t, \alpha - \pi/2) - \psi_3(\omega t, \alpha - \pi/2),$$

где $\psi_1(\omega t, \alpha)$, $\psi_2(\omega t, \alpha)$, $\psi_3(\omega t, \alpha - \pi/2)$, $\psi_4(\omega t, \alpha - \pi/2)$ – алгоритмы переключения ключевых элементов VT1, VT2 и VT4, VT3 соответственно (в коде “+1”, “0” – рис.1). В области значений угла регулирования $\pi/2 > \alpha > 0$ напряжение на выходе выпрямительного звена РПКН $u_d(t)$ имеет вид сигнала с частичным широтным регулированием с пониженным значением относительного уровня пульсаций U_d^* (рис. 2в), а в области значений $\pi > \alpha > \pi/2$ – вид сигнала с ШР с увеличенным значением параметра ΔU_d^* . Регулировочная характеристика РПКН описывается следующей моделью:

$$U_{d0}(\alpha) = U_{d0}(1 - \alpha^*),$$

где U_{d0} – постоянная составляющая выходного напряжения РПКН при $\alpha = 0$, а $\alpha^* = \alpha/\pi$ – относительный угол регулирования.

С учетом изложенного, в качестве КЭ в данном случае используются полевые транзисторы с максимально допустимым током $I_{C, \text{МАКС.}} = 100$ А и максимально допустимым напряжением сток-исток $V_{\text{СИ, МАКС.}} = 200$ В.

Одним из известных недостатков НИЯ является необходимость использования средств борьбы с индуктивностями рассеяния первичных обмоток трансформаторов TV1 и TV2 – снабберов. Известный из [4] вариант снабберов включает в себя в каждой НИЯ (рис. 1) так называемый “нижний полукрест” элементов, выполненный, например, в НИЯ1 в виде двух “сбросовых” диодов VD1, VD2 и накопительного конденсатора С1. В традиционном решении [4] энергия индуктивностей рассеяния обмоток, накапливаемая после каждой коммутации КЭ в конденсаторе С1, рассеивается в параллельно

подключенном к нему резисторе, что заметно ухудшает КПД НИЯ. В настоящем устройстве предлагается использовать разработанное новое решение, названное как энергонерассеивающий снаббер.

Дополнительно к указанному “полукресту” вводятся три элемента: транзистор VT5, буферный дроссель постоянного тока L1 и возвратный диод VD11. Эти три элемента являются общими для двух НИЯ. При необходимости максимально близко к транзистору VT5 целесообразно также подключать защитный конденсатор С3 небольшой емкости. Управление транзистором TV5 осуществляется по принципу работы клапана давления и реализуется на основе компаратора с гистерезисом [5]: при превышении на конденсаторах С1, С2 заданного уровня напряжения система управления выдает импульс управления, отпирающий VT5, и энергия конденсаторов через дроссель L1 начинает возвращаться в АБ. После разряда конденсаторов до заданного уровня транзистор VT5 запирается, а накопленная в дросселе L1 энергия продолжает передаваться в АБ через возвратный диод VD5. Таким образом, энергия коммутационных издержек не рассеивается, а возвращается в АБ. Выходная цепь РПКН организована по схеме суммирования напряжений, то есть путем последовательного соединения выходов двух выпрямителей, выполненных по нулевой схеме. Сглаживание пульсаций выпрямленного напряжения обеспечивает Г-образный L2–С4 фильтр. Для повышения функциональной надежности выходы выпрямителей могут соединяться параллельно через обмотки трансфильтра [6].

Совершенствование алгоритма формирования напряжения ТИН

Трапецидальный закон модуляции

Работы, посвященные вопросу выбора закона модуляции (ЗМ) при использовании для управления ТИН алгоритма ШИМ появились, по крайней мере, еще в 70-х годах прошлого века. Среди работ отечественных специалистов в числе приоритетных по данному вопросу можно назвать работы [7, 8]. В основе модернизации ЗМ являлось стремление сократить число переключений КЭ ТИН – $N_{\text{КЭ}}$ и соответственно потери в них при сохранении (в идеале) или при некотором ухудшении (реально) спектрального состава выходного напряжения, а также желание повысить коэффициент использования напряжения источника питания КИН по основной гармонике. Заметим, что при простейшем π -алгоритме управления, когда КЭ одной фазной стойки ТИН, выполненного по трехфазной мостовой схеме, переключаются противотактно на выходной частоте f_2 со скважностью 2, этот коэффициент имеет наибольшее значение:

$$K_{\text{ИН}} = 2U_{d0} / \pi = 0,6366U_{d0}.$$

Для сравнения отметим, что в более сложной структуре ТИН на базе трех мостовых инверторных ячеек $K_{\text{ИН}} = 1$. При алгоритме двухполярной ШИМ (ДШИМ) по \sin закону (СЗМ) при глубине модуляции $\mu = 1$ коэффициент $K_{\text{ИН}}$ снижается до 0,5. В основе способа повышения коэффициента КИН и снижения $N_{\text{КЭ}}$ лежит идея использования свойств гармоник нулевой последовательности (ГНП) в 3-х фазной системе. **Целенаправленным дозированным введением ГНП в ЗМ можно добиться такого перераспределения в нем гармоник, чтобы их содержание и содержание основной гармоники увеличивалось, а содержание остальных гармоник уменьшалось.** Положительный эффект при этом достигается тем, что в 3-х фазной нагрузке без нулевого провода (без связи 01–02) токи от напряжений ГНП протекать не могут. Наиболее простой пример реализации этой идеи – использование ЗМ трапецеидальной формы – ТЗМ с наклоном боковой стороны β , который для j -ой фазы удобно представить в виде ряда Фурье [8]:

$$U_{3Mj}(t) = \frac{4U_{3Mm}^*}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(2k-1)\beta}{2k-1} \times \sin(2k-1) \left[\omega t - \frac{2\pi(j-1)}{3} \right], \quad (1)$$

где $U_{3Mm}^* = 1$ – максимальное значение напряжения с ТЗМ в безразмерном виде, а $j = 1; 2; 3$ – фазовый индекс для фаз “А”, “В”, “С”.

Боковые стороны выходного напряжения ТИН со связью 0₁–0₂ формируются способом ШИМ и имеют не трапецеидальный, а квазитрапецеидальный характер. Анализ показывает, что практический интерес представляют два значения угла $\beta = \pi/6$ и $\beta = \pi/5$ в ТЗМ. При $\beta = \pi/6$ параметр $K_{\text{ИН}}$ принимают значение:

$$K_{\text{ИН}} = \frac{U_{3M(1)m}^* U_{d0}}{2} = \frac{1,216 U_{3Mm}^* U_{d0}}{2} = 0,608 U_{d0}, \quad (2)$$

причем ближайшими высшими гармониками в ТЗМ (и в выходном напряжении ТИН) являются 5-я и 7-я, а параметр $N_{\text{КЭ}}$ при этом уменьшается в 3 раза. При другом значении $\beta = \pi/5$ пятая гармоника в ТЗМ отсутствует, значение $K_{\text{ИН}}$ незначительно снижается:

$$K_{\text{ИН}} = \frac{U_{3M(1)m}^* U_{d0}}{2} = \frac{1,191 U_{3Mm}^* U_{d0}}{2} = 0,5955 U_{d0}, \quad (3)$$

а параметр $N_{\text{КЭ}}$ уменьшается, но уже не в 3, а в 2,5 раза (см. также результаты анализа в табл. 1).

Заметим, что предложенный в [8] программно заданный (жесткий) алгоритм формирования ТЗМ (при $\beta = \pi/6$) ориентирован на цифровую его реализацию в децентрализованного типа – ТИН(Д), когда нагрузкой является электрическая машина, и фильтрация выходного напряжения не требуется.

Синусоидальный закон модуляции (СЗМ)

В данном случае в КЭ ТИН централизованного типа – ТИН(Ц) (когда фильтрация выходного напряжения уже необходима) используется другой способ реализации ДШИМ. Способ основан на традиционном “вертикальном принципе” управления путем сравнения развертывающего сигнала треугольной формы $u_p(t)$ тактовой частоты f_T с сигналом задания синусоидальной формы $u_{\text{изн}}(t)$ выходной частоты ТИН f_2 . С целью уменьшения массы выходного фильтра ТИН используем ШИМ вначале с синусоидальным (\sin) ЗМ – СЗМ. Изложение особенностей системного подхода к синтезу 2-го звена СП – ТИН(Ц) в методическом плане целесообразно начать с более простого его варианта – в одноканальном исполнении [6], когда используется только один трехфазный инверторный мост. Первая задача, подлежащая решению, – это установление взаимосвязи между основной гармоникой выходного напряжения ТИН и постоянной составляющей выходного напряжением РПКН – U_{d0} . С целью упрощения анализа воспользуемся воображаемой связью средней точки источника питания ТИН(Ц) – 0₁ с нулевой точкой 0₂ трехфазной нагрузки, подключенной к выходным выводам ТИН(Ц) “А”, “В”, “С”. Фазные напряжения $u_{j201}(t)$ в этом случае имеют вид сигнала с двухполярной ШИМ (ДШИМ) по \sin закону (СЗМ) с уровнем импульсов напряжения $+U_{d0}/2$ и $-U_{d0}/2$ (рис. 3а). Известно, что при соотношении частот $\xi = f_T/f_2 \geq 20$ амплитудное значение основной гармоники в таком напряжении при глубине модуляции μ с достаточной для инженерной практики точностью определяется выражением:

$$U_{j201(1)m} = \frac{\mu U_{d0}}{2}. \quad (4)$$

Глубина модуляции μ представляет собой параметр, определяемый отношением максимальных значений задающего – U_{3Mm} и развертывающего – U_{Pm} сигналов $\mu = U_{3Mm}/U_{Pm}$. Изменением его значения в пределах $0 \leq \mu \leq 1$ обеспечивают регулирование основной гармоники выходного напряжения ТИН в пределах:

$$0 \leq U_{j201(1)m} \leq \frac{U_{d0}}{2}. \quad (5)$$

На практике регулирование обеспечивается обычно изменением амплитуды U_{3Mm} сигнала задания $u_{3M}(t)$. Напряжение питания ТИН(Ц) при таком алгоритме управления определяется через максимальное значение фазного напряжения нагрузки согласно (4) при $\mu = 1$:

$$U_{d0} = 2U_{j201(1)m} = 2\sqrt{2}U_{j201m} = 2\sqrt{2} \cdot 220 = 622,2 \text{ В}, \quad (5a)$$

где $U_{j201(1)}$ – действующее значение фазного напряжения (при связи 0₁–0₂).

В данном случае параметр $N_{кЭ} = 2f_T$. При отсутствии связи 0_1-0_2 выходное напряжение по форме видоизменяется: оно не содержит ГНП, имеет вид модификации амплитудно-широко-импульсной модуляции – АШИМ с двумя уровнями квантования (рис. 3в), однако, при этом характеризуется тем же содержанием основной гармоники, что и при связи 0_1-0_2 .

Совершенствование СП за счет алгоритма ШИМ с КТЗМ-1

Для улучшения энергетических показателей ТИН(Ц) при алгоритме ДШИМ, сохраняя ту же технологию его реализации, возможно использование СЗМ при значении параметра $\mu = 2$. В радиотехнике такой режим известен как режим перемодуляции. Поэтому этот ЗМ можно обозначать как СЗПМ. При $\mu > 1$ фрагмент СЗПМ в зоне $\pi/6...5\pi/6$ (1-го полу-периода) в выходном напряжении воспроизводится с неизменным уровнем, то есть, соответствующий КЭ здесь постоянно включен. В ТИН со связью 0_1-0_2 в зонах $0... \pi/6$ и $5\pi/6... \pi$ заданного интервала проводимости каждого КЭ воспроизводятся фрагменты напряжения (в импульсно-модуляционном виде – с ДШИМ и СЗПМ), соответствующие этим зонам. Средняя линия этих фрагментов представляет собой боковые стороны “не совсем линейной” трапеции (рис. 3д). С допустимым упрощением такой СЗПМ можно характеризовать также как квазитрапецеидальный – КТЗМ-1 с координатой (наклоном) боковой стороны трапеции β . Поэтому с достаточной для инженерной практики точностью КТЗМ-1 может быть представлен также и моделью (1). Число переключений КЭ с уменьшением угла β при этом уменьшается (например, при $\beta = \pi/6$ так же, как и при ТЗМ в 3 раза), а содержание основной гармоники в выходном напряжении ТИН возрастает до значения, несколько большего, чем в модели (2). Результаты сопоставления вариантов ЗМ представлены в табл. 1.

Фильтрация выходного напряжения ТИН(Ц) с ДШИМ и КТЗМ-1 (без связи 0_1-0_2) посредством 3-х фазного Г образного L0–C0 фильтра показала, что при переходе от значения $\mu = 1$ к значению $\mu = 2$ (при $\beta = \pi/6$) искажения выходного напряжения несколько возрастают. В качестве нейтрализации этого проявления потребовалось увеличение установленной мощности фильтра. Причиной этого оказалось появление в спектрах КТЗМ-1 и фазного напряжения соответственно нечетных гармоник с частотой значительно ниже значения тактовой частоты f_T : ближайшей к выходной частоте f_2 оказалась 5-я гармоника напряжения со следующим содержанием:

$$U_{j201(5)m}(\beta) = \frac{4 \sin 5\beta}{\pi\beta} \cdot U_{j201m} \Big|_{\beta=\frac{\pi}{6}} = 0,0486 U_{j201m} = 0,0486 \frac{U_{d0}}{2} = 0,0243 U_{d0}. \quad (6)$$

Можно исключить ее из КТЗМ-1 и, соответственно из выходного напряжения ТИН, задав значение угла $\beta = \pi/5$, что соответствует параметру $\mu = 1,7$. Однако, при этом, содержание основной гармоники снижается:

$$U_{j201(1)m} = \frac{4 \sin \beta}{\pi\beta} \cdot U_{j201m} \Big|_{\beta=\frac{\pi}{5}} = 1,191 U_{j201m} = \frac{1,191 U_{d0}}{2} = 0,5955 U_{d0},$$

а 7-я несколько возрастает – до значения:

$$U_{j201(7)m} = \frac{4 \sin 7\beta}{49\pi\beta} \cdot U_{j201m} \Big|_{\beta=\frac{\pi}{5}} = -0,0393 U_{j201m} = -\frac{0,0393 U_{d0}}{2} = 0,0197 U_{d0},$$

Таблица 1

Показатели качества	Простейший алгоритм переключения КЭ	Законы широко-импульсной модуляции (ШИМ)					
		Синусоидальный	Синусоидальный с введением третьей гармоники (КТЗМ-2)	Квазитрапецеидальный (КТЗМ-1)		Трапецеидальный	
		$\mu = 1$	$\mu = 1$	$\mu = 1,7$	$\mu = 2$	$\beta = \pi/5$	$\beta = \pi/6$
$U_{2(1)m}^*$	1,2732	1	1,155	1,206	1,227	1,1911	1,2160
$U_{2(1)m}/E_{П}$	0,6366	0,5	0,575	0,597	0,609	0,5955	0,6080
$K_{ин}$ с выходным фильтром	0,4160	0,473	0,560	0,585	0,514	–	–
$U_{2(5)m}^*$	0,1273	0,00085	0,0011	0,0052	0,0277	–	0,0243
$U_{2(7)m}^*$	0,0909	0,00067	0,00057	0,0170	0,0099	0,0197	0,0124
$N_{кЭ}$	$2f_2$	$2f_T$	$2f_T$	$2f_T/2,5$	$2f_T/3$	$2f_T/2,5$	$2f_T/3$
$L_0 C_0$ [мГн·мкФ]	3330	10,5	9	10	990	–	–
$L_d C_d$ [мГн·мкФ]	–	–	–	206	–	–	–
$G_{ф}$, кг	39,75	1,91	1,72	2,38	14,9	–	–

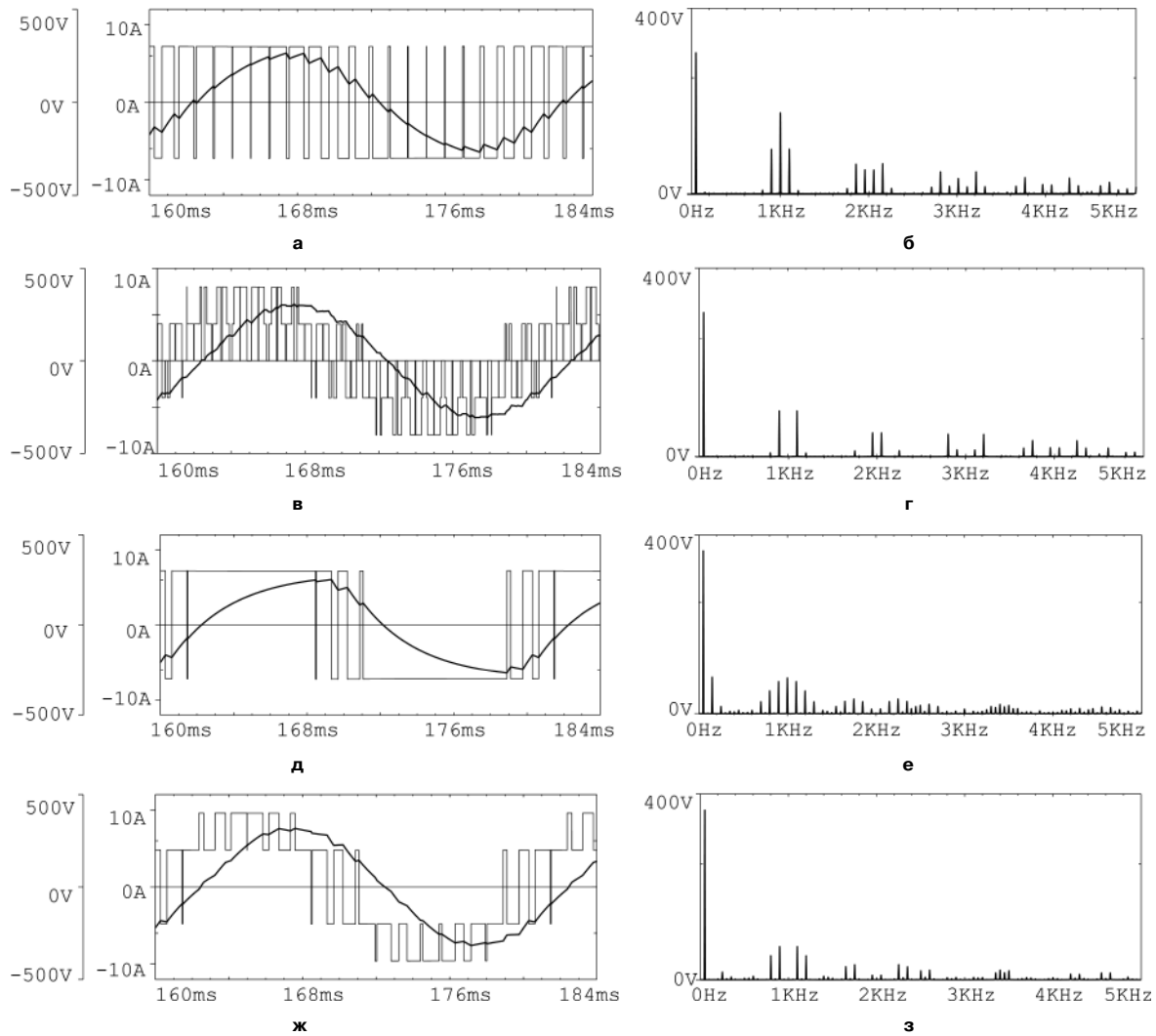


Рис. 3. Осциллограммы выходных фазных напряжения и тока ТИН при работе его на активно-индуктивную нагрузку с $\cos\varphi = 0,7$ соответственно для $\mu = 1$ и $\mu = 2$: а, д – в варианте с нулевым проводом; в, ж – в варианте без нулевого провода; б, г, е, з – спектрограммы напряжений, соответствующие напряжениям, расположенным на рисунке на одном с ними уровне

где знак “–” свидетельствует об изменении фазы гармоники.

Модификация алгоритма ШИМ – КТЗМ-2

Идея дальнейшего улучшения показателей качества ТИН(Ц) (без связи 0_1-0_2) базируется на синтезе КТЗМ, из условия отсутствия в нем нечетных гармоник, не кратных трем, и целенаправленного введения в него только гармоник, кратных трем (иначе – ГНП). Здесь рассматривается вариант синтеза КТЗМ-2 путем введения в $\sin 3M$ только ближайшей – третьей гармоники (рис. 4). ШИМ с КТЗМ-2, к сожалению, не дает выигрыша в сокращении числа переключений $N_{кэ}$, однако, позволяет добиться наилучшего показателя КИН без ухудшения спектрального состава выходного напряжения по отношению к традиционному СЗМ. Максимальный КИН достигается при амплитуде вводимой третьей гармоники, равной 1/6 амплитуды основной гармоники 3M [9].

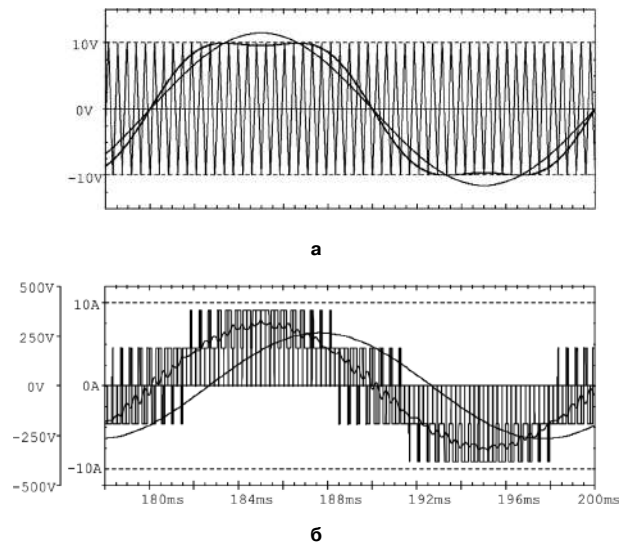


Рис. 4. Процессы в ТИН с ШИМ при КТЗМ-2: а – сигналы развертки и сигнала задания в виде суммы основной и третьей гармоник; б – фазные напряжения на выходе ТИН до фильтра и после фильтра, а также ток в активно-индуктивной нагрузке (без связи 0_1-0_2)

В табл. 1 представлены результаты исследований ТИН с различными алгоритмами управления при тактовой частоте $f_T = 4,8$ кГц. Параметры выходного фильтра подобраны из условия обеспечения коэффициента гармоник напряжения $K_{Г(U)} \approx 6\%$, а его масса определена с помощью каталога конденсаторов [10] и упрощенной методики расчета массы дросселей, предложенной в [11]. Для удобства выбора целесообразного в конкретном случае применения ЗМ зависимость массы фильтра от тактовой частоты и алгоритма управления дополнительно проиллюстрирована на рис. 5.

Следует заметить, что для КТЗМ-1 с $\mu = 1,7$ суммарная масса фильтра складывается из массы трехфазного Г-образного L0–C0 фильтра и резонансных цепочек, настроенных на частоту 7-й гармоники. При $\mu = 2$ использование двух резонансных цепочек (на 5 и 7 гармоники соответственно) в дополнение к не уменьшенному (в сравнении с $\mu = 1,7$) основному Г-образному фильтру приводит к существенному (почти в 2 раза) увеличению суммарной массы фильтра по сравнению с $\mu = 1,7$, что делает применение этого ЗМ нецелесообразным. Учитывая вышесказанное, исследование ТИН с КТЗМ-1 при $\mu = 2$ проводилось без резонансных цепочек, с целью определения зависимости массы только основного Г-образного L0–C0 фильтра от тактовой частоты.

В конечном счете, в результате выполненных исследований для практической реализации на данном этапе может быть рекомендован вариант ДШИМ с КТЗМ-2, так как он обеспечивает минимальную массу выходного фильтра и достаточно высокий КИН, который определен (на основе ИКМ) с учетом падения напряжения на фильтре при номинальной нагрузке. Вариант КТЗМ-2 с $\mu = 1,7$ и дополнительными резонансными цепочками также может представлять интерес в плане снижения динамических потерь в КЭ ТИН.

Предметом дальнейших исследований, направленных на совершенствование данного класса устройств и на расширение информационно-методического обеспечения для их системного проектирования, является:

1) исследование возможностей повышения показателей качества СП с ПВЧП (в рамках модернизации ПТС-3000) за счет использования двухканальной структуры ТИН [6];

2) определение минимальной суммарной массы охладителей КЭ ТИН (определяемой потерями в КЭ) и массы выходного фильтра при рациональном (для данного случая) увеличении тактовой частоты до 15–20 кГц.

Выводы

1. На конкретном примере преобразователя с двухзвенной структурой (регулируемый повышающий конвертор напряжения – РПКН + трехфазный инвертор напряжения – ТИН с ШИМ) показана

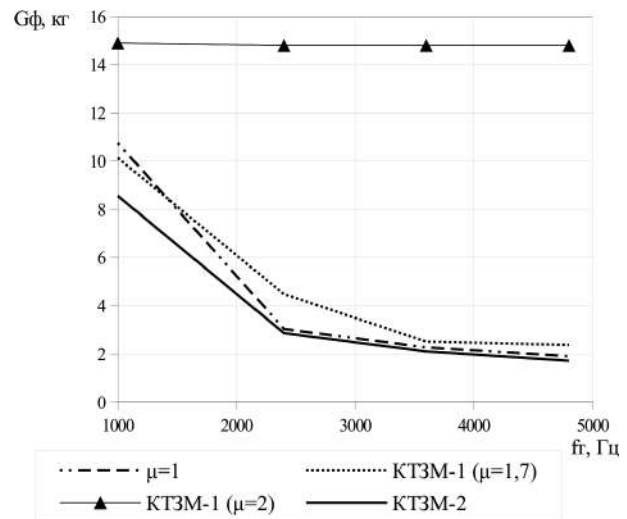


Рис. 5. Зависимость массы фильтра от тактовой частоты инвертора при неизменном коэффициенте гармоник выходного напряжения $K_{Г(U)} \approx 6\%$

возможность совершенствования его показателей качества на основе использования новых решений и принципов системного проектирования, когда синтез каждого силового звена осуществляется с учетом свойств и возможностей совершенствования остальных звеньев.

2. Рассмотрены варианты повышения коэффициента использования напряжения питания ТИН, позволяющие за счет снижения требуемого значения выходного напряжения РПКН уменьшить его установленную мощность до 20%.

3. В рамках исследованных вариантов алгоритмов формирования выходного напряжения ТИН(Ц) выявлен наиболее эффективный по заданным показателям качества алгоритм ШИМ с КТЗМ-2, характеризуемый введением в синусоидальный закон модуляции 3-й гармоники определенного содержания.

4. Установлено, что повышением тактовой частоты ШИМ f_T от 1 кГц до 2,5 кГц, при выходной частоте ТИН(Ц) $f_2 = 50$ Гц, масса его выходного фильтра может быть уменьшена до 4 раз.

5. В качестве средств оперативного решения поставленных задач, определяющих системное проектирование, целесообразно использовать современные возможности имитационного компьютерного моделирования.

Литература

1. Хлаинг Мин У. Исследование эффективности использования промежуточного высокочастотного преобразования при построении статических преобразователей и систем на их основе. Автореферат дис.-и на соиск. уч. ст. к.т.н. – М.: Моск. энерг. ин.-т (ТУ), 2009г. –20 с.

2. Патент на изобретение RU 2 509 404 C1, МПК НО2М 7/493. Преобразователь постоянного на-

пряжения в трехфазное квазисинусоидальное // Авторы: В. Р. Берг, С. Н. Бродников, А. А. Кудряшев, В. В. Михеев, Г. С. Мыцык / Оpubл.: 10.03.2014 Бюл. № 7.

3. *Михеев В. В., Мыцык Г. С., Аницкайтис Г. В., Бродников С. Н.* и др. Трехфазный инвертор для системы резервного электропитания. Практическая силовая электроника, 2005, № 17. – С. 5–11.

4. *Моин В. С., Лантев Н. Н.* Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергия, 1972. – 512 с.

5. *Забродин Ю. С.* Промышленная электроника: Учебник для вузов. – М.: Высш. школа, 1982. – 496 с.

6. Поисковое проектирование устройств силовой электроники (трансформаторно-полупроводниковые устройства): учебное пособие // Г. С. Мыцык, А. В. Бериллов, В. В. Михеев. – М.: Издательский дом МЭИ. – 284 с.

7. Авторское свид.-о СССР, № 633128, МКИ2 Н02 Р 13/18. Способ управления трехфазным инвертором и устройство для его осуществления / Авторы: Г. С. Мыцык, А. И. Щеголев / Оpubл.: 05.11.1978, Бюл. № 42.

8. *Мыцык Г. С., Чесноков А. В., Михеев В. В.* Синтез трехфазных преобразователей с улучшенным

качеством преобразованной электроэнергии // Электротехника, 1986, № 12. – С. 40–45.

9. Pulse Width Modulation For Power Converters. Principles and Practice // D.G. Holmes, T.A. Lipo. – IEEE Press / Wiley-Interscience, New York, USA, 2003 – pp. 226–230.

10. Конденсаторы комбинированные с металлизированными обкладками К75-24, ОАО Поликонд. – <http://www.policond.ru/kondensatory/item/13-k75-24.html>

11. *Хлаинг Мин У.* Взаимосвязь массы дросселей переменного и постоянного тока с их энергией // Практическая силовая электроника, 2015, №57. – С. 21–24.

Бродников Сергей Николаевич, к. т. н., Зам. Генерального директора по НИР и ОКР АО «ГОКБ «Прожектор», тел.: +7(916)707-13-95;

Воронцов Кирилл Александрович, аспирант кафедры «Электротехнические комплексы автономных объектов и электрического транспорта (ЭКАО и ЭТ)» НИУ «МЭИ», тел.: +7(909) 988-49-24, e-mail: Kirill@iet.su;

Мыцык Геннадий Сергеевич, д. т. н., профессор кафедры «Электротехнические комплексы автономных объектов и электрического транспорта (ЭКАО и ЭТ)» НИУ «МЭИ», тел.: +7(916)303-19-52, e-mail: mytsykgs@rambler.ru.

В. Ф. Дмитриков, Д. В. Шушпанов, С. М. Ким, А. Ю. Петроченко, З. В. Зайцева

ВЛИЯНИЕ ПЕРЕКРЕСТНОЙ СВЯЗИ НА УСТОЙЧИВОСТЬ РАБОТЫ ПАРАЛЛЕЛЬНО ВКЛЮЧЕННЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ

V. F. Dmitrikov, D. V. Shushpanov, S. M. Kim, A. Yu. Petrochenko, Z. V. Zaitcheva

В статье проведен анализ частотных характеристик параллельно включенных неидентичных модулей импульсных преобразователей напряжения (ИПН) при наличии только ООС по выходному напряжению, а так же рассмотрено влияние на устойчивость работы глубины перекрестных ООС по выравниванию токов параллельно включенных идентичных и неидентичных модулей ИПН.

Ключевые слова: импульсный преобразователь напряжения, перекрестная отрицательная обратная связь, устойчивость параллельно включенных модулей, выравнивание токов параллельно включенных модулей, частотные характеристики.

The impact of a cross feedback on the stability of switched mode voltage converters operating in parallel

The frequency characteristics of parallel-connected non-identical modules of switched mode voltage converters (SMVC) with only negative output voltage feedback is being analyzed in this article, as well as the impact of the depth of negative cross feedback compensating output currents of parallel identical and non-identical modules of switched mode voltage converters on operation stability.

Keywords: switched mode voltage converter, cross negative feedback, parallel modules stability, current sharing for parallel modules, frequency characteristics.

Параллельной работе импульсных преобразователей напряжения (ИПН) посвящено довольно много работ [1–8, 20–23]. Большинство из них посвящено методам выравнивания токов параллельно соединенных модулей [1–3, 20–22]. Отдельные работы посвящены устойчивости работы системы из параллельно соединенных модулей как при пассивном, так и при активном выравнивании токов модулей путем использования контуров ООС по току, включенных между модулями, т. е. перекрестных ООС предназначенных для выравнивания токов. Однако исследование глубины перекрестной ООС, т. е. степени выравнивания токов модулей на устойчивость работы в литературе не рассмотрено.

Схемы параллельного соединения модулей импульсных преобразователей напряжения понижающего типа с ООС по выходному напряжению и ООС по току

На (рис. 1а, б) приведены схемы параллельно включенных импульсных преобразователей напряжения понижающего типа с однозвенным сглаживающим фильтром L , R_L , C , R_C .

На рис. 1а приведена схема параллельно включенных модулей ИПН с контуром ООС по выходному напряжению. Сигнал с выхода ИПН поступает на инверсный вход операционного усилителя OU_U , на прямой вход OU_U поступает опорный (эталонный) сигнал $U_{ЭТ}$.

На рис 1б приведена схема параллельно включенных модулей ИПН с контуром ООС по выходному напряжению и контуром ООС по току для выравнивания токов модулей. Информация о токе каждого модуля снимается с помощью датчика тока ($D1$ и $D2$). Определяется среднее значение тока в

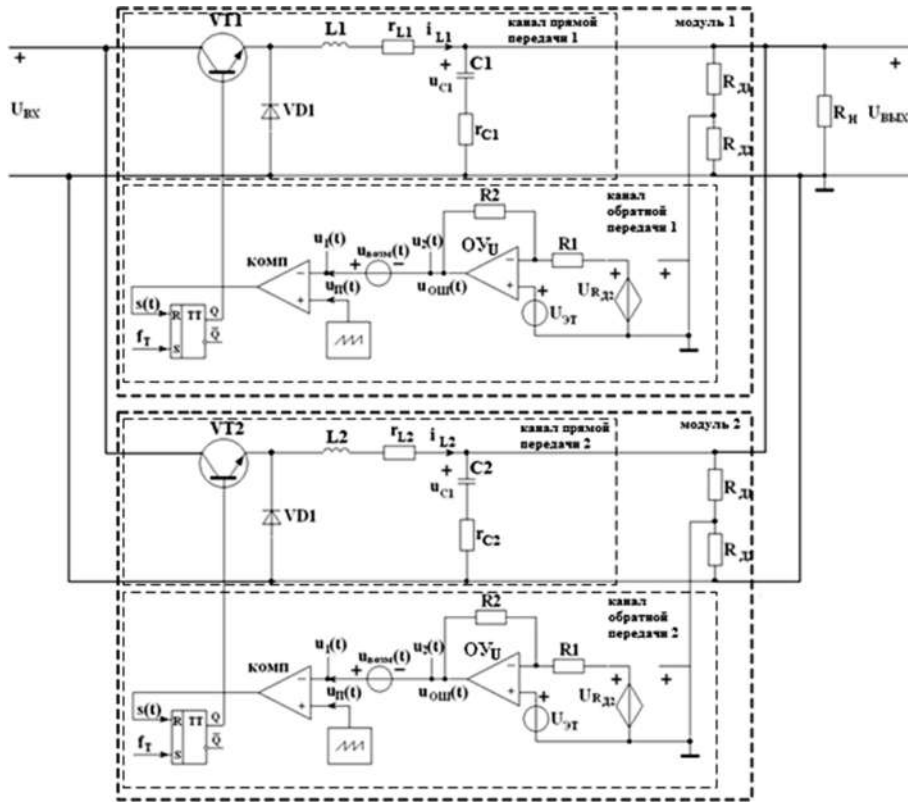
общей шине всей системы, который используется как эталон. С эталонным значением тока сравнивается и усиливается значение тока каждого модуля в OU_I , на выходе которого формируется сигнал ошибки токового контура ($i_{ОШ}$). Сигнал ошибки токового контура ($i_{ОШ}$) суммируется с сигналом ошибки контура ООС по выходному напряжению $u_{ОШ}$.

Сигнал ошибки $u_{ОШ}(t)$ рис. 1а (сумма сигнала ошибки цепи ООС по выходному напряжению и сигнала ошибки ООС по току рис. 1б) поступает на инверсный вход компаратора, на прямой вход компаратора поступает пилообразное напряжение $u_{П}(t)$ с частотой 132 кГц. Импульсы прямоугольной формы $s(t)$ с выхода компаратора поступают на затвор транзистора VT.

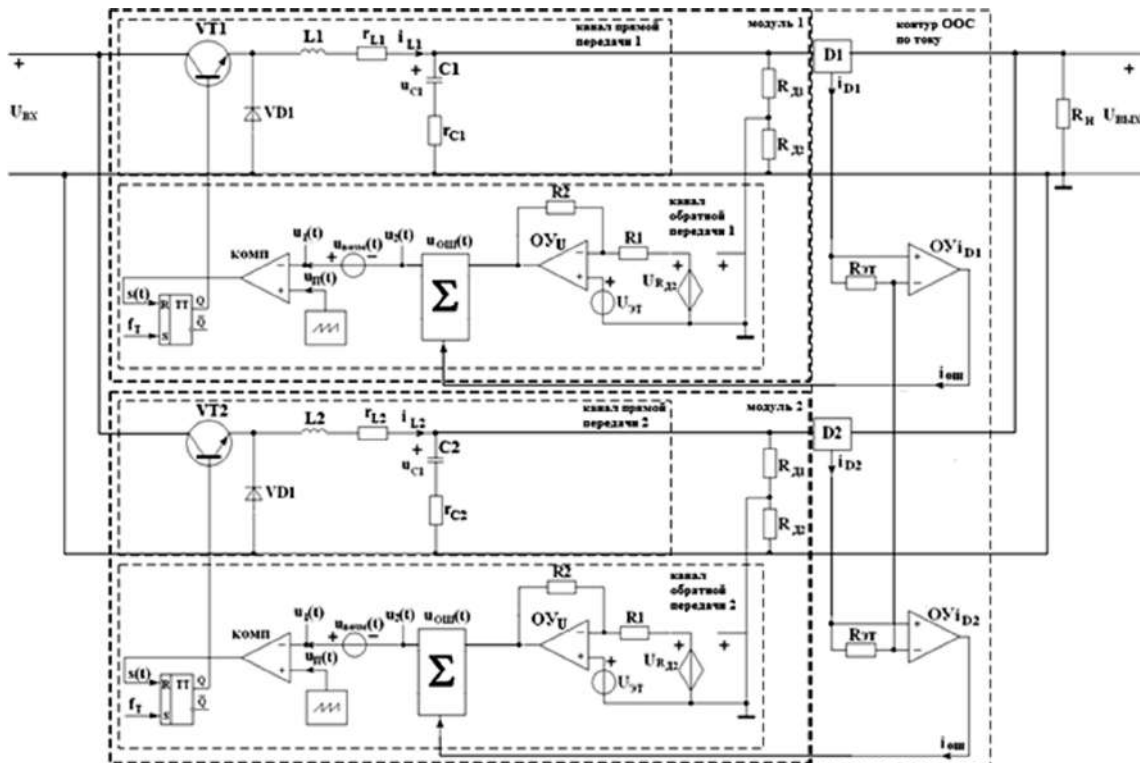
Входное напряжение ИПН 320 В ($U_{ВХ}$), выходное напряжение ИПН 48 В ($U_{ВЫХ}$), выходная мощность ИПН 1,2 кВт, частота коммутации транзистора 132 кГц.

Анализ частотных характеристик ИПН при использовании только контура ООС по выходному напряжению

В [23] показано, что, если параметры фильтров параллельно соединенных модулей ИПН как с общей ООС, так и с частной ООС при использовании только контура ООС по выходному напряжению – идентичны, то их АЧХ и ФЧХ совпадают с частотными характеристиками одиночного модуля ИПН с ООС по выходному напряжению. Проведен анализ параллельно соединенных модулей преобразователей понижающего типа без принудительного выравнивания токов с использованием контуров ООС по току и аналитически доказано, что работа параллельно соединенных модулей с контуром ООС



а



б

Рис. 1. Схема параллельно включенных модулей импульсных преобразователей напряжения: а – с обратной связью по выходному напряжению б – с обратными связями по выходному напряжению и току

только по выходному напряжению устойчива, если устойчива работа одиночных модулей.

Рассмотрим частотные характеристики (АЧХ и ФЧХ) параллельно включенных модулей, с различными параметрами сглаживающих фильтров L , R_L , C , R_C (см. табл. 1 а, б) только с ООС по выходному напряжению.

Таблица 1а

Фильтр	Параметры фильтра			
	r_L , мОм	L , мкГн	r_C , мОм	C , мкФ
1	30	100	50	65
2	30	55	45	40

Таблица 1б

Фильтр	$\Delta\varphi$, град	R_H , мОм	$K_{СТ}$, дБ	$U_{ЭТ}$, В	$U_{П}$, В
1	30	320	1,92	53	15
2	2	320	1,92	53	15

Частотные характеристики построены с использованием программного пакета *FASTMEAN* [24], основаны на методе возмущений [14–15]. При данном методе расчета частотных характеристик (АЧХ и ФЧХ петлевого усиления) не используются: допущения и упрощения, как в методах усреднения и линеаризации [7,17–19]; методе эквивалентной замены импульсной части [20]; методе гармонического баланса [21] и т. д., поэтому метод является “точным”.

Сигнал возмущения вводился в контур ООС по выходному напряжению перед компаратором

рис. 1а, б. Частотные характеристики измерены на модуле, имеющем запас устойчивости по фазе 2° (рис. 2 (3)) и 30° (рис. 2 (4)). Из рис. 2 видно, что АЧХ и ФЧХ параллельно работающих модулей лежат между АЧХ и ФЧХ одиночных модулей, имеющих запасы устойчивости по фазе 2° и 30° , и они совпадают. ФЧХ имеет на 20° запаса устойчивости по фазе больше, чем у одиночного модуля с запасом устойчивости по фазе 2° и на 8° меньше, чем у одиночного модуля, имеющего запас устойчивости по фазе 30° . Таким образом, как следует из рис. 2, работа параллельно соединенных модулей устойчива, когда устойчива работа каждого модуля в отдельности и отсутствуют контуры ООС по выравниванию токов модулей.

На рис. 3 представлены АЧХ и ФЧХ параллельно соединенных модулей с различными запасами устойчивости по фазе ($\Delta\varphi = 2^\circ$; $\Delta\varphi = 10^\circ$; $\Delta\varphi = 20^\circ$; $\Delta\varphi = 30^\circ$) имеющие только ООС по выходному напряжению. В табл. 2 представлены запасы устойчивости одиночных модулей ИПН и их параллельная работа с контуром ООС только по выходному напряжению. Анализ АЧХ и ФЧХ модулей ИПН при параллельной работе показывает, что запас устойчивости по фазе параллельно соединенных модулей только с ООС по выходному напряжению будет больше, чем у одиночного модуля имеющего наименьший запас устойчивости по фазе из двух включенных. Параллельная работа модулей (модуль 1 с $\Delta\varphi = 2^\circ$ и модуль 2 с $\Delta\varphi = 10^\circ$) имеет запас

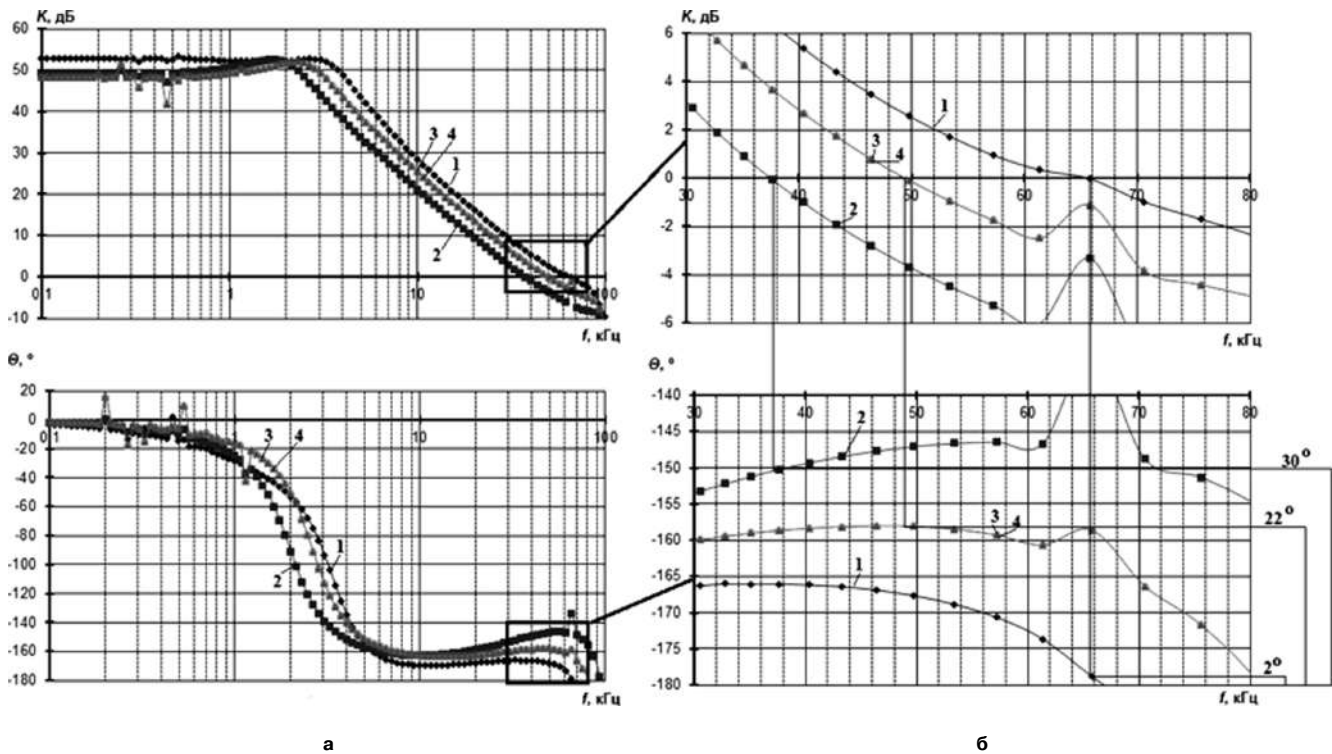


Рис. 2. АЧХ и ФЧХ: 1 – одиночный модуль с запасом устойчивости по фазе 2° ; 2 – одиночный модуль с запасом устойчивости по фазе 30° . АЧХ и ФЧХ параллельно соединенных модулей, измеренных на модулях, имеющих запасы устойчивости по фазе 2° (кривая 3) и 30° (кривая 4)

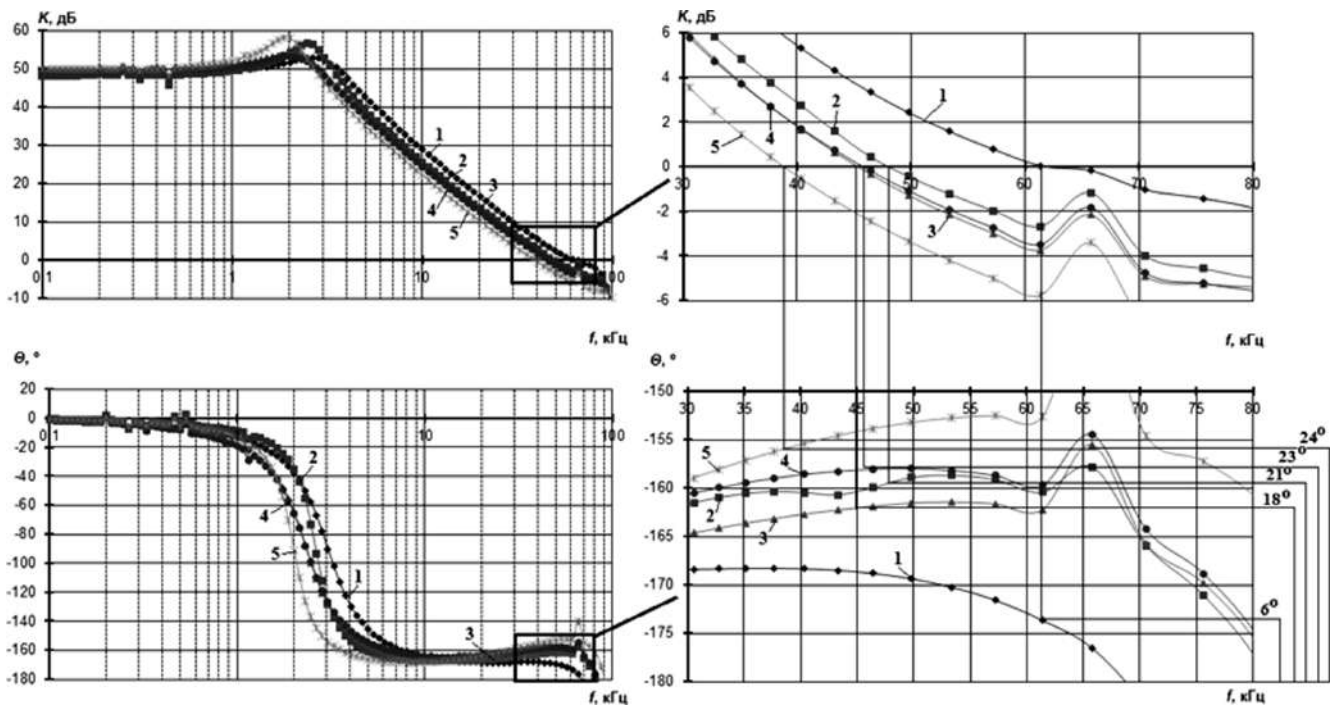


Рис. 3 АЧХ и ФЧХ параллельно соединенных импульсных преобразователей напряжения только с ООС по выходному напряжению с различными запасами устойчивости по фазе: $\Delta\varphi = 2^\circ$; $\Delta\varphi = 10^\circ$; $\Delta\varphi = 20^\circ$; $\Delta\varphi = 30^\circ$

устойчивости $\Delta\varphi = 6^\circ$ см. рис. 3 кривая 1 и табл. 2 и параллельная работа модулей (модуль 1 с $\Delta\varphi = 20^\circ$ и модуль 2 с $\Delta\varphi = 30^\circ$) имеет запас устойчивости $\Delta\varphi = 24^\circ$ см. рис. 3 кривая 5 и табл. 2.

Влияние перекрестных связей на устойчивость параллельно включенных модулей ИПН

При использовании дополнительного контура ООС по току для выравнивания токов модулей (перекрестных связей между модулями ИПН) разброс параметров сглаживающего фильтра может привести к не устойчивой работе системы, т. е. возникновению автоколебательного режима и появлению паразитных субгармонических составляющих большой величины в пульсациях выходного напряжения, существенно превышающих их допустимые значения.

Рассмотрим, как изменится запас устойчивости параллельно соединенных модулей при наличии в них перекрестных связей, обусловленных наличием токовых контуров ООС. Исследуем работу двух параллельно включенных идентичных модулей,

имеющих запасы устойчивости по фазе 30° (см. табл. 1а, б) в зависимости от глубины ООС по току (величины перекрестных связей) при разбросе опорного напряжения цепи ООС по выходному напряжению $\Delta U_{\text{эт}} = 1\%$.

Увеличение глубины ООС по току приводит к уменьшению разброса средних значений токов модулей ИПН (см. рис. 4). Как следует из рис. 4, с увеличением значений перекрестных ООС по

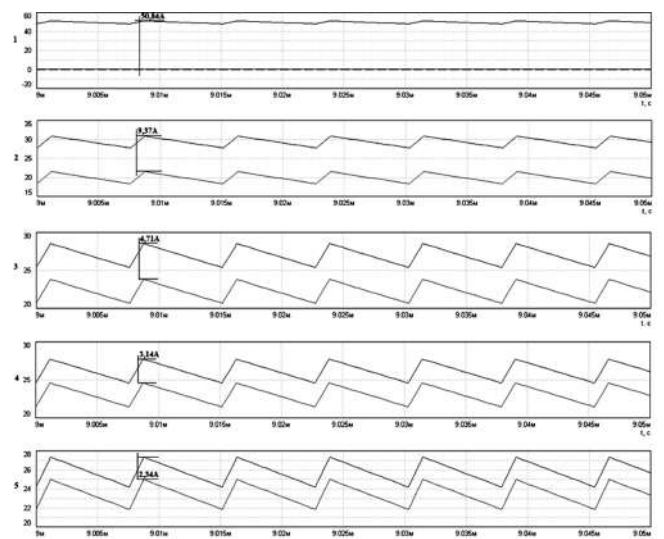


Рис. 4. Временные диаграммы токов дросселей $i_{L1}(t)$ и $i_{L2}(t)$ параллельно включенных модулей с идентичными параметрами канала прямой передачи (имеющих запас устойчивости по фазе 30°) и разбросе эталонного напряжения $\Delta U_{\text{эт}} = 1\%$ с ООС по выходному напряжению и току: 1 – $K_I = 0$; 2 – $K_I = 1$; 3 – $K_I = 2$; 4 – $K_I = 3$; 5 – $K_I = 4$

Таблица 2

№ кривой	Модуль 1	Модуль 1	Параллельное соединение модулей 1 и 2
	$\Delta\varphi$, град		
1	2	10	6
2	10	20	18
3	2	30	21
4	1	30	23
5	20	30	24

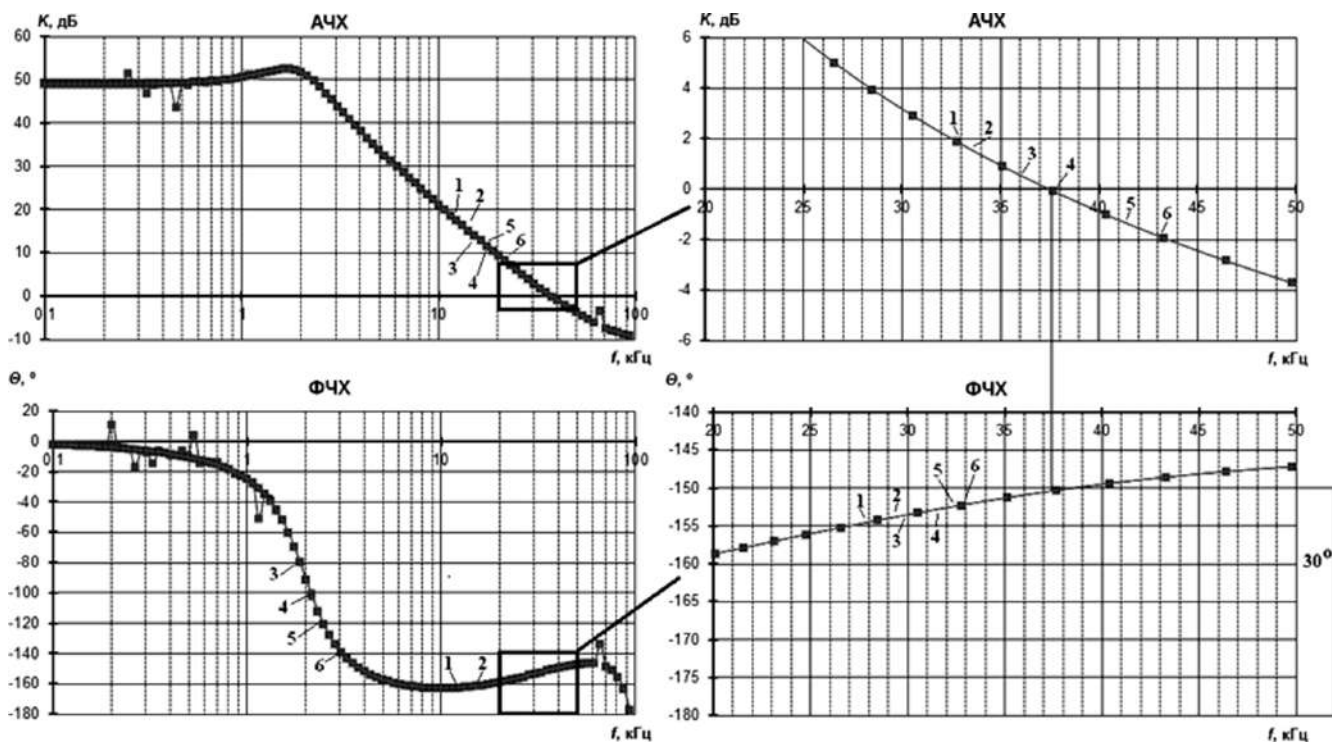


Рис. 5. АЧХ и ФЧХ: 1 – одиночного модуля с запасом устойчивости по фазе 30° ; 2 – параллельно включенных модулей с идентичными параметрами ИПН с запасами устойчивости по фазе 30° и с контуром ООС по выходному напряжению. АЧХ и ФЧХ параллельно включенных модулей с идентичными параметрами ИПН с запасом устойчивости по фазе 30° и разбросе $\Delta U_{ЭТ} = 1\%$ в контуре ООС по выходному напряжению и с контуром ООС по току с: 3 – $K_I = 1$; 4 – $K_I = 2$; 5 – $K_I = 3$; 6 – $K_I = 4$

выравниванию токов модулей (K_I) обратно пропорционально уменьшает разброс токов модулей. Так при $K_I = 1, 2, 3, 4$ (рис. 4) разброс токов модулей (i_L) протекающих через транзисторы, диоды и дроссели силового сглаживающего фильтра (СФ) ИПН соответственно равны: $i_L = 9,4 \text{ A}, 4,7 \text{ A}, 3,1 \text{ A}, 2,34 \text{ A}$. На рис. 5а, б показано, что в системе параллельно включенных идентичных модулей запас устойчивости не меняется от глубины перекрестной связи по току при наличии разброса опорного напряжения в контуре ООС по выходному напряжению.

Рассмотрим работу двух параллельно включенных модулей с перекрестными ООС, выравнивающими токи модулей, когда параметры их сглаживающих фильтров будут различны. Один имеет запас устойчивости по фазе 30° , другой 2° (см. таблицу 1а, б). Цепи ООС по выходному напряжению идентичны. На рис. 6 представлены частотные характеристики (АЧХ и ФЧХ), на рис. 7–9 представлены временные диаграммы параллельно включенных модулей, имеющих запасы устойчивости по фазе 2° и 30° , с контурами отрицательной обратной связи по выходному напряжению и отрицательной обратной связи по току.

Увеличение глубины ООС по току K_I уменьшает запас устойчивости по фазе (при $K_I = 0, \Delta\phi = 25^\circ$; $K_I = 1, \Delta\phi = 20^\circ$; $K_I = 2,5, \Delta\phi = 14^\circ$; $K_I = 3, \Delta\phi = 4^\circ$) рис. 6 и приводит к не устойчивой работе, что показано на временных диаграммах (рис. 7–9). При

возникновении автоколебаний, резко изменяется форма тока через дроссель силового СФ (рис. 7б) и пульсации выходного напряжения (рис. 8б). Возникают субгармонические колебания в пульсациях напряжения на частоте $f_{T/3} = 44 \text{ кГц}$, с амплитудой $A_N = 160 \text{ мВ}$ и на частоте $f_{2T/3} = 88 \text{ кГц}$, с амплитудой $A_N = 50 \text{ мВ}$ (рис. 9б).

Заключение

Показано, что если два модуля с разными параметрами силового СФ в отдельности работают устойчиво, то их параллельная работа с контуром ООС только по выходному напряжению так же будет устойчива.

Анализ АЧХ и ФЧХ модулей ИПН при параллельной работе показал, что запас устойчивости по фазе параллельно соединенных модулей только с ООС по выходному напряжению будет больше, чем у одиночного модуля имеющего наименьший запас устойчивости по фазе.

Показано, что увеличение глубины перекрестных ООС, выравнивающих токи модулей при идентичных частотных характеристиках (АЧХ и ФЧХ) петлевого усиления и наличия разброса токов модулей из-за разброса эталонного напряжения в контуре ООС по выходному напряжению, приводит к уменьшению разброса средних значений токов модулей ИПН и не влияет на запасы устойчивости модулей по амплитуде и фазе.

Увеличение глубины перекрестных ООС при

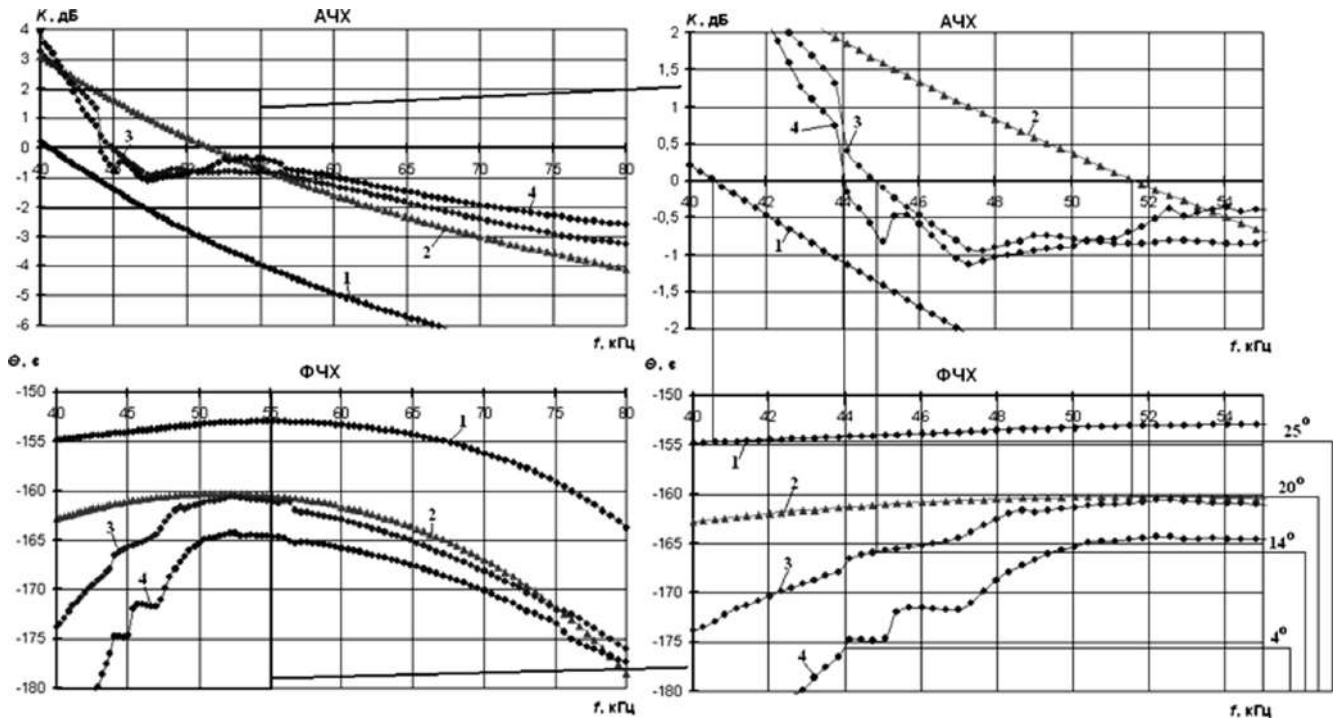


Рис. 6. АЧХ и ФЧХ параллельно включенных модулей, имеющих запасы устойчивости по фазе 2° градуса и 30° с контурами отрицательной обратной связи по выходному напряжению и отрицательной обратной связи по току: 1 - $K_I = 0$; 2 - $K_I = 1$; 3 - $K_I = 2,5$; 4 - $K_I = 3$

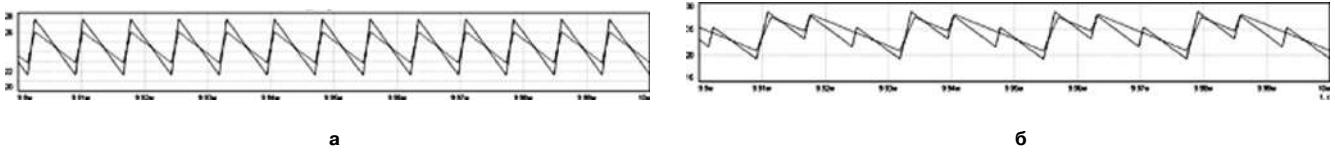


Рис. 7. Временные диаграммы токов дросселей $i_{L1}(t)$ и $i_{L2}(t)$ параллельно включенных модулей, имеющих запасы устойчивости по фазе 2° и 30°, с контурами отрицательной обратной связи по выходному напряжению и отрицательной обратной связи по току: 1 - $K_I = 0$; 2 - $K_I = 4$

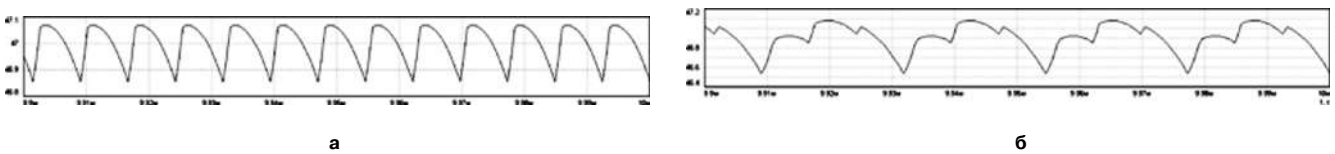


Рис. 8. Временные диаграммы напряжение на нагрузке $U_{Вых}(t)$ параллельно включенных модулей, имеющих запасы устойчивости по фазе 2° и 30°, с контурами отрицательной обратной связи по выходному напряжению и отрицательной обратной связи по току: 1 - $K_I = 0$; 2 - $K_I = 4$

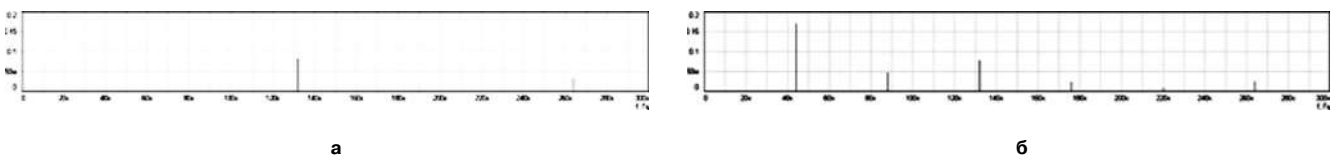


Рис. 9. Спектр пульсаций выходного напряжения A_U параллельно включенных модулей, имеющих запасы устойчивости по фазе 2° и 30°, с контурами отрицательной обратной связи по выходному напряжению и отрицательной обратной связи по току: 1 - $K_I = 0$; 2 - $K_I = 4$

параллельной работе модулей с не идентичными частотными характеристиками (АЧХ и ФЧХ) петлевого усиления ИПН уменьшает запас устойчивости по фазе и может привести к не устойчивой работе системы.

Литература

1. *S. Luo, Z. Ye, R.-L. Lin, and F. C. Lee*, "A classification and evaluation of paralleling methods for power supply modules," in Proc. 30th Annu. IEEE Power Electron. Spec. Conf., 1999, pp. 901–908.
2. *D. J. Perreault, R. L. Selders Jr., and J. G. Kassakian*, "Frequency-based current-sharing techniques for paralleled power converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 13, pp. 626–634, July 1998.
3. *M. M. Jovanovic, D. E. Crow, and L. Fang-Yi*, "A novel, low-cost implementation of "Democratic" load-current sharing of paralleled converter modules," IEEE Trans. Power Electron., vol. 11, pp. 604–611, July 1996.
4. *Дмитриков В. Ф., Шушпанов Д. В., Кобелянский А. Е., Иванов С. Л.* Исследование устойчивости работы параллельно включенных стабилизированных модулей питания / Приложение к журналу "Физика волновых процессов и радиотехнические системы": Тезисы и доклады конференции "Физика и технические приложения волновых процессов", Самара, 2008. С. 363–365.
5. *Дмитриков В. Ф.; Шушпанов Д. В.; Ким С. М.; Майоров С. И.; Исаев В. М.* Исследования работы параллельно включенных преобразователей напряжения при пассивном выравнивании токов модулей. VIII Международная научно-техническая конференция "Физика и технические приложения волновых процессов" СПб. 2009. С. 291–293.
6. *Дмитриков В. Ф.; Шушпанов Д. В.; Ким С. М.; С. Л., Иванов; А. А. Вялов.* Распределение токов параллельно соединенных отечественных преобразователей постоянного напряжения в постоянное. VIII Международная научно-техническая конференция "Физика и технические приложения волновых процессов" СПб. 2009. С. 296–297.
7. *Дмитриков В. Ф., Сергеев В. В., Самылин И. Н.* Повышение эффективности преобразовательных и радиотехнических устройств. М.: Радио и связь, 2005. 423 с.
8. *Дмитриков В. Ф., Самылин И. Н., Шушпанов Д. В.* Исследование устойчивости работы двухтактных импульсных стабилизаторов с использованием частотных характеристик передачи по петле ООС методом замкнутого контура // Практическая силовая электроника. 2005. Вып. 18. С. 2–11.
9. *Самылин И. Н., Смирнов В. С., Филлин В. А.* Сравнительный анализ частотных характеристик передачи по петле ООС для импульсной и линейной моделей преобразователей с ШИМ понижающего типа // Практическая силовая электроника. 2005. Вып. 18. С. 19–27.
10. *Самылин И. Н.* Исследование устойчивости импульсных преобразователей понижающего типа методом замкнутого контура. // Практическая силовая электроника. 2005. Вып. 19. С. 26–33.
11. *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. 244 с.
12. *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.
13. *Смирнов В. С.* Эквивалентные частотные характеристики транзисторных ключевых устройств с отрицательной обратной связью. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Специальность: 05.12.04 – "Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения". СПб. 2007. 261 с.
14. *Чету П.* Проектирование ключевых источников электропитания: Пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1990. 236 с.
15. *Chetty P. R. K.* Closed Loops – On Track for Testing Switchers. // Electronic Design. July 7. 1983. PP. 135–140.
16. *Дмитриков В. Ф., Самылин И. Н., Шушпанов Д. В.* Исследование устойчивости и коэффициента стабилизации импульсных преобразователей напряжения повышающего типа // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника / СПб, 2004. № 1. С. 47–57.
17. *Дмитриков В. Ф., Самылин И. Н., Шушпанов Д. В.* Исследование динамических и статических характеристик импульсного преобразователя напряжения повышающего типа с корректирующими звеньями // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника / СПб, 2004. № 2. С. 42–52.
18. *Дмитриков В. Ф., Беловицкий О. И., Самылин И. Н.* Исследование статических и динамических характеристик импульсных преобразователей понижающего типа при использовании фильтров с различными характеристиками // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника / СПб, 2004. № 3. С. 39–49.
19. *Беловицкий О. И., Калмыков С. В., Самылин И. Н.* Исследование статических и динамических характеристик импульсных преобразователей напряжения понижающего типа при использовании двухзвенных фильтров с различными

ми характеристиками // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника / СПб, 2005. № 2. С. 33–53.

20. *Коржавин О. А.* Динамические характеристики импульсных полупроводниковых преобразователей и стабилизаторов постоянного напряжения. / М.: Радио и Связь, 1997. 300 с.

21. *Лурье Б. Я., Энрайт П. Дж.* Классические методы автоматического управления / Под ред. А. А. Ланнэ. – СПб.: БХВ-Петербург, 2004.

22. *Дмитриков В. Ф.; Шушпанов Д. В.; Ким С. М.* Исследование работы параллельно включенных преобразователей напряжения при принудительном выравнивании токов модулей. VIII Международная научно-техническая конференция “Физика и технические приложения волновых процессов” СПб. 2009. С. 293–296.

23. *Дмитриков В. Ф.; Шушпанов Д. В.; Ким С. М.; Ягубов З. Х.* Исследование устойчивости параллельно включенных ИПН. научно-технический журнал “Электропитание”, 2014 С. 4–10.

24. *Артым А. Д., Есполов К. Ж., Смирнов В. С., Филин В. А.* Свидетельство об официальной реги-

страции программы для ЭВМ № 2002610191 от 15 февраля 2002 г. “Автоматизированная компьютерная программа быстрого расчета и оптимизации переходных и стационарных процессов в электрических цепях радиотехнических и телекоммуникационных устройств” (FASTMEAN).

Дмитриков Владимир Федорович, д. т. н., профессор, профессор кафедры “Теория электрических цепей и связи” СПбГУТ, тел.: (812) 305-12-35, e-mail: Dmitrikov_VF@mail.ru;

Шушпанов Дмитрий Викторович, к. т. н., доцент кафедры “Теория электрических цепей и связи” СПбГУТ, тел.: (812) 305-12-35, e-mail: dimasf@inbox.ru;

Ким Станислав Маратович, аспирант СПбГУТ, e-mail: kimstmr@yandex.ru;

Петrochenко Александр Юрьевич, студент СПбГУТ, e-mail: petrochenko_a@bk.ru;

Зайцева Зинаида Викторовна, к. т. н., доцент кафедры “Теория электрических цепей и связи” СПбГУТ, тел.: (812) 305-12-61, e-mail: zaitch13@gmail.com.

С. В. Аверин, В. В. Крючков, Ю. Г. Следков, Д. А. Шевцов

СИЛОВЫЕ КАСКАДЫ БОРТОВЫХ ОДНОТАКТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ ПОВЫШЕННОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ ДЛЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ СЭС ЛА

S. V. Averin, V. V. Kryuchkov,
U. G. Sledkov, D. A. Shevtsov

Power Stages of Highly Effective Single-Ended
DC-DC Converters

В статье проведен анализ работы силовых каскадов бортовых одно- тактных преобразователей постоянного напряжения с передачей энергии во вторичную цепь как во время импульса, так и во время паузы, резонансным переключением и активным ограничением перенапряжений, обусловленных индуктивностью рассеяния обмоток трансформатора. Рассмотрены структуры таких преобразователей с различными схемами (вторичная обмотка трансформатора со средней точкой и структура с удвоением выходного тока) выпрямления при алгоритмах управления, обеспечивающих работу в режимах разрывных и безразрывных токов. Приведены результаты моделирования рассмотренных структур в PSpice, позволяющие выявить электрические и энергетические нагрузки на элементы силового каскада при наличии контура отрицательной обратной связи.

Ключевые слова: импульсный преобразователь, силовой каскад, прямоходовой преобразователь, обратногоходовой преобразователь, прямо-обратногоходовой преобразователь.

The paper provides performance analysis of power stages of on-board switched mode single-ended DC-DC converters providing energy transfer to the secondary side during on-time and off-time, resonant switching and active overvoltage clamping. This overvoltage occurs due to stray inductance of the transformer. The authors considered topologies of such converters with different kinds of output rectifiers (center tapped secondary winding of the transformer and the structure with current doubling) and control algorithms providing continuous (CCM) and discontinuous (DCM) current modes. The results of PSpice simulation presented allow reveal electrical and energy overloads at power stage components for closed loop structures of the converters.

Key words: switched mode converter, power stage, forward converter, flyback converter, forward-flyback converter.

Постоянно растущие требования к уменьшению массы и объема источников вторичного электропитания (ИВЭП) на борту летательного аппарата вызывают необходимость повышения их удельной мощности и КПД. Удельная мощность преобразователей ведущих производителей источников вторичного электропитания в настоящее время достигает величины 2–6 кВт/дм³ и более [3, 9].

Современные преобразователи постоянного напряжения выполняются либо по двухтактным, либо по однотактным структурам. Достоинство двухтактных структур заключается в более полном использовании сердечника силового трансформатора и удвоенной, по сравнению с однотактными преобразователями, частоте пульсаций выходного напряжения. Это позволяет получить высокие удельные показатели силового трансформатора и выходного фильтра. К недостаткам двухтактного преобразования следует отнести необходимость симметрирования процесса перемагничивания и устранения сквозных токов, что делает их более сложными и дорогими.

В однотактных преобразователях проблемы симметрирования отсутствуют, и структурно невозможны сквозные токи, что делает эти преобразователи значительно проще, дешевле и надежнее. Выполнение однотактного преобразователя по

прямоходовой структуре (рис. 1а) позволяет получить линейную регулировочную характеристику и пульсации выходного напряжения обратно пропорциональные квадрату рабочей частоты. Однако прямоходовой преобразователь в своем составе содержит два моточных элемента и дополнительные элементы для перемагничивания сердечника, что требует применения либо дополнительной обмотки трансформатора, либо специальной цепи размагничивания, что ухудшает технологичность и удорожает преобразователь.

Обратноходовые преобразователи (рис. 1б) содержат всего один моточный элемент, что значительно снижает их стоимость. Однако их регулировочная характеристика нелинейная, а динамические свойства – хуже. При этом пульсации выходного напряжения обратно пропорциональны рабочей частоте, что приводит к увеличению габаритов выходного сглаживающего фильтра преобразователя. Кроме того, в однотактных обратноходовых преобразователях также требуются цепи ограничения выбросов перенапряжений, которые на рисунках не показаны.

С развитием техники полупроводниковых приборов, способных работать на высоких частотах, внимание разработчиков привлекли структуры, позволяющие совместить достоинства прямоходовых

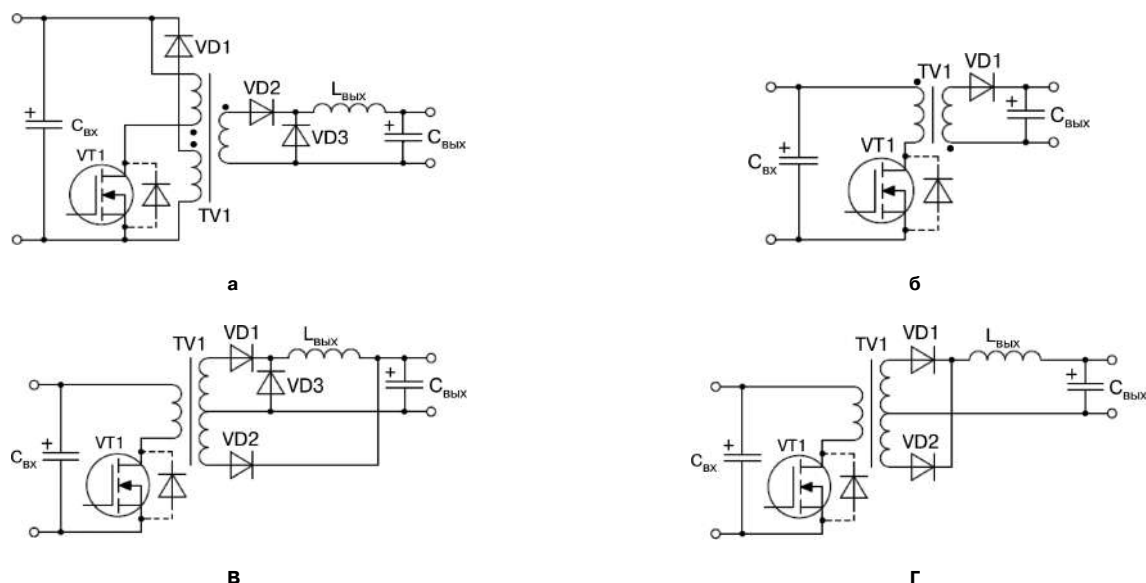


Рис. 1. Структуры импульсных преобразователей постоянного напряжения: традиционные одноконтурные прямоходовой (а); обратногоходовой (б) и обратно-прямоходовые (в, г)

и обратноходовых преобразователей и получить частоту пульсаций выходного напряжения как в случае двухтактных структур [2, 3, 4, 6].

В отличие от традиционных, передача энергии в нагрузку в них обеспечивается и во время импульса, и во время паузы (рис. 1в, г). Кроме того, такие структуры позволяют обеспечить линейную регулировочную характеристику, удвоенную частоту пульсаций выходного напряжения, что позволяет снизить массу и габариты выходного фильтра. Для более полного использования сердечника трансформатора возможно обеспечить его принудительное перемагничивание током дросселя (рис. 1г).

Для уменьшения объемов трансформатора и выходного фильтра рабочая частота современных преобразователей повышается до нескольких сотен кГц. Однако, такое повышение частоты увеличивает потери в магнитном сердечнике, мощность которых определяется соотношением [1]:

$$P_c = P_{уд} \cdot \left(\frac{f}{f_0}\right)^\alpha \cdot \left(\frac{B_m}{B_0}\right)^\beta \cdot V_c,$$

где α и β — коэффициенты, определяемые свойствами магнитного материала сердечника лежащие в диапазоне 1.6–2.0; $P_{уд}$ — удельные потери в сердечнике, измеренные при частоте f_0 и индукции B_0 ; f — рабочая частота; B_m — амплитуда переменной составляющей рабочей индукции; V_c — объем сердечника.

Следовательно, при увеличении рабочей частоты с сохранением потерь в сердечнике размах магнитной индукции должен быть уменьшен. В результате значение магнитной индукции сердечника на повышенных частотах уменьшается до величин, существенно меньших индукции насыщения. Это приводит к недоиспользованию сердечника трансформатора [5, 6]. Чтобы компенсировать вы-

текающее из этого снижение преобразуемой мощности, целесообразно использовать постоянную составляющую индукции для накопления энергии в трансформаторе во время импульса и передачи ее в нагрузку во время паузы, т.е. получить обратно-прямоходовую структуру. В этом случае трансформатор преобразователя становится и накопительным элементом, что позволит уменьшить размеры дросселя сглаживающего фильтра.

При этом сердечник трансформатора обратно-прямоходовой структуры должен обладать определенной петлей гистерезиса (рис. 2в), занимая промежуточное положение между сердечниками для прямоходовых (рис. 2а) и обратноходовых преобразователей (рис. 2б).

Для устранения на силовом транзисторе перенапряжений, обусловленных неизбежными индуктивностями рассеяния обмоток трансформатора, и уменьшения динамических потерь при повышенных частотах переключения, наиболее эффективно применять “мягкую” коммутацию при “нуле тока” или при “нуле напряжения”, используя явление резонанса и применяя активные ограничители перенапряжения.

Основные структуры одноконтурных обратно-прямоходовых преобразователей с активным ограничением перенапряжений приведены на рис. 3.

К недостатку структуры рис. 3а можно отнести невозможность применить стандартный модуль стойки (полумоста), что устраняется в структурах на рис. 3б, в. Эти структуры имеют общий недостаток — управление одним из двух транзисторов требует драйвера, несвязанного с общей шиной. На рис. 3в представлена схема свободная от этого недостатка, однако сигнал управления затвором VT1 (n -канал) должен быть положительным, а VT2 (p -канал) — отрицательным, что требует двуполярного питания

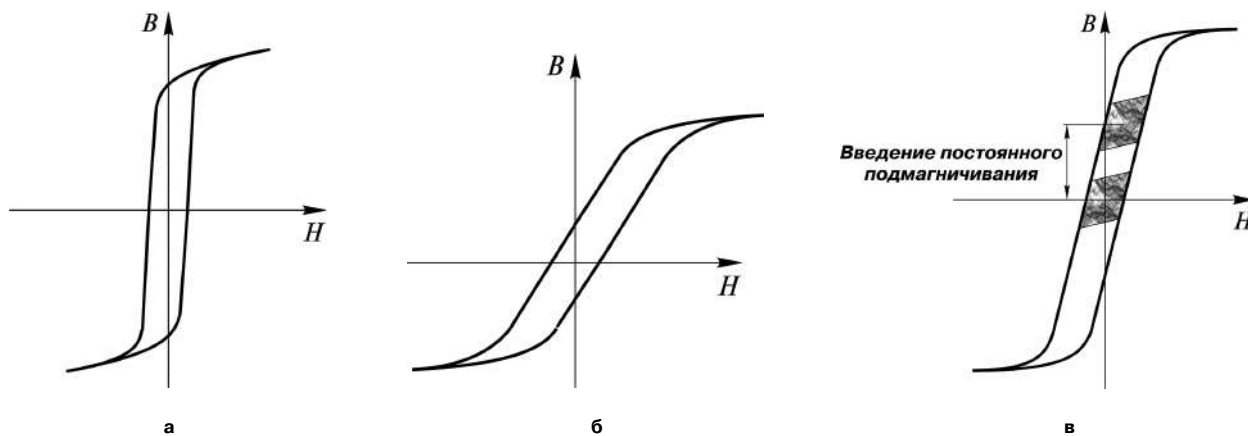


Рис. 2. Введение постоянного подмагничивания в магнитный поток: а – сердечник прямоходового преобразователя; б – сердечник обратного преобразователя; в – сердечник при постоянном подмагничивании

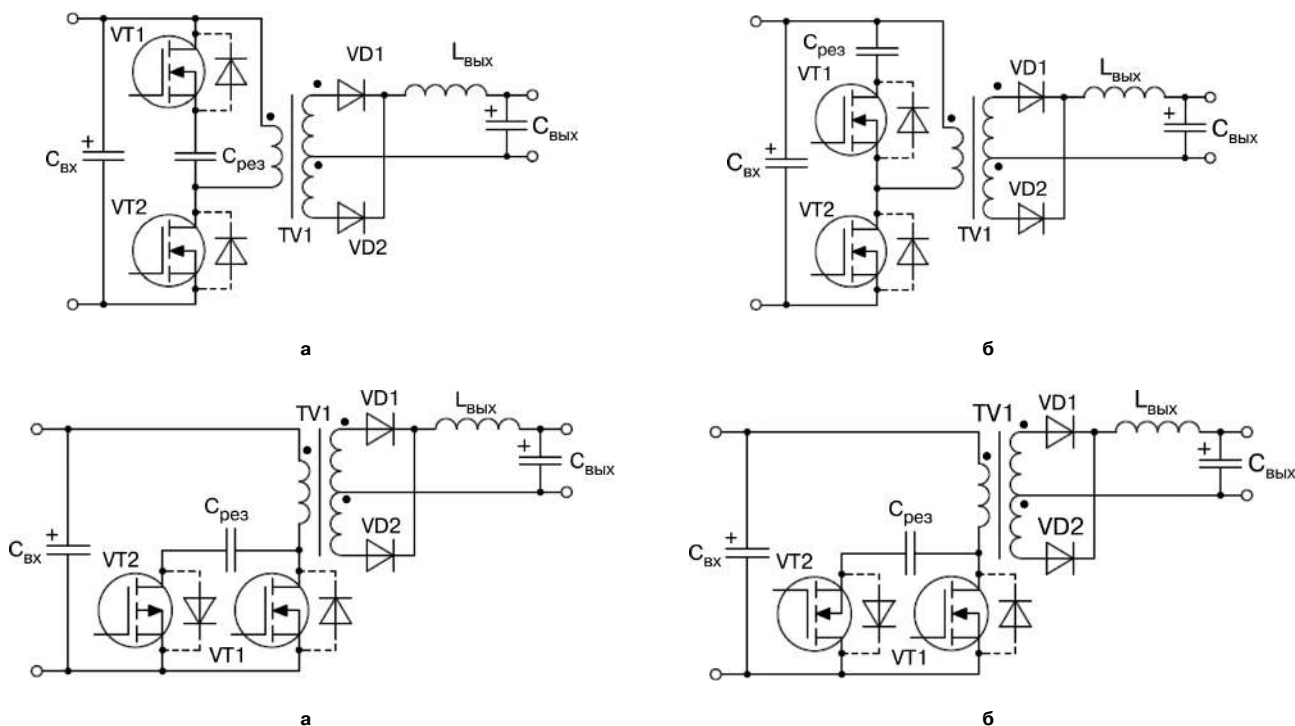


Рис. 3. Структуры обратно-прямоходовых преобразователей с активным ограничением перенапряжения

для схемы управления. В структуре (рис. 3г) оба МДП транзистора *n*-канальные.

Анализ процессов в однотактном обратно-прямоходовом преобразователе с отводом вторичной обмотки трансформатора

Рассмотрим подробно структуру, которая является комбинацией прямоходового и обратного преобразователей (рис. 4). В такой структуре используются резонансные явления – принудительное перемagnичивание трансформатора и активное ограничение перенапряжений.

Для пояснения принципа действия структуры ее работу можно разделить на четыре интервала. Эквивалентные схемы, соответствующие интервалам 1–4, показаны на рис. 5, а временные диаграммы,

поясняющие работу схемы – на рис. 6. Для упрощения транзисторы на эквивалентных схемах за-

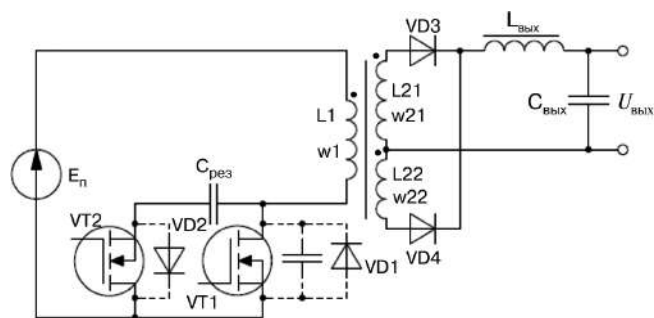


Рис. 4. Структура силовой части обратно-прямоходового преобразователя с активным ограничением перенапряжения и отводом вторичной обмотки трансформатора

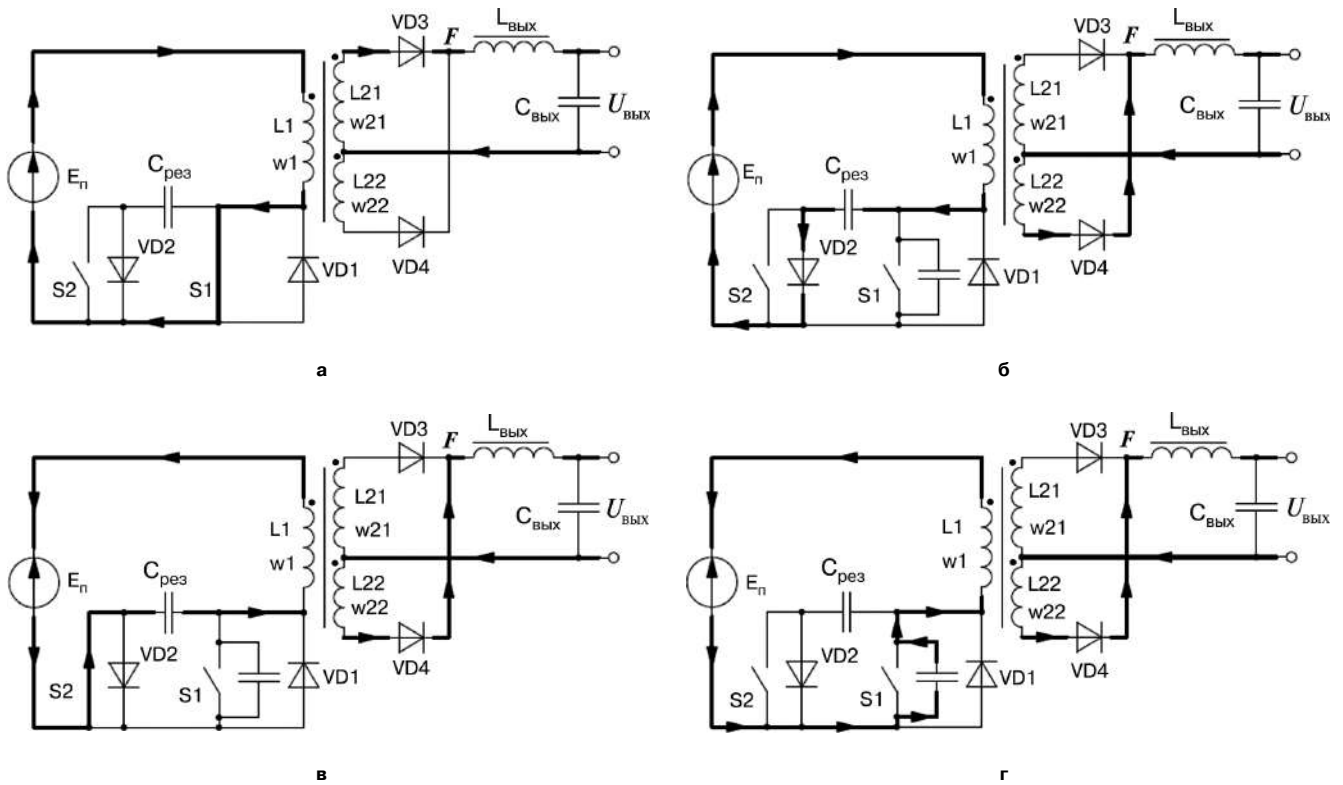


Рис. 5. Эквивалентные схемы этапов работы прямо-обратного преобразователя с активным ограничителем и отводом вторичной обмотки: а – интервал 1; б – интервал 2; в – интервал 3; г – интервал 4

менены идеальными ключами (S1, S2).

Интервал 1 (t_0-t_1). В момент времени t_0 замыкается ключ S1, и ток протекает по первичной обмотке трансформатора по контуру $E_n-w1-S1-E_n$. На вторичной обмотке наводится напряжение, отпирающее диод VD3, и ток вторичной обмотки протекает по цепи $w21-VD3-L_{вых}-C_{вых}-w21$.

Интервал 2 (t_1-t_2). В момент времени t_1 ключ S1 размыкается. Ток первичной обмотки продолжает протекать по цепи $E_n-C_{рез}-VD2-E_n$.

По истечении нескольких периодов среднее напряжения на конденсаторе $C_{рез}$ достигнет среднего уровня величиной

$$U_{C_{рез}} = \frac{E_n}{1-D},$$

где D – коэффициент заполнения.

На интервале протекания тока через VD2 включается ключ S2. По достижении на конденсаторе $C_{рез}$ напряжения E_n полярность напряжения на вторичной обмотке меняется, и начинает проводить диод VD4, при этом ток вторичной цепи протекает по контуру $w22-VD4-L_{вых}-C_{вых}-w22$.

Интервал 3 (t_2-t_3). На этом интервале ток первичной цепи рекуперировать по цепи $E_n-C_{рез}-w1-E_n$. При этом полярность вторичной обмотки не меняется, и ее ток продолжает протекать по контуру $w22-VD4-L_{вых}-C_{вых}-w22$.

Интервал 4 (t_3-t_4). В момент времени t_3 дополнительный ключ S2 размыкается. В следствии резо-

нанса ток намагничивания продолжает протекать к источнику питания через паразитную емкость

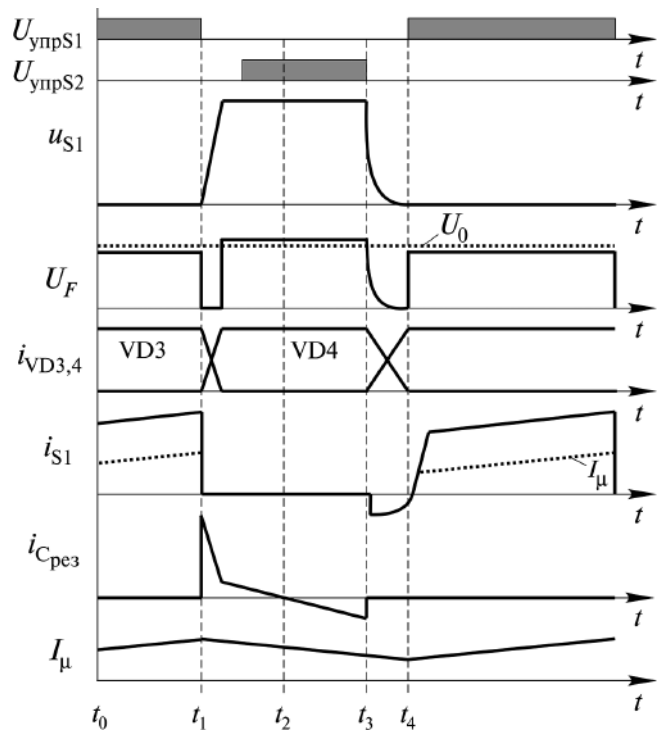


Рис. 6. Временные диаграммы, поясняющие работу прямо-обратного преобразователя с активным ограничителем и отводом вторичной обмотки ($U_{упрS1}$ и $U_{упрS2}$ – сигналы управления силовыми ключами; I_{μ} – ток намагничивания трансформатора)

ключа S1. При этом напряжение на ключе S1 будет снижаться до нуля. Когда напряжение на ключе S1 станет ниже напряжения питания, происходит смена полярности напряжения на вторичной обмотке трансформатора. При этом диод VD4 запирается, а VD3 начинает проводить.

Регулировочная характеристика такого преобразователя в режиме без разрывных токов дросселя определяется выражением

$$U_{\text{вых}} = \frac{E_{\text{п}} D (w_{21} + w_{22})}{w_1}, \quad (1)$$

где $U_{\text{вых}}$ – напряжение на нагрузке; $E_{\text{п}}$ – напряжение питания; D – коэффициент заполнения; w_1 , w_2 – числа витков первичной и вторичных обмоток трансформатора соответственно.

Из (1) видно, что регулировочная характеристика прямо-обратного преобразователя для режима безразрывных токов совпадает с регулировочной характеристикой прямоходового преобразователя, независимо от положения общей точки вторичных обмоток трансформатора.

Пульсации тока дросселя выходного фильтра преобразователя определяются следующим выражением:

$$\Delta I_{L_{\text{вых}}} = \frac{U_{\text{вых}}}{L_{\text{вых}} f} \left| \frac{w_{21}}{w_{21} + w_{22}} - D \right|, \quad (2)$$

где $L_{\text{вых}}$ – индуктивность дросселя выходного фильтра $L_{\text{вых}}$; w_{21} , w_{22} – числа витков вторичных обмоток трансформатора.

Из выражения (2) видно, что при выполнении условия:

$$D = \frac{w_{21}}{w_{21} + w_{22}}, \quad (3)$$

будут обеспечены нулевые пульсации тока дросселя. Минимальные габариты дросселя выходного фильтра достигается при условии $w_{21} = w_{22}$.

Эквивалентные схемы замещения структуры прямо-обратного преобразователя с активным ограничителем перенапряжений, во время проводимости основного ключа S1 и на интервале проводимости ключа S2 показаны на рис. 7а и б соответственно. Временные диаграммы, поясняющие работу эквивалентных схем замещения, приведены на рис. 8.

Исходя из эквивалентных схем замещения и временных диаграмм, можно определить постоянную составляющую магнитной индукции сердечника трансформатора:

$$B_{\text{ср}} = \frac{L_{\mu} I_{\text{вых}}}{k_{\text{тр}} w_1 S} \left(\frac{n}{1-n} \right), \quad (4)$$

где L_{μ} – индуктивность намагничивания, первичной обмотки трансформатора, w_1 – число витков

первичной обмотки трансформатора; S – площадь поперечного сечения сердечника трансформатора; $k_{\text{тр}}$ – коэффициент трансформации; параметр, определяющий соотношение витков вторичных обмоток трансформатора:

$$n = w_{21} / (w_{21} + w_{22}).$$

Размах переменной составляющей магнитной индукции трансформатора определяется формулой

$$\Delta B_{\text{ср}} = \frac{E_{\text{п}} D}{f w_1 S}, \quad (5)$$

где $E_{\text{п}}$ – напряжение питания преобразователя; f – частота преобразования.

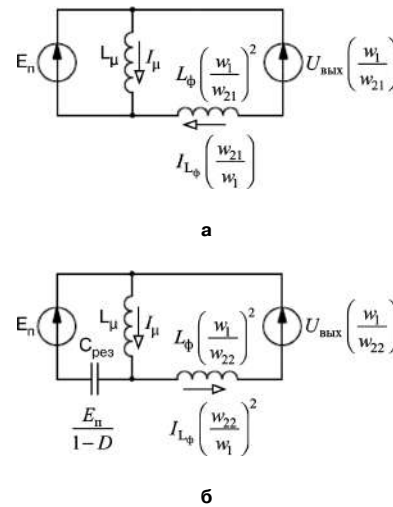


Рис. 7. Эквивалентные схемы прямо-обратного преобразователя, когда силовой ключ S1 замкнут (t_0-t_1) (а) и разомкнут (t_1-t_3) (б)

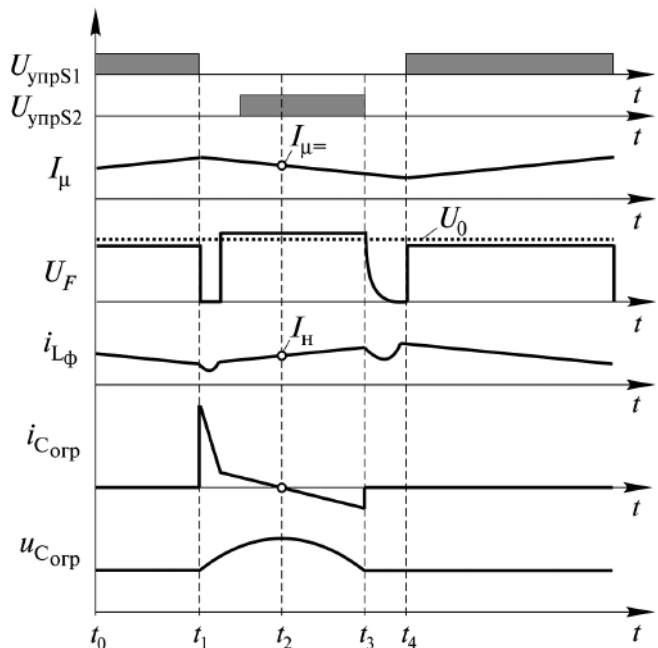


Рис. 8. Временные диаграммы, поясняющие процессы в эквивалентных схемах рис. 7

Пульсации напряжения на конденсаторе определяются как

$$\Delta U_{C_{рез}} = \frac{U_{ВЫХ}(1-D)}{8f^2 C_{рез}} \left[\frac{k_{тр}}{L_{\mu}} - \frac{n}{k_{тр} L_{ВЫХ}(n+1)} \left(\frac{1}{n+1} - D \right) \right], \quad (6)$$

где $C_{рез}$ – емкость резонансного конденсатора, который при этом выполняет функцию ограничения перенапряжений на ключе S1 (транзисторе VT1).

Схема модели преобразователя, созданная в *PSpice*, показана на рис. 9. Для управления силовым каскадом использована модель ШИМ-контроллера SG1825, что позволило провести моделирование преобразователя, охваченного контуром отрицательной обратной связи. Моделирование преобразователя проведено в двух режимах: при максимальной нагрузке ($R_H = 10$ Ом) и малой нагрузке ($R_H = 1$ кОм).

Результаты моделирования приведены на рис. 10–11: токи и напряжения в преобразователе при малой нагрузке (рис. 10) и полной нагрузке (рис. 11).

Обратно-прямоходовой преобразователь с активным ограничением и удвоением выходного тока

Структура выходного каскада прямо-обратноходового преобразователя с активным ограничением и удвоением тока показана на рис. 12. Наличие удвоителя тока в структуре прямоходового преобразователя с активным ограничителем превращает ее в

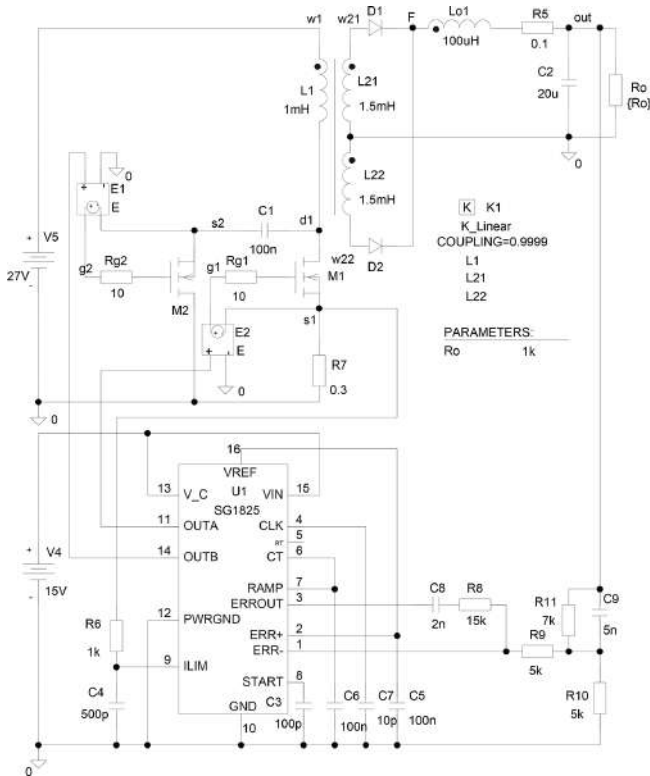


Рис. 9. Схема модели преобразователя со средней точкой вторичной обмотки

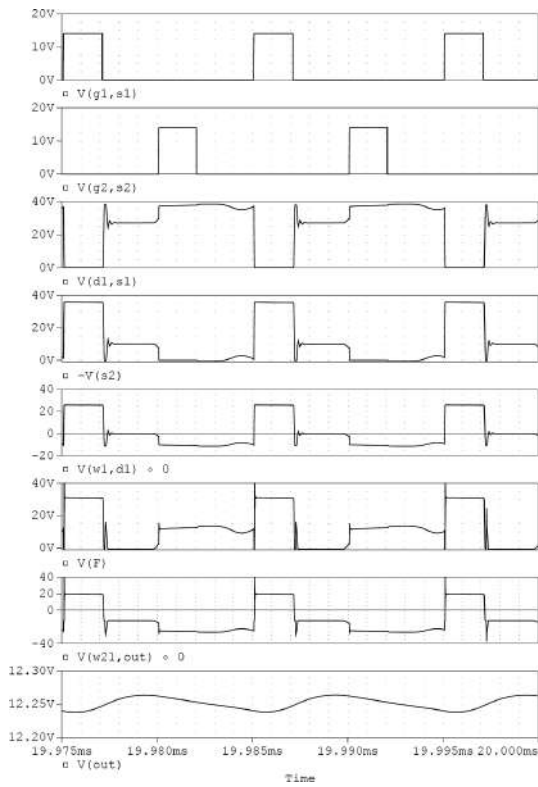
структуру прямо-обратноходового преобразователя. Магнитная индукция сердечника трансформатора будет содержать постоянную составляющую, и энергия будет передаваться с его первичной стороны на вторичную как при открытом основном транзисторе VT1, так и при закрытом. Для упрощения понимания работы схемы весь период разделен на четыре интервала. Эквивалентные схемы преобразователя для всех четырех интервалов показаны на рис. 13, а временные диаграммы, поясняющие их работу – на рис. 14.

Интервал 1 (t_0-t_1). В момент времени t_0 силовой ключ S1 замыкается, и ток протекает от источника питания E_n через первичную обмотку трансформатора $w1$. На вторичной обмотке трансформатора наводится напряжение, отпирающее диод VD1. Ток вторичной обмотки протекает через открытый диод по цепи $w2-VD3-нагрузка-L_{ВЫХ2}-w2$. В силу безразрывности тока, он будет продолжать протекать через $L_{ВЫХ1}$, VD3 и нагрузку.

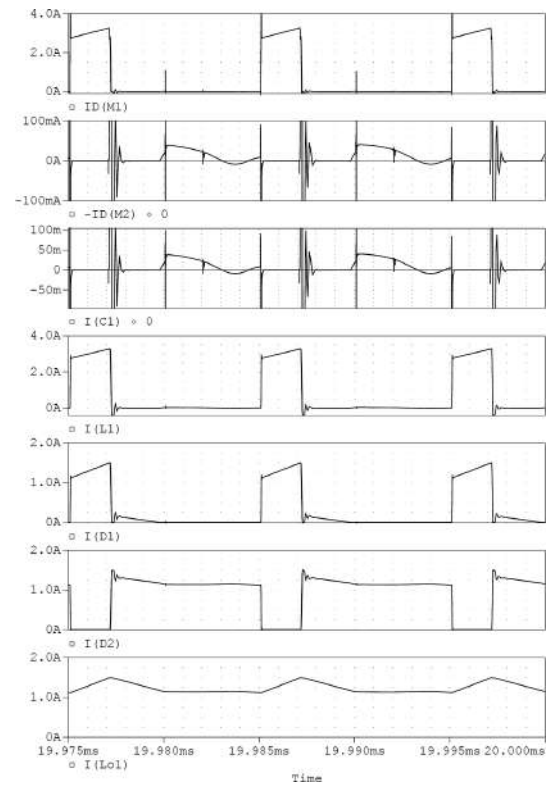
Интервал 2 (t_1-t_2). В момент времени t_1 размыкается ключ S1, но ток в первичной цепи продолжает протекать через $C_{рез}$ и VD2 до тех пор, пока не замкнется ключ S2. Частота резонансного контура, образованного индуктивностью первичной обмотки и $C_{рез}$ должна быть значительно ниже частоты переключений преобразователя. В результате, напряжение на $C_{рез}$ претерпит минимальные изменения за время периода. В течение нескольких периодов напряжение на $C_{рез}$ достигнет установившегося значения $E_n/(1-D)$, где E_n – напряжение питания источника питания, D – коэффициент заполнения. На вторичной обмотке трансформатора меняется полярность, и ток будет протекать по цепи $w2-VD4-нагрузка-L_{ВЫХ1}-w2$. В режиме безразрывных токов он будет протекать и через $L_{ВЫХ2}$, диод VD2 и нагрузку. В течение первых двух интервалов преобразователь работает в обратноходовом режиме.

Интервал 3 (t_2-t_3). Во второй половине восстановительного цикла ток возвращается в источник через $C_{рез}$ и $w1$, в этот раз, через ключ S2, замыкаемый в промежутке времени между t_1-t_2 . Важно отметить, что в момент замыкания ключа S2 проводит диод VD2. В результате вспомогательный ключ S2 замыкается при нулевом напряжении. Полярность напряжения и направление тока на вторичной стороне остаются неизменными.

Интервал 4 (t_3-t_4). В момент времени t_3 вспомогательный ключ S2 размыкается. Ток намагничивания продолжает протекать к источнику питания через паразитную емкость ключа S1. Напряжение на ключе S1 будет снижаться до нуля по резонансному закону. Однако, когда напряжение на ключе S1 достигнет величины напряжения источника питания, изменится полярность напряжения на вторичной обмотке трансформатора. При этом, откроется диод VD3, а диод VD4 – закроется. При

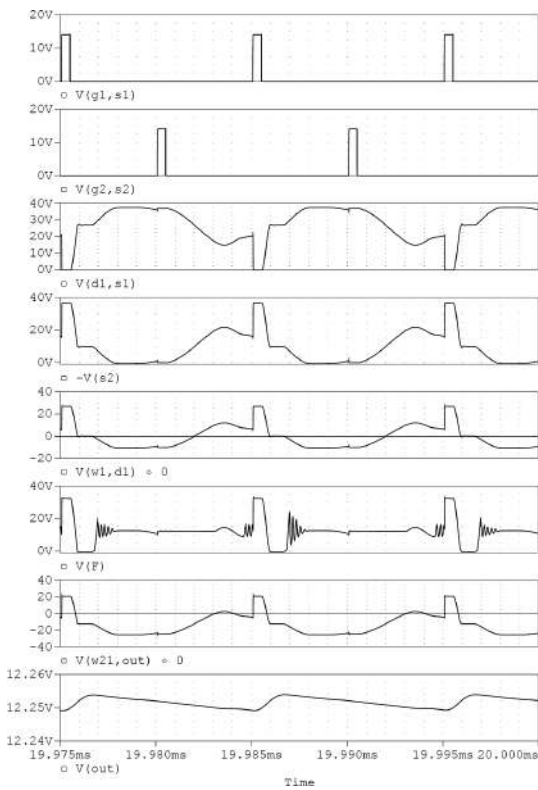


а

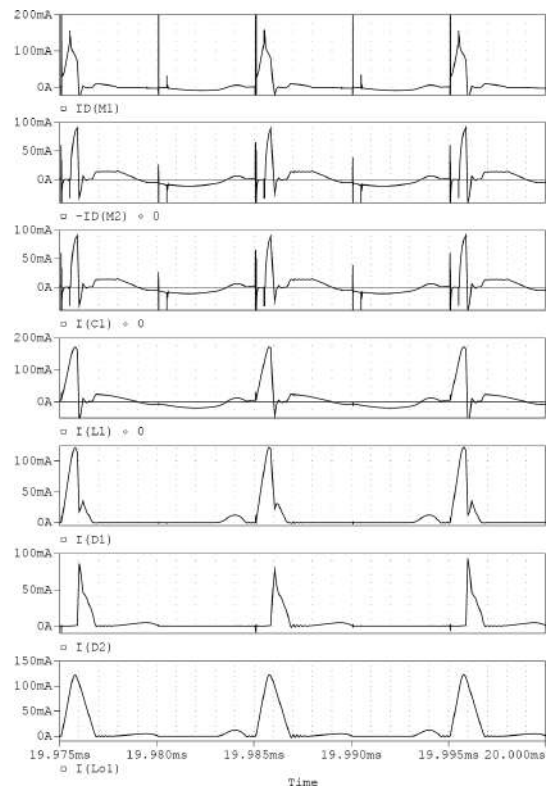


б

Рис. 10. Напряжения (а) и токи (б) преобразователя со средней точкой вторичной обмотки при полной нагрузке



а



б

Рис. 11. Напряжения (а) и токи (б) преобразователя со средней точкой вторичной обмотки при малой нагрузке

открывании диода VD3 преобразователь перейдет из обратного режима в прямоходовой.

Схема модели преобразователя, созданная в *PSpice*, показана на рис. 15. Для управления силовым каскадом также использована модель ШИМ-контроллера SG1825. Моделирование преобразователя проведено в двух режимах: при максимальной нагрузке ($R_n = 10 \text{ Ом}$) и малой нагрузке ($R_n = 1 \text{ кОм}$).

Результаты моделирования приведены на рис. 16–17: токи и напряжения в преобразователе при малой нагрузке (рис. 16) и полной нагрузке (рис. 17).

Заключение

Использование общей точки вторичной обмотки трансформатора позволяет реализовать как прямоходовой, так и обратного режима преобразования электроэнергии.

Регулировочная характеристика прямо-обратноходового преобразователя в режиме безразрыв-

ных токов дросселя аналогична регулировочной характеристике прямоходового преобразователя, независимо от положения общей точки вторичных обмоток трансформатора.

Пулсации тока дросселя выходного фильтра зависят от положения общей точки вторичных обмоток трансформатора. При этом при определенных условиях могут быть обеспечены нулевые пульсации тока.

Минимальные пульсации тока обеспечиваются, когда общая точка является средней точкой вторичных обмоток.

По результатам моделирования выявлено, что режим разрывных токов возникает только в преобразователе со средней точкой вторичной обмотки трансформатора при нагрузках, близких к холостому ходу. В структуре с удвоением выходного тока токи дросселей выходного фильтра изменяют направление.

Литература

1. Источники вторичного электропитания / В. А. Головацкий, Г. Н. Гулякович, Ю. И. Конев и др.; Под редакцией Ю. И. Конева – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1990. – 280 с.: ил.
2. Полицаров А. Г., Сергиенко Е. Ф. Импульсные регуляторы и преобразователи постоянного напряжения. – М.: МЭИ, 1998. – 80 с.
3. Гончаров А. Ю. Серийно выпускаемые транзисторные преобразователи напряжения // Электроника. 1998. № 3–4, С. 80–82.
4. Гончаров А. Начальная школа построения импульсных DC-DC преобразователей // Журнал “Электронные компоненты”. 2003. № 5. С. 106–109.

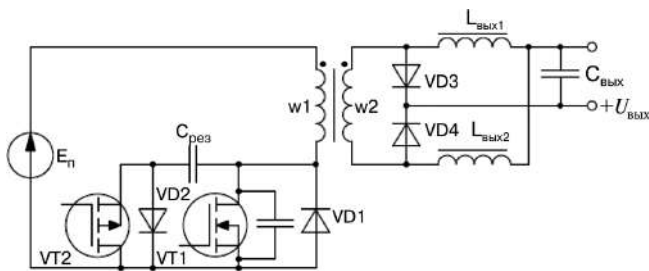


Рис. 12. Выходной каскад обратно-прямоходового преобразователя с активным ограничением и удвоением выходного тока

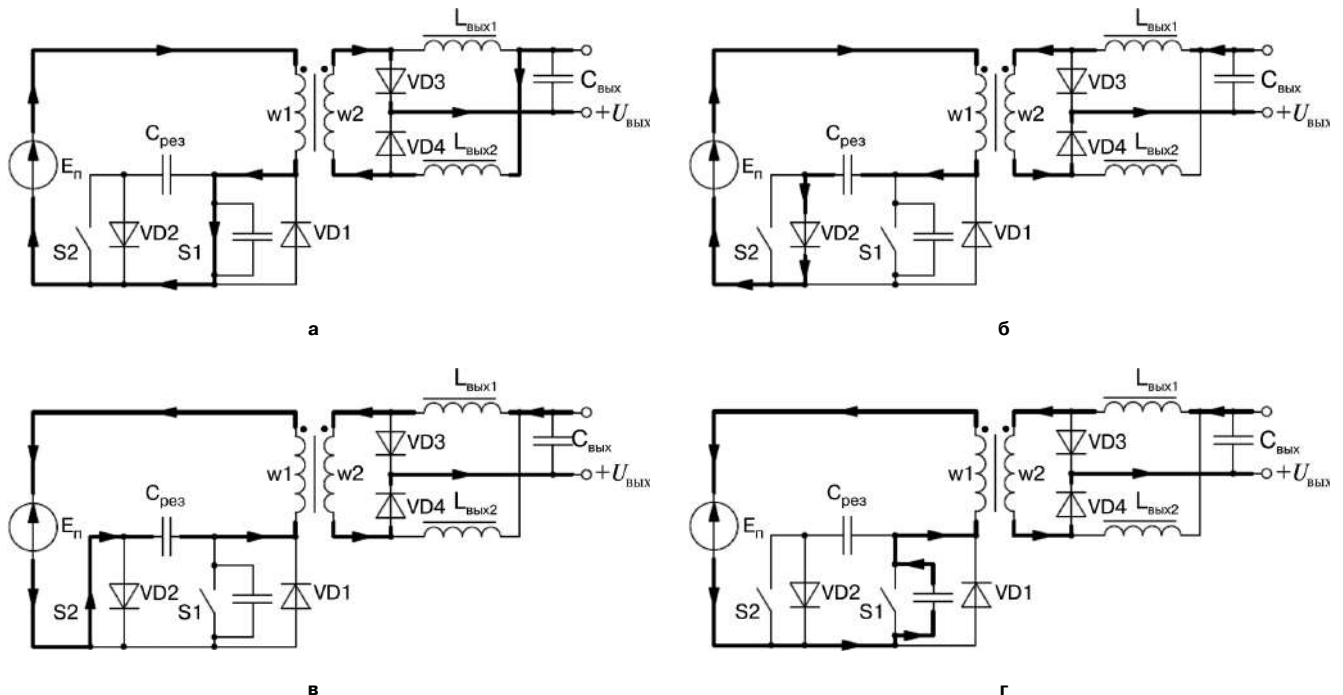


Рис. 13. Эквивалентные схемы этапов работы прямо-обратноходового преобразователя с активным ограничителем и удвоением выходного тока: а – интервал 1; б – интервал 2; в – интервал 3; г – интервал 4

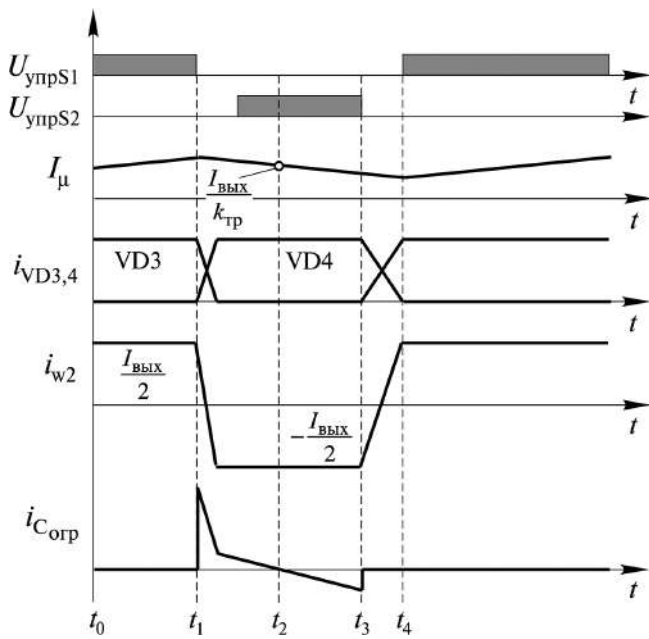


Рис. 14. Временные диаграммы, поясняющие работу прямо-обратного преобразователя с активным ограничителем и удвоением выходного тока

($U_{упрS1}$ и $U_{упрS2}$ – сигналы управления силовыми ключами; I_{μ} – ток намагничивания трансформатора)

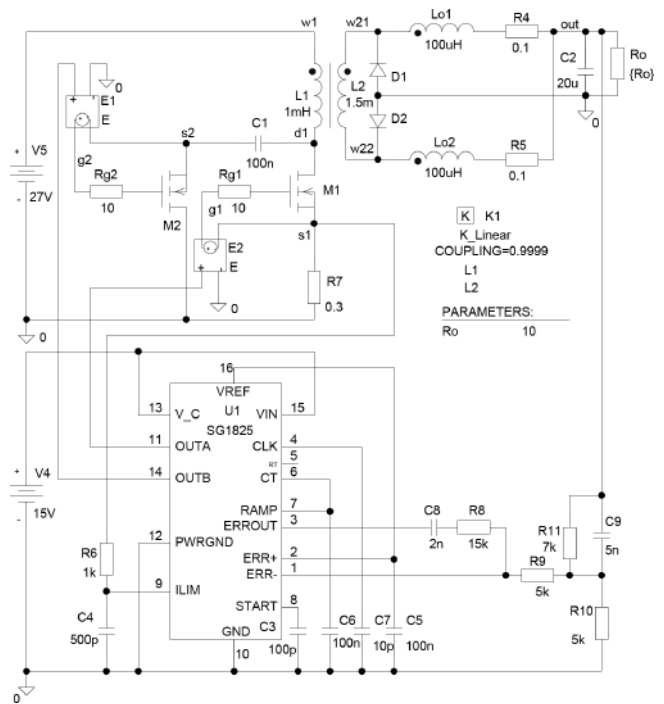
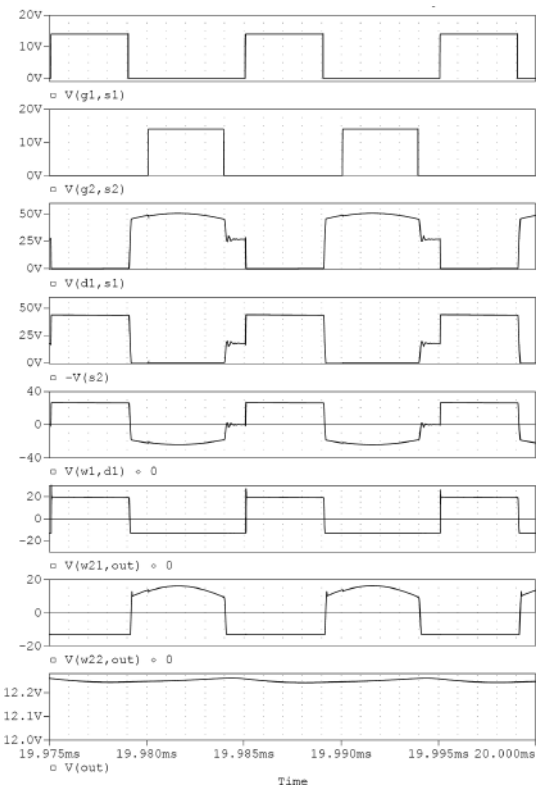
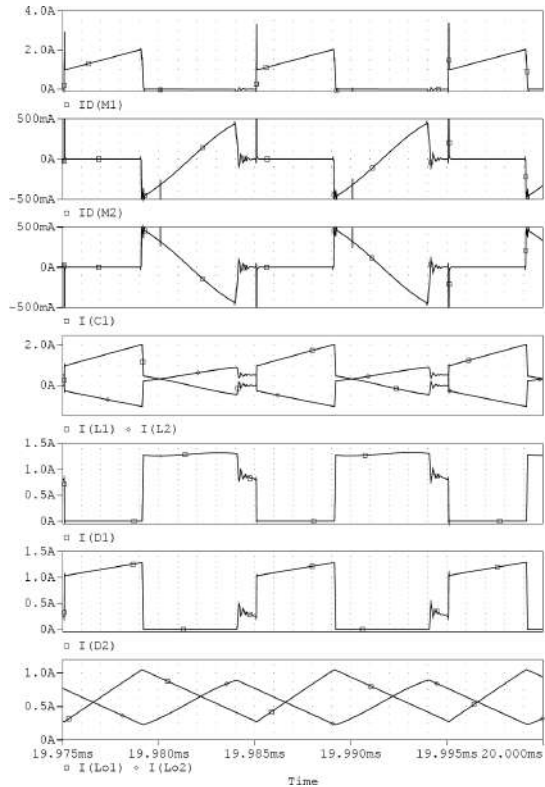


Рис. 15. Схема модели преобразователя с удвоением выходного тока

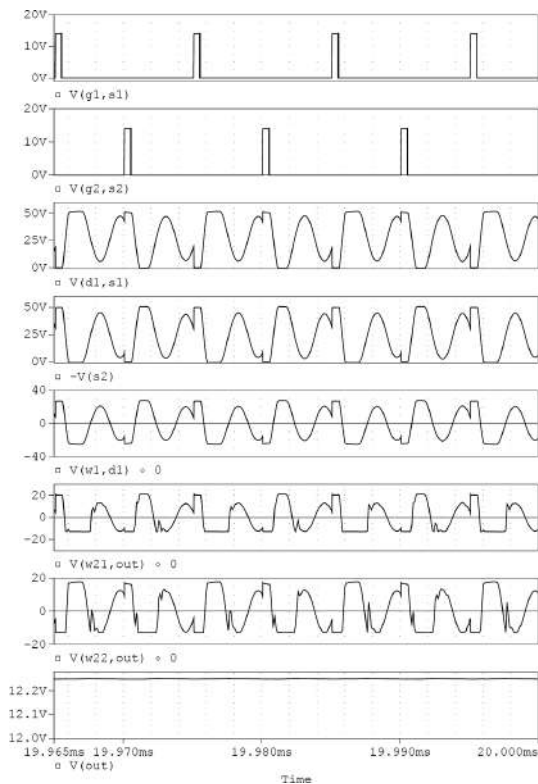


а

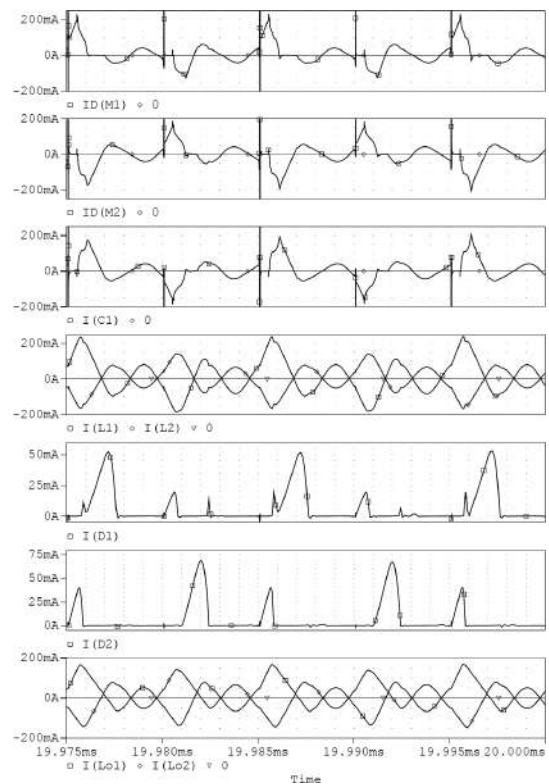


б

Рис. 16. Напряжения (а) и токи (б) преобразователя с удвоением выходного тока при полной нагрузке



а



б

Рис. 17. Напряжения (а) и токи (б) преобразователя с удвоением выходного тока при малой нагрузке

5. *Patricio Vincerelli*. Optimal Resetting of the Transformer's Core in Single Ended Forward Converter. – US Patent 4,441,14, April 3, 1984.

6. *Carsten Bruce*. Design Techniques for Transformer Active Reset Circuits at High Frequencies and Power Levels. – HFPC'1990, pp. 235–246.

7. *Ionel Dan Jitary*. Fixed Frequency Single Ended Forward Converter Switching at Zero Voltage. – US Patent 5,96,31.

8. *Ionel Dan Jitary, V. Beldianu*. Fixed Frequency Converter Switching at Zero Voltage. – US Patent 5,434,768.

9. *Ionel Dan Jitary*. Constant Frequency Forward Converter with Resonant Transition. – HFPC'1991, pp. 282–292.

10. *Ionel Dan Jitary*. A New High Frequency, Zero Voltage Switched, PWM Converter. – APEC'92, pp. 657–764.

Аверин Сергей Владимирович, заведующий кафедрой “Микроэлектронные электросистемы” МАИ, к. т. н., доцент, тел.: +7 (499) 158-44-16, e-mail: acb@mai.ru;

Следков Юрий Германович, к. т. н., доцент кафедры “Микроэлектронные электросистемы” МАИ, тел.: +7 (499) 158-45-59; e-mail: k306@mai.ru;

Шевцов Даниил Андреевич, д. т. н., профессор кафедры “Микроэлектронные электросистемы” МАИ, тел.: +7 (499) 158-45-59; e-mail: k306@mai.ru.

Н. А. Калистратов, Н. П. Митяшин

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК УМНОЖИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

N. A. Kalistratov,
N. P. Mityashin

The study of voltage multiplier dynamic characteristics

Разработана методика анализа и моделирования динамических характеристик умножителя напряжения, предназначенных для питания электровакуумных приборов. Методика основана на схематехническом моделировании процесса преобразования модулированного сигнала, проходящего через умножитель напряжения. В результате построены логарифмические амплитудно-фазовые характеристики умножителей напряжения как звеньев систем автоматического регулирования. Рассмотрена возможность аппроксимации умножителя напряжения в виде линейного динамического звена первого порядка. Приведены результаты расчета параметров аппроксимирующих звеньев.

Ключевые слова: источник питания, лампа бегущей волны, нелинейность, умножитель напряжения, линеаризация, логарифмические амплитудно-фазовые характеристики, линейное динамическое звено.

The paper presents the methodology of voltage multiplier dynamic characteristics analysis and simulation developed by the authors. Such multipliers are implemented for powering electronic tubes. The methodology is based on circuit simulation of the process of modulated signal passing through a voltage multiplier conversion. As a result Bode diagrams of the multipliers in the form of units of automatic control systems were obtained. The authors considered the possibility of voltage multiplier approximation in the form of the first-order dynamic element. The results approximating units parameters calculation are presented.

Keywords: power supply, traveling wave tube, nonlinearity, voltage multiplier, linearization, Bode diagrams, linear dynamic unit.

Для питания электровакуумных приборов, таких как рентгеновские трубки, клистроны, магнетроны, лампы бегущей волны (ЛБВ), требуется высокое постоянное стабилизированное напряжение. В качестве выпрямителей в таких источниках питания используются умножители напряжения (УН). Они нашли широкое применение благодаря главным свойствам умножителей напряжения: возможности формировать высокое, до нескольких десятков и сотен тысяч вольт, напряжение при малых габаритах, массе и уменьшенном числе витков вторичной обмотки высоковольтного трансформатора.

При построении стабилизирующего источника электропитания замедляющей системы ЛБВ умножитель напряжения оказывается включенным в контур регулирования выходного напряжения. К характеристикам этого источника электропитания предъявляются высокие требования: суммарная нестабильность выходного напряжения $\leq 0,5\%$, пульсация постоянного выходного напряжения $\leq 0,05\%$ [2]. Кроме того, широкий диапазон нагрузки (ток от 0 до нескольких десятков мА) и быстрое ее изменение (0,2 мкс) при нелинейном характере вольтамперной характеристики могут приводить к возникновению автоколебаний. Поэтому для стабильной работы всей системы регулирования необходимо учитывать характеристики УН в динамических режимах. В связи с этим необходимо исследовать динамические характеристики типичных схем умножителей напряжения, применяемых в источниках питания ЛБВ.

Умножитель напряжения состоит из включенных определенным образом диодов и конденсаторов и представляет собой преобразователь напряжения переменного тока низковольтного источника в высокое напряжение постоянного тока. Существует несколько разновидностей УН [1]. В статье исследуется динамика преобразователя, состоящего из четырех последовательно включенных симметричных умножителей на 8, которые работают на общую нагрузку. Исследуемый УН используется в источнике питания ЛБВ непрерывного действия с выходной мощностью до 1,5 кВт.

Стабилизирующий источник электропитания замедляющей системы ЛБВ на основе УН функционально может быть представлен так, как показано на рис. 1.

Выходное напряжение (около 10 кВ) прецизионным делителем обратной связи уменьшается в 2000 раз и сравнивается с заданием на входе операционного усилителя, собранного по схеме интегратора. Разностный сигнал усиливается операционным усилителем и поступает на управление регулятором амплитуды переменного напряжения.

Выпрямленное и отфильтрованное напряжение сети поступает на полумостовой инвертор напряжения, работающий на частоте около 100 кГц. Прямоугольные импульсы с выхода инвертора трансформируются и запитывают регулятор амплитуды переменного напряжения. Регулятор амплитуды переменного напряжения представляет собой усилитель мощности на полевом транзисторе,

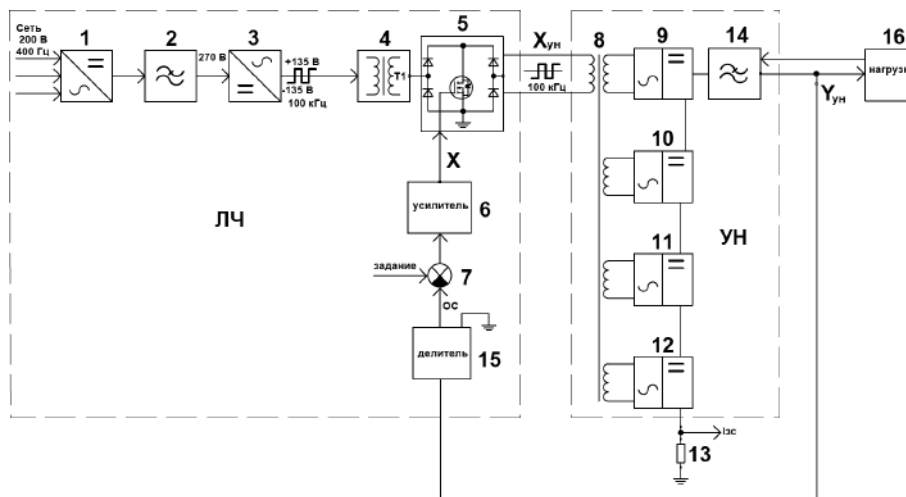


Рис. 1. Функциональная схема стабилизирующего источника электропитания замедляющей системы ЛБВ на основе УН: 1 – выпрямитель; 2, 14 – фильтр; 3 – инвертор напряжения; 4, 8 – трансформатор; 5 – регулятор амплитуды переменного напряжения; 6 – усилитель; 7 – устройство сравнения; 9, 10, 11, 12 – УН; 13 – датчик тока; 15 – делитель напряжения; 16 – нагрузка

который включен в диагональ постоянного тока выпрямительного моста. Диагональ переменного тока этого выпрямительного моста, вторичная обмотка трансформатора 4 и первичная обмотка трансформатора высокопотенциальной гальванической развязки 8 включены последовательно. Полевой транзистор управляет амплитудой переменного тока, поступающего на первичную обмотку трансформатора 8. Сопротивление сток-исток полевого транзистора управляется операционным усилителем. Так сигнал усиливается по мощности, преобразуется в переменный ток, гальванически развязывается с цепями управления и поступает на УН.

Резистор 13 включается между положительным полюсом выпрямителя и корпусом. Он используется для получения информации о токе нагрузки замедляющей системы и организации защиты по его превышению допустимого значения.

Система автоматического регулирования (САР), содержащая УН, может быть обобщенно представлена так, как показано на рис. 2, где УН – умножитель напряжения (нелинейный элемент), ЛЧ – линейная часть системы.

Действительно, линейная часть САР, в которую включен УН, обладает ярко выраженными фильтрующими свойствами по отношению к высокочастотным колебаниям на ее входе, т. е. значение амплитудной частотной характеристики (АЧХ) на высших гармониках значительно меньше, чем на основной. Таким образом, периодические колеба-

ния произвольной формы на входе САР вызывают установившиеся колебания на ее выходе, близкие по форме к синусоидальной. В результате колебания на входе УН можно считать гармоническими.

Поскольку в САР информация в контуре регулирования передается по огибающим входного и выходного напряжения УН, то в моделях таких САР необходимо использовать модель УН, учитывающую преобразование огибающих этих напряжений. Как следует из сказанного, информация в контуре регулирования передается по огибающей модулированного сигнала x . Поэтому УН, как элемент системы автоматического регулирования (САР), целесообразно представить линейным динамическим звеном, преобразующим огибающую входного сигнала. Это даст возможность исследовать динамические режимы системы рис. 1.

Метод исследования

Исследование УН проводилось методом математического моделирования с помощью программы схемотехнического анализа *Micro-Cap-10* [3]. При этом мы ищем представление УН в виде линейного динамического звена. В качестве характеристик этого звена мы получаем его логарифмические амплитудно-фазовые частотные характеристики (ЛАФЧХ) [4]. Схема моделирующего эксперимента показана на рис. 3.

Обозначения на рис. 3:

$u_2(t) = U_{m2} \cos(\Omega t)$ – модулирующий сигнал;

$u_1(t) = U_{m1} \cos(\omega t)$ – несущий сигнал;

$u_{\text{вых}}(t)$ – напряжение на выходе УН;

Входное напряжение $u_{\text{вх}}(t)$ представляется в виде амплитудно-модулированного сигнала:

$$u_{\text{вх}}(t) = U_{m1} \cdot \left[1 + \frac{U_{m2}}{U_{m1}} \cos(\Omega t) \right] \cdot \cos(\omega t), \quad (1)$$

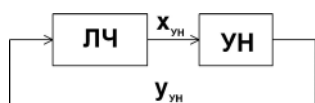


Рис. 2. САР, содержащая УН

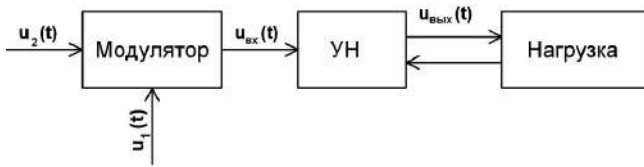


Рис. 3. К пояснению метода исследования

где U_{m1} – амплитуда несущего сигнала;
 ω – частота несущего сигнала;
 U_{m2} – амплитуда модулирующего сигнала;
 Ω – частота модулирующего сигнала.

Для каждой частоты модулирующего сигнала Ω , изменяя амплитуду модулирующего сигнала U_{m2} и разлагая в ряд Фурье напряжение на выходе умножителя $u_{\text{вых}}(t)$, получаем значение коэффициента передачи 1-ой гармоники $L(\Omega)$ и ее фазовый сдвиг $\Delta\varphi(\Omega)$:

$$L(\Omega) = 20 \lg \left(\frac{U_{m3}}{U_{m2}} \right); \quad (2)$$

$$\Delta\varphi(\Omega) = \varphi_2 - \varphi_1, \quad (3)$$

где U_{m3} – амплитуда 1-ой гармоники модулирующего сигнала на выходе УН;

U_{m2} – амплитуда модулирующего сигнала;
 φ_1 – начальный сдвиг фазы модулирующего сигнала на входе УН;
 φ_2 – фаза 1-ой гармоники модулирующего сигнала на выходе УН.

После нахождения коэффициента передачи 1-ой гармоники и ее фазового сдвига строим эквивалентные ЛАФЧХ умножителя напряжения.

Результаты моделирования

На рис. 4 представлена модель исследуемого умножителя напряжения. Устройство представляет собой включенные последовательно четыре симметричных умножителя на 8, каждый из которых запитывается от отдельной обмотки высоковольтного трансформатора, который представлен в виде магнитосвязанных катушек индуктивностей $L1, L2, L3, L4, L5$ с общим линейным магнитным сердечником.

Параметры элементов модели:

$L1=L2=L3=L4=8\text{mH}$ – индуктивности вторичных обмоток трансформатора, от которых запитываются умножители на 8;

$L5 = 1\text{mH}$ – индуктивность первичной обмотки трансформатора;

$C2...C33=0.1\mu\text{F}$ – конденсаторы умножителей напряжения;

$C1=50\text{nF}$ – конденсатор фильтра;

$I1=30\text{mA}$ – нагрузка;

$R1=R2=R3=R4=0.5$ – активные сопротивления индуктивностей обмоток $L1, L2, L3, L4$;

$R5=0.2$ – активное сопротивление первичной обмотки трансформатора $L5$;

$E1$ – модулятор входного напряжения УН.

В качестве диодов $D1-D32$ используется *SPICE*-модель диода *DSEP8-12A*, имеющаяся в пакете программы схемотехнического анализа *Micro-Cap-10*.

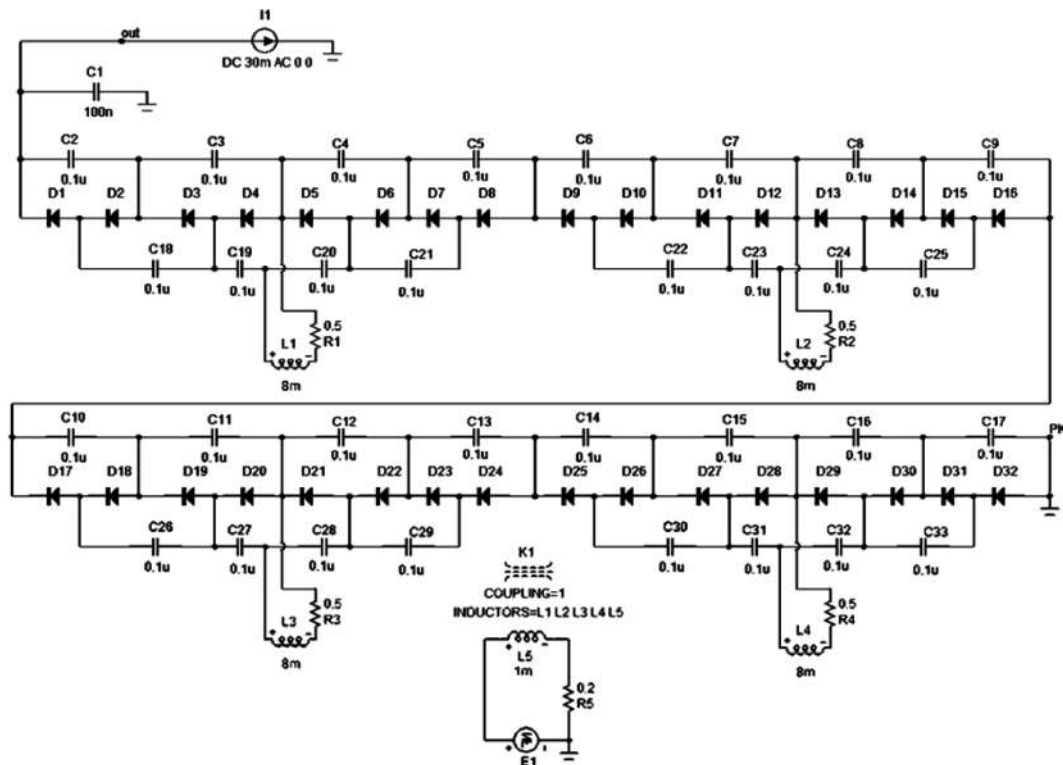


Рис. 4. Модель 4-х последовательно включенных симметричных умножителей на 8, работающих на одну нагрузку

Выходное напряжение модулятора E_1 соответствует формуле (1), при этом $U_{m1} = 75$ В, $\omega = 100$ кГц, U_{m2} – изменяется в пределах от 5 до 75 В, а Ω от 10 Гц до 5 кГц.

В качестве примера применения описанной методики на рис. 4 приведены результаты исследования УН при изменении амплитуды входного модулирующего сигнала для следующих ее значений 5 В, 25 В, 50 В, 75 В при постоянном токе нагрузки 30 мА и емкости выходного фильтра 50 нФ.

С практической точки зрения интерес представляет зависимость параметров линеаризованной динамической модели УН от изменения амплитуды входного модулирующего сигнала, тока нагрузки (I_H) и емкости выходного фильтра ($C_{\text{вых}}$).

В связи с этим были получены семейства ЛАФЧХ при разных U_{m2} и фиксированных значениях I_H и $C_{\text{вых}}$ (рис. 5), при разных U_{m2} и I_H и фиксированной $C_{\text{вых}}$, при разных U_{m2} и $C_{\text{вых}}$ и фиксированном I_H .

В работе [5] предлагается представлять УН в виде линейного динамического звена первого порядка с передаточной функцией

$$W(s) = \frac{k}{Ts + 1}. \quad (4)$$

В этой связи представляет интерес интерпретировать полученные результаты с точки зрения

их соответствия ЛАЧХ идеального элемента вида (4).

Коэффициент усиления k аппроксимирующего звена для исследованных УН имеет значение 32. Параметр T , соответствующий рассчитанной по предложенной методике ЛАЧХ УН, определялся нами приближенно по частоте точки сопряжения ее горизонтальной части с участком имеющим наклон 20 дБ/дек. В таблице 1 и 2 представлены полученные значения параметра T и соответствующие фазовые сдвиги на частоте сопряжения. О точности аппроксимации ЛАЧХ с помощью звена (4) можно судить по близости этого фазового сдвига к соответствующему фазовому сдвигу идеального звена, равному -45° .

В табл. 1 приведены значения постоянной времени и сдвиг фазы на частоте сопряжения, линеаризованных ЛАФЧХ УН на 8, для нескольких значений амплитуды входного модулирующего сигнала и нескольких значений тока нагрузки, при емкости выходного фильтра 50 нФ.

В табл. 2 приведены значения постоянной времени и сдвиг фазы на частоте сопряжения, линеаризованных ЛАФЧХ УН на 8, для нескольких значений амплитуды входного модулирующего сигнала и емкости выходного фильтра при токе нагрузки 30 мА.

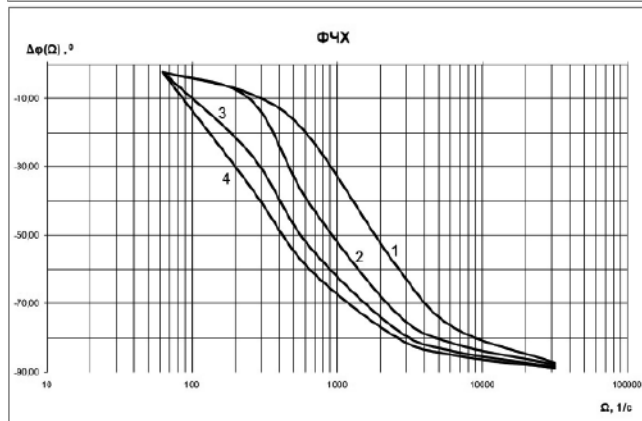
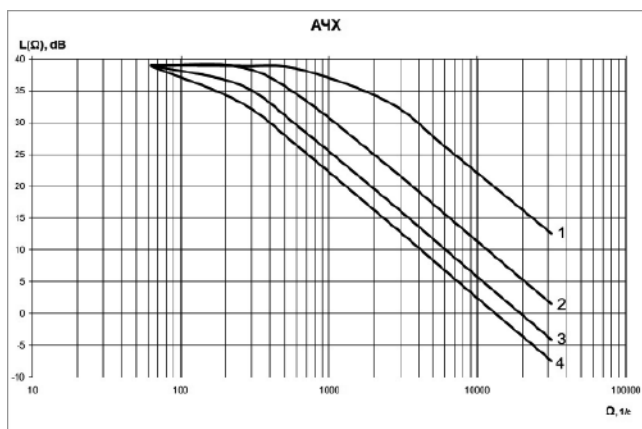


Рис. 5. Линеаризованные ЛАФЧХ УН на 8, работающих на нагрузку 30 мА при нескольких значениях амплитуды входного модулирующего сигнала

Таблица 1

$U_{m2}, \text{ В}$	Ток нагрузки, мА							
	1		30		60		120	
	$\tau, \text{ мс}$	$\varphi, \text{ град}$	$\tau, \text{ мс}$	$\varphi, \text{ град}$	$\tau, \text{ мс}$	$\varphi, \text{ град}$	$\tau, \text{ мс}$	$\varphi, \text{ град}$
5	8,77	-34	0,66	-44	0,61	-41	0,54	-40
25	32,25	-35	1,75	-38	1,00	-35	0,69	-39
50	71,43	-39	2,98	-34	1,71	-38	0,95	-34
75	133,4	-42	3,92	-34	2,33	-31	1,25	-34

Таблица 2

$U_{m2}, \text{ В}$	Емкость выходного фильтра, нФ					
	1		50		100	
	$\tau, \text{ мс}$	$\varphi, \text{ град}$	$\tau, \text{ мс}$	$\varphi, \text{ град}$	$\tau, \text{ мс}$	$\varphi, \text{ град}$
5	0,154	-38	0,7143	-41	1,18	-43
25	0,278	-33	1,72	-34	3,33	-35
50	0,385	-32	2,94	-34	5,55	-33
75	0,454	-31	3,92	-34	7,69	-31

Выводы

Разработана методика анализа и моделирования динамических характеристик умножителя напряжения, предназначенного для питания электровакуумных приборов.

Установлено, что в САР, содержащих УН, информация передается по огибающим входного и выходного напряжений УН. С учетом этого построена схемотехническая модель процесса преобразования модулированного сигнала умножителем напряжения, позволяющая строить его ЛАФЧХ.

Рассмотрена возможность аппроксимации УН как элемента САР в виде линейного динамического звена первого порядка. Приведены зависимости приближенных значений параметров передаточной функции T и k от амплитуды входного сигнала, при различных токах нагрузки и емкостях фильтра.

Полученные ЛАФЧХ предназначены для исследования динамических режимов замкнутых САР источников питания, содержащих УН.

Литература

1. Ровдо А. А. Полупроводниковые диоды и схемы с диодами. — М.: Лайт Лтд., 2000. — 288 с.
2. ГОСТ Р 52907-2008. Источники электропи-

тания радиоэлектронной аппаратуры. Термины и определения.

3. Амелина М. А., Амелин С. А. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap. Версии 9,10. Учебное пособие. — Смоленск: Смоленский филиал НИУ МЭИ, 2012 г. — 617 с., ил.

4. Ротач В. Я. Теория автоматического управления: учебник для вузов. 5-е изд., перераб. и доп. — М.: Издательский дом МЭИ, 2008. — 396 с., ил.

5. Хречков Н. Г. Динамические характеристики умножителя для анализа стабилизации в источниках с ним // Автоматизация и управление в машино- и приборостроении: Межвузовский научный сборник, г. Саратов: СГТУ, 2003, 4ф стр.

Калистратов Николай Александрович, аспирант кафедры "Системотехника" ФГБОУ ВПО "Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю. А.", начальник лаборатории АО "НПП «Алмаз», Саратов (Россия), тел.: +7 (929) 777-59-90; e-mail: kalistratov08@rambler.ru;

Митяшин Никита Петрович, доктор технических наук, профессор, профессор кафедры "Системотехника" ФГБОУ ВПО "Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю. А.", Саратов (Россия), e-mail: mityashinnp@mail.ru.

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

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

Часть 3. Унифицированные базовые модули конверторно-инверторных многофункциональных импульсных преобразователей с регулируемыми инверторами синусоидальных токов и напряжений

(Продолжение. Начало в №№ 56, 57)

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

Unified-modular synthesis of power ICs for multifunctional SMPCs for aerospace combined AC-DC electrical power systems. Part 3. Unified basic modules of converter-inverter basic switched mode converters with regulated current and voltage inverters

Унифицировано – модульный синтез статических преобразователей, в частности - вторичных источников питания, регуляторов, стабилизаторов и др. является наиболее перспективной технологией в области практической силовой электроники транспортных средств. Особую роль он играет в авиационно-космических бортовых системах электроснабжения (СЭС) с повышенными требованиями к надежности, взаиморезервированию (живучести), контроле- и ремонтпригодности (с учетом вынужденных простоев транспорта), массо-габаритным и энергетическим показателям, качеству электроэнергии и ЭМС, элементной и схемотехнической преемственности и возможности гибкого варьирования установленной мощности (модульно-масштабируемая архитектура).

Цикл статей предназначен для разработчиков комбинированных автономных систем электроснабжения постоянно- переменного тока “полностью электрифицированных самолетов”, а также представляется интересным для широкого круга специалистов в области транспортной силовой электроники.

Ключевые слова: управляемый инвертор, многофункциональный преобразователь, унифицированные модули.

Unified-modular synthesis of static converters, particularly secondary power supplies regulators, stabilizers, etc. is the most promising technology in the field of transportation vehicles power electronics. It plays special part in aerospace onboard power supply systems with high requirements for reliability, survivability, control, and serviceability (taking into account transport downtime), weight, dimensions and energy performances, power quality and EMC, components and circuit continuity as well as flexibility of varying the installed capacity (modular, scalable architecture). Ключевые слова: управляемый инвертор, многофункциональный преобразователь, унифицированные модули.

This series of articles is intended for developers of AC-DC off-line power supply systems for “All Electric Aircraft” and appeals to a wide range of experts in the field of transportation power electronics.

Key words: controlled inverter, multifunctional converter, unified modules, voltage inverter current inverter.

Краткий перечень критериев-рекомендаций к проектированию модулей (из части 1 цикла [1, 2]):

- 1) обратимость (двунаправленность) преобразования потока энергии;
- 2) наличие общего (желательно заземленного) входного-выходного вывода;
- 3) ограничение перенапряжений при перекоммутации тока реактора в цепь обмотки трансформатора;
- 4) исключение электролитических фильтровых конденсаторов с возможной заменой на демоду-

лирующие или накопительные реакторы (трансформаторы);

- 5) отсутствие цепей для возможных “сверхтоков” через двухтранзисторные стойки и нерассеивающее демпфирование высокочастотных диодно-инверсных “сверхтоков”;

- 6) повышение до допустимого максимума противонапряжения энергопоглощающего элемента (обычно – снабберного конденсатора) для ускорения спада тока паразитной индуктивности рассеяния обмотки;

7) наличие закорачивающего транзистора на вторичной стороне обратноходового трансреактора с шунтированием во время рекуперативного сброса энергии индуктивности рассеяния;

8) использование дуального регулирования длительности импульсов ($\gamma_{и}$) и пауз ($\gamma_{п}$) для повышения устойчивости широтно-импульсных модуляторов (ШИМ) с непрерывным потокоцеплением реакторов (трансреакторов);

9) использование однонаправленного потокоцепления реактора (трансреактора) для безынерционности смены направлений преобразования энергии;

10) применение отдельно-модульных трансформаторов и трансреакторов (высоковольтных и низковольтных) с сердечниками из ленточного аморфного железа (при $f < 5-10$ кГц) или феррита (при $f > 10$ кГц), предпочтительно с единичным коэффициентом трансформации, позволяющим максимально повысить коэффициент связи, применив двухленточную (плоскошинную) обмотку.

Выбор силовой схемы регулируемого инвертора синусоидального тока (РИСТ) с управляемыми амплитудно-частотными параметрами (АЧП) для унифицированно-базового модуля

Под регулируемым инвертором тока понимается коммутатор полярности с предвключенным индуктивным звеном постоянного (для инвертора прямоугольного тока) или пульсирующего по модульносинусному закону (для инвертора синусоидального тока) потокоцепления, представляющим собой реактор или трансреактор.

Трехфазные регулируемые инверторы синусоидального тока (ТРИСТ) могут успешно использоваться для повышения установленной мощности (подпитки) автономной системы генерирования с синхронным генератором, а также для питания электропривода на базе бесконтактного синхронного электродвигателя с постоянными магнитами (типа БДПТ). В последнем случае для обеспечения режима рекуперативного торможения инвертор должен быть обратимым (двунаправленным) по потоку электроэнергии, т. е. по существу представлять собой обратимый выпрямительно-инверторный преобразователь (нереверсивный – ОВИП или реверсивный – РОВИП), варианты схем которого

подробно рассмотрены в предыдущей статье цикла [2].

Для использования указанных схем ОВИП в качестве РИСТ наиболее подходящими представляются два варианта схем, заимствованных из [2] и представленных на рис. 1а и б в более привычном для инверторов виде: а) РИСТ на базе ОВИП с непосредственной связью; б) РИСТ на базе РОВИП с трансформаторной связью. Второй вариант схемы РИСТ (рис. 1б) может также выполнять функцию обратимого преобразователя частоты (ОПЧ), варианты базовых модулей которого будут рассмотрены в следующей статье (Часть 4) цикла. Так как работа обеих схем (ОВИП и РОВИП) подробно описана в [2], то их рассмотрение в данной статье представляется излишним. Напомним только, что обе схемы пригодны для использования в трехфазных вариантах РИСТ (ТРИСТ), причем с управляемыми амплитудно-частотными параметрами (АЧП) синусоидальных токов, а также – что первая схема потенциально может иметь существенно больший к. п. д. благодаря регулярным переключениям токовых цепей для реализации “понижающего”, “повышающего” и “понижающе-повышающего” (нейтрального) режимов, причем без рекуперации энергии индуктивностей рассеяния трансреактора обратно в цепь источника. Однако вторая схема обладает существенным преимуществом – гальванической развязкой входных и выходных цепей, облегчающей синтез многофункциональных схем и повышающей электробезопасность обслуживания.

Новы (нетрадиционные) принцип синтеза и схемотехнические решения для унифицированно-базового модуля регулируемого инвертора синусоидального напряжения (РИСН) с управляемыми амплитудно-частотными параметрами (АЧП)

Под регулируемым инвертором напряжения обычно понимается реверсивный (полярно-инвертирующий) обратимый импульсный конвертор с предвключенным звеном постоянного напряжения (фильтровым конденсатором с относительно большой электроемкостью) и с широтно-импульсным или/и амплитудно-ступенчатым формированием кривой (основной гармоники) выходного напряжения. Наиболее распространенной схемой трех-

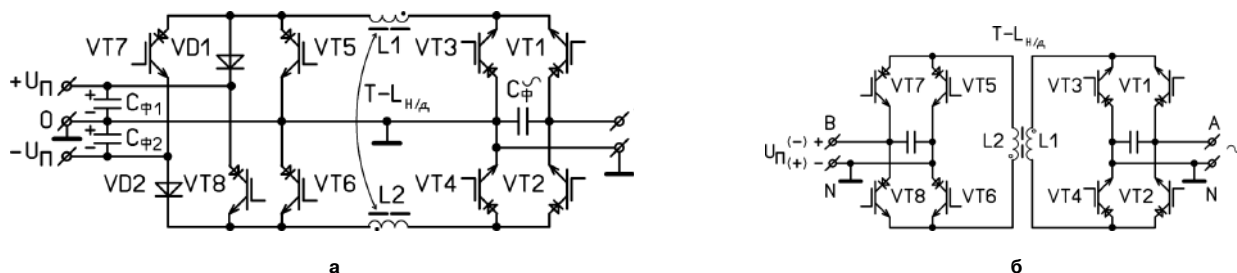


Рис. 1

фазного регулируемого инвертора синусоидального напряжения (ТРИСН) с общим заземленным входным и выходным выводом (заземленной “нейтралью”) является трехфазовая схема, представленная на рис. 2 и заимствованная из [3]. Схема может иметь удовлетворительную синусоидальную форму выходных фазных напряжений и обладает способностью отдельного регулирования АЧП фазных напряжений $U_{A,B,C}$. Однако она не удовлетворяет многим критериям-рекомендациям, перечисленным в начале статьи, а именно:

- не имеет обратимости (двунаправленности) преобразования потока энергии (если не считать незначительного накопления в фильтровых конденсаторах $C_{\Phi A,B,C}$, позволяющих циркулировать небольшой реактивной мощности цепей нагрузок и выходных индуктивных фильтров $L_{A,B,C}$);
- предполагает использование энергоемких электролитических фильтровых конденсаторов ($C_{\Phi A,B,C}$) с низкими параметрами термостойкости, безотказности и срока службы;
- должна содержать устройства симметрирования вольтсекундных параметров питания развязывающих трансформаторов *DC-DC*-преобразователей для исключения “сверхтоков” из-за насыщения магнитопроводов;
- не обладает статической устойчивостью регулирования среднеимпульсных значений токов индуктивных фильтров ($L_{A,B,C}$) при широтно-импульсном регулировании мгновенных значений выходных напряжений, т. е. содержит дополнительные цепи отрицательных обратных связей для обеспечения режимов “непрерывных токов” этих фильтров;
- имеет относительно низкий к. п. д. из-за последовательно-каскадного преобразования энергии в фазных каналах.

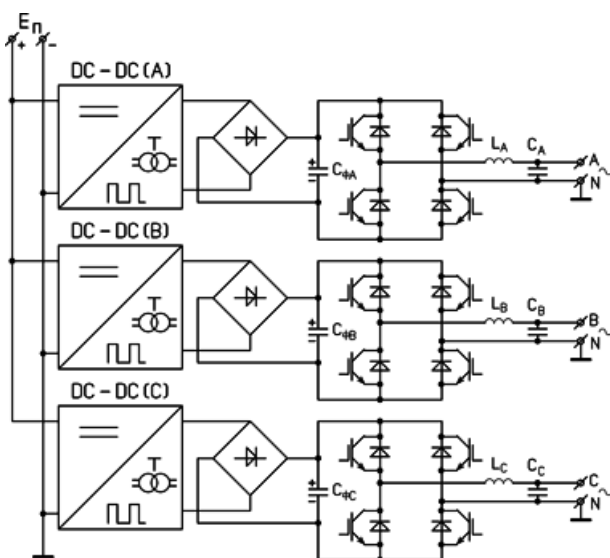


Рис. 2

Для исключения перечисленных недостатков предлагается применить новые (нетрадиционные) принцип синтеза и схемотехнические решения для унифицированного модуля РИСН с управляемыми АЧП.

Принцип заключается в суммировании выходного однополярного напряжения обратимого импульсного конвертора (ОИК), пульсирующего по гармоническому однополярно-синусному закону:

$$U_{\text{ОИК}} = U_{\pm} + U_0 \sin(\omega t + \varphi_0),$$

где $U_{\pm} > U_0$, с напряжением постоянного смещения ($U_{\text{СМ}} = -U_{\pm}$), созданным либо на основных выводах, либо с помощью промежуточного среднотенциального вывода питающего источника постоянного тока.

Авторами предлагаются также принципиально новые (нетрадиционные) схемотехнические решения для силовой схемы унифицированно-базового модуля РИСН с управляемыми АЧП. Решения основаны на использовании “обратимого делителя постоянного напряжения” (ОДПН), предложенного авторами ранее в [4–7] в качестве обратимого импульсного конвертора, регулируемого по вышеуказанному закону. Для увеличения амплитуды выходного напряжения и коэффициента усиления системы управления можно использовать сравнение (вычитание) двух противофазно колеблющихся однополярных напряжений:

$$U_{1,2}(t) = U_{\pm} \pm 0,5U_0 \sin(\omega t + \varphi_0),$$

или сложение двух синфазно колеблющихся противоположных напряжений:

$$U_{1,2}(t) = \pm U_{\pm} \pm 0,5U_0 \sin(\omega t + \varphi_0).$$

Далее рассмотрим структурно-схемные решения для реализации предложенного принципа.

На рис. 3 приведены два варианта схем однофазных РИСН на базе обратимого импульсного конвертора (ОИК): а) на базе ОИК с повторением полярности напряжения (ОИК_{ПП}) и б) на базе ОИК с инвертированием полярности напряжения (ОИК_{ИП}). Характерной особенностью обеих схем ОИК является наличие общего для его входа и выхода вывода (0). Однако в первой схеме этот вывод не входит в состав выходных выводов инвертора, тогда как во второй схеме – входит (N).

В первой схеме (рис. 3а) питание подается на входные выводы с постоянным напряжением U_{\pm} . На выходе ОИК_{ПП} формируется знакопостоянное пульсирующее напряжение

$$U_{\text{ОИК}}(t) = U_{\pm} + U_0 \sin(\omega t + \varphi_0),$$

где $U_{\pm} > U_0$. Тогда на выходных выводах РИСН возникает синусоидальное напряжение:

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_{\text{ОИК}}(t) - U_{\pm} = U_0 \sin(\omega t + \varphi),$$

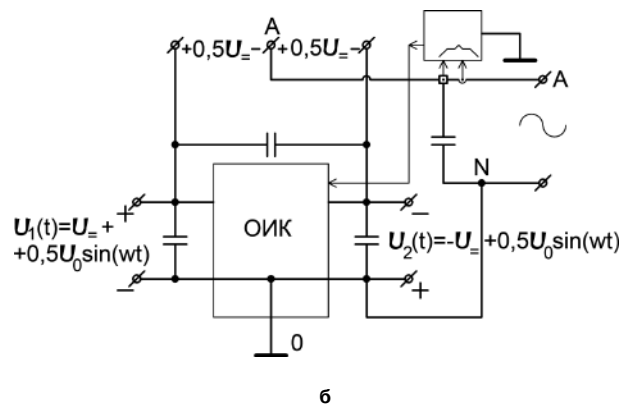
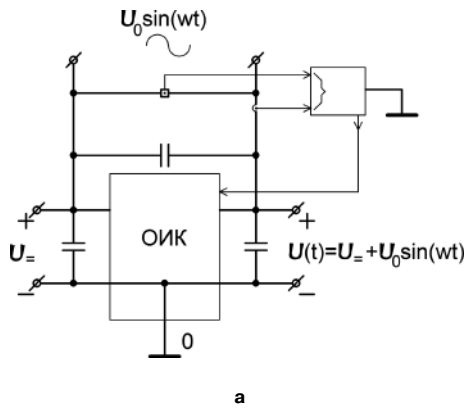


Рис. 3

регулируемое по величинам U_0 , $\omega = 2\pi f$ и φ_0 (рад).

Во второй схеме (рис. 3б) питание подается от источника постоянного напряжения $U_$ с промежуточным среднепотенциальным выводом (А). Подведенное к ОИКИП напряжение $U_$ распределяется на последовательно между собой соединенных входном и выходном фильтровых конденсаторах $C_{\phi 1}$ и $C_{\phi 2}$, образуя два внешних напряжения ОИК:

$$U_1(t) = 0,5U_ + \Delta U(t) \text{ и } U_2(t) = 0,5U_ - \Delta U(t),$$

где $\Delta U(t) = U_0 \sin(\omega t + \varphi_0)$, $0,5U_ > U_0$. Тогда на выходных выводах РИСН возникает синусоидальное напряжение:

$$U_{\text{вых}}(t) = U_1(t) - 0,5U_ = 0,5U_ - U_2(t) = U_0 \sin(\omega t + \varphi_0),$$

с регулируемыми параметрами: U_0 , $\omega = 2\pi f$ и φ_0 .

К преимуществам первой схемы (рис. 3а) относится необязательность наличия у источника питания промежуточного среднепотенциального вывода, а к недостаткам — отсутствие общего для входа и выхода вывода, что затрудняет реализацию трехфазного РИСН (ТРИСН). В этой связи вторая схема (рис. 3б) является предпочтительной для создания унифицированного базового модуля РИСН.

На рис. 4 приведены блок-схема и внешние соединения трехфазного регулируемого инвертора синусоидальных напряжений (ТРИСН) на базе четырех ОИКИП (а), а также фазово-временные диаграммы напряжений (б): на выходе ОИК_{ИП}^А (U_d^A), на входе регулятора смещения ОИК_{ИП}^{СМ} ($U_{СМ}$) и на фазном выходе ТРИСН U_{Φ}^A .

При выборе варианта силовой схемы ОИК_{ИП} для унифицированного базового модуля РИСН основными критериями-рекомендациями из перечисленных в начале статьи являются: 1) обратимость; 2) наличие общего вывода входа и выхода; 3) отсутствие инерционного реверса потокосцепления накопительно-демодулирующего реактора при переключении направления преобразования; 4) отсутствие или хотя бы минимум цепей для возможных “сквозных сверхтоков”.

В указанном аспекте рассмотрим сначала возможность модернизации широко распространенных в последнее десятилетие схем непосредственных импульсных конверторов с промежуточным емкостным фильтром по так называемым в зарубежной литературе топологиям: “*CUK*”, “*SEPIC*” и “*ZETA*” [7, 8].

На рис. 5 приведены разработанные авторами варианты схем унифицированных конверторно-инверторных преобразователей (включая функцию РИСН) на базе повышающе-понижающих ОИК

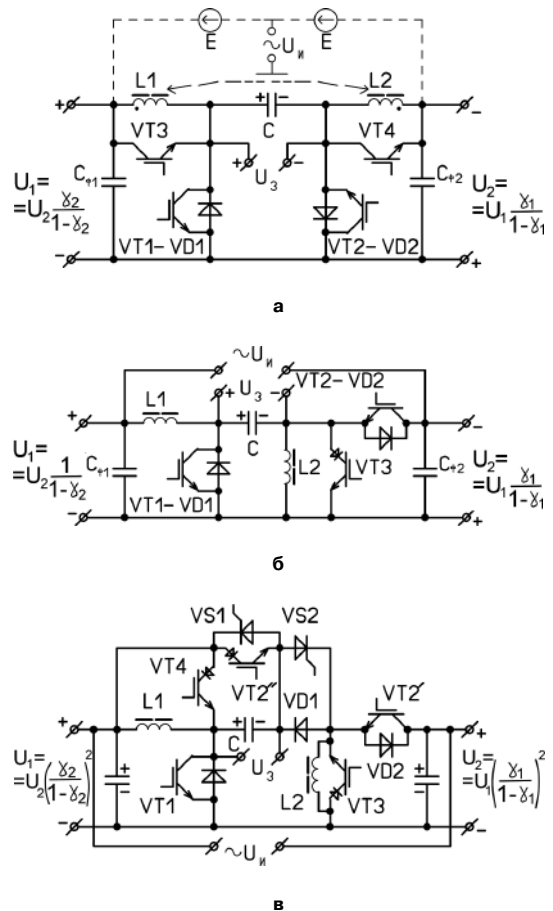


Рис. 5

с промежуточными емкостным фильтром (С) и накопительно-демодуляторными реакторами (L1,2):
 а) по совмещенным топологиям $\overline{CUC} / \overline{CUC}$;
 б) по совмещенным топологиям $\overline{SEPIC} / \overline{ZETA}$;
 в) с обратимым “квадратичным” пов/пон. конвертором.

Первая схема (рис. 5а) по сравнению с трансреакторной схемой Кука, во-первых, дополнена до полной осевой (“зеркальной”) симметрии (VT2 и VD1), во-вторых, снабжена шунтирующими транзисторами (VT3 и VT4) и, в-третьих, дополнена внешними выводами для подключения источника питания с промежуточным среднепотенциальным выводом для подключения инверторной нагрузки (с напряжением $U_{и}$). Регулировочными характеристиками при непрерывных токах реакторов и без модуляции VT3 и VT4 для прямого и обратного преобразований ОНИК_{ип} являются соотношения:

$$U_2 = U_1 \frac{\gamma_1}{1 - \gamma_1} \text{ и } U_1 = U_2 \frac{\gamma_2}{1 - \gamma_2},$$

где γ_1 и γ_2 – коэффициенты заполнения импульсов при широтно-импульсном управлении VT1 и VT2, соответственно.

Вторая схема (рис. 5б) по сравнению с топологией “SEPIC” (для прямого преобразования) дополнена элементами топологии “ZETA” (для обратного преобразования) и выходными выводами для нагрузки инвертора ($U_{и}$) и для дополнительной нагрузки конвертора (U_3). Регулировочными характеристиками при непрерывных токах реакторов и без модуляции VT3, VT4 для прямого и обратного преобразований ОНИК_{пп} являются соотношения:

$$U_2 = U_1 \frac{\gamma_1}{1 - \gamma_1}; U_1 = U_2 \frac{\gamma_2}{1 - \gamma_2}, \text{ и } U_3 = U_1.$$

Третья схема (рис. 5в) по сравнению с известной схемой “квадратичного” повышающе-понижающего конвертора дополнена элементами для обратного преобразования и выходными выводами инвертора ($U_{и}$). При этом регулировочными характеристиками при непрерывных токах реакторов и без модуляции VT3, VT4 для прямого и обратного преобразований ОНИК_{пп} являются соотношения:

$$U_2 = \left(\frac{\gamma_1}{1 - \gamma_1} \right)^2 \cdot U_1; U_1 = \left(\frac{\gamma_2}{1 - \gamma_2} \right)^2 \cdot U_2;$$

$$U_3 = \frac{U_1 \cdot \gamma_1}{1 - \gamma_1} = \frac{U_2 \cdot \gamma_2}{1 - \gamma_2}.$$

Сравнительный анализ приведенных вариантов вообще затруднен, так как требует учета конкретных функций и назначения преобразователя. Однако можно констатировать их общие недостатки:

1) необходимость инерционного реверса токов (потокосцеплений) при переключениях направлений преобразования, снижающая быстродействие регулирования выходных напряжений по эталонам (с отрицательными обратными связями);

2) наличие нескольких цепей для возможных “сквозных сверхтоков” (в первой схеме три цепи, во второй и третьей – по две цепи).

Кроме того, вторая и третья схемы не имеют общего вывода для трех внешних пар выводов (U_1 , U_2 и $U_{и}$).

С учетом указанных недостатков следует констатировать что все три рассмотренные схемы преобразователей нельзя считать рациональными для использования в качестве унифицированного базового модуля РИСН на базе предложенного принципа.

Возвращаясь к материалам первой статьи данного цикла, предлагается для реализации нового принципа построения РИСН использовать наиболее рациональные рассмотренные в ней схемы обратимых импульсных конверторов (ОИК) [1].

На рис. 6 представлены четыре варианта схем унифицированных базовых модулей регулируемых конверторно-инверторных преобразователей (КИП) с обратимыми непосредственными (а, б, в) и трансформаторным (г) импульсными конверторами (ОНИК и ОТИК) и с накопительно-демодулирующими трансреакторами (Т-L_н). Все четыре варианта способны реализовывать обе структуры РИСН, показанные на рис. 3а, б. Первые два варианта (рис. 6а, б) изображены в соответствии со структурой на базе ОИКиП (рис. 3б), а вторые два варианта (рис. 6в, г) – со структурой на базе ОИКПП (рис. 3а). Попутно заметим, что в последнем варианте шунтирование обмоток трансреактора на время пауз осуществляется путем включения транзистора VT1 при выключенном транзисторе VT2. Все четыре варианта максимально соответствуют перечисленным ранее критериям и рекомендуются для создания унифицированных базовых модулей регулируемых обратимых конверторно-инверторных преобразователей.

В заключение представляется целесообразным рассмотреть силовую схему унифицированного модуля с переключаемой структурой для синтеза силовой интегральной схемы (СИС) конверторно-инверторного многофункционального импульсного преобразователя (МИП) с регулируемыми инверторами синусоидальных токов и напряжений (ИТ и ИН), представленную на рис. 7.

Схема предназначена для выполнения следующих функций:

1) однофазный и трехфазный регулируемые инверторы синусоидального напряжения/тока (автономные, синхронно-компенсаторные, для самовозбуждения автономных асинхронных стартер-генераторов и др.);

2) обратимый выпрямительно-инверторный преобразователь с коррекцией коэффициента мощности (ОВИП-ККМ);

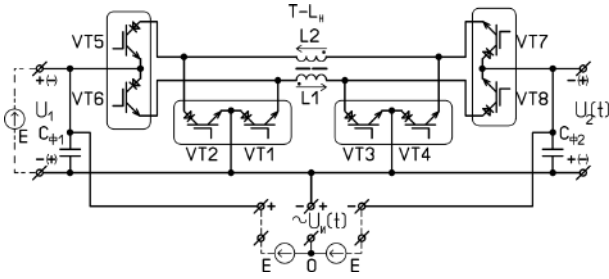
3) обратимый (двунаправленный) преобразователь частоты (ОПЧ) с промежуточным звеном постоянного напряжения/тока;

4) обратимый конвертор с промежуточным звеном высокой частоты и гальванической развязкой;

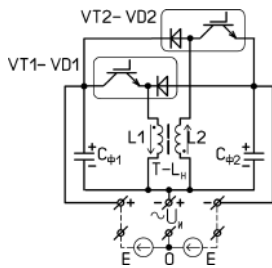
5) электронный балласт и регулятор (стабилизатор) напряжения/тока;

6) зарядное устройство для аккумуляторных и емкостных накопителей;

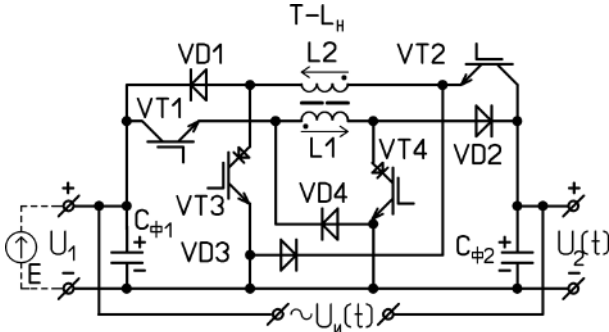
7) генератор импульсных токов и напряжений (ГИТ, ГИН) и вторичный источник импульсного питания (ВИИП) с демпфированием воздействий на питающую сеть.



а



б



в

Рис. 6

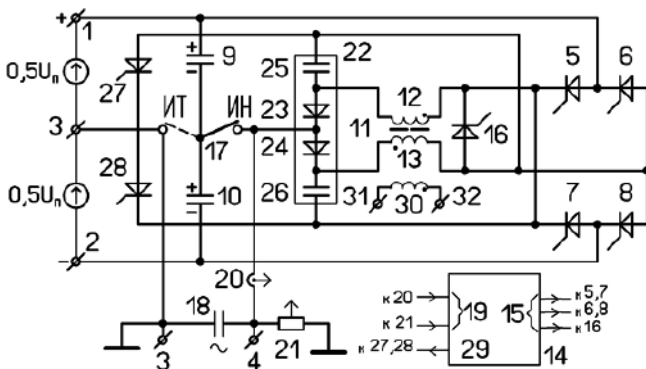


Рис. 7

Схема МИП (рис.7) содержит: входные (1, 2, 3) и выходные (3, 4) выходы, включая общий заземляющий (3), для подключения источника электропитания постоянного тока со среднепотенциальным заземленным выводом (например бортовую сеть постоянного повышенного напряжения 0 ± 270 В или 0 ± 135 В) и нагрузок переменного и/или постоянного токов; управляемый мостовой коммутатор с двумя электронными стойками 5–6 и 7–8, двухконденсаторную фильтровую стойку 9–10, трансреактор 11 со средним выводом секций 12–13 его основной обмотки, блок управления 14 с импульсно-модуляторными выходными выводами 15, дополнительный электронный ключ 16, двухпозиционный переключатель 17 и дополнительный выходной фильтровый конденсатор 18. Блок управления снабжен цепями обратных связей 19 по выходным параметрам переменного тока, имеющими датчики тока 20 и напряжения 21, задатчиками эталонных сигналов и вспомогательным выходным выводом 23. Трансреактор может иметь вспомогательную обмотку 27 с выводами 28, 29 для подключения вспомогательной нагрузки, например – выпрямительной. Для упрощения изображения транзисторные ключи на схеме представлены в виде управляемых вентилях, аналогичных вентилям 27 и 28.

Схема работает следующим образом.

1. Если для нагрузки переменного (или постоянного) тока требуется вид внешней вольт-амперной характеристики питающего ее устройства, соответствующий “источнику напряжения” (что соответствует случаю двигательной нагрузки), то переключатель 17 находится в положении, указанном на рис. 7 и показан сплошной перемычкой (в правом положении).

Блок управления 14 формирует на своих выходных выводах 15 высокочастотные широтно-управляющие импульсы, регулируемые цепями обратных связей 19 по выходным параметрам (по току и напряжению), а на выводах 29 – релейно-сигнальные импульсы.

В исходном состоянии конденсаторы фильтровой стойки 9–10 заряжены каждый до напряжения, равного половине напряжения источника питания $U_{1-2} = U_{п}$. При очередном включении ключа 5 происходит нарастание полного потокосцепления трансреактора 11 вместе с током в цепи: 9–5–12–23–17–9, нарастающим в течение промежутка времени импульса: $t_{и} = \gamma_{и} T_{шим}$, где $T_{шим}$ – период широтно-импульсной модуляции, $\gamma_{и}$ – коэффи-

циент заполнения (относительная длительность) импульса. При этом часть (доза) энергии конденсатора 9 переходит в запасаемую электромагнитную энергию трансреактора 11. Далее, в общем случае, включается ключ 16 и выключается ключ 5 после чего происходит приблизительное сохранение полного потокосцепления (и энергии) трансреактора 11 вместе с приблизительно постоянным током в закороченной цепи: 12–23–24–13–16–12, поддерживаемым за счет э. д. с. самоиндукции его основной обмотки в течение промежутка времени паузы $\Delta t_{\text{п}} = \gamma_{\text{п}} T_{\text{шим}}$, где $\gamma_{\text{п}}$ – относительная длительность паузы. Далее ключ 16 выключается, а ключ 7 включается, и потокосцепление трансреактора частично спадает вместе с током в цепи: 12–23–17–10–7–12 за оставшееся от периода $T_{\text{шим}}$ время:

$$T_{\text{шим}} - t_{\text{и}} - \Delta t_{\text{п}} = (1 - \gamma_{\text{и}} - \gamma_{\text{п}}) T_{\text{шим}}.$$

При этом часть (доза) электромагнитной энергии трансреактора перекачивается в конденсатор 10 фильтровой стойки 9–10. Кроме этого происходит передача части энергии в цепь вспомогательной нагрузки, подключенной к выводам 31–32 за счет э. д. с. индукции вспомогательной обмотки 30 трансреактора, а также сброс энергии индуктивности рассеяния секции 13 основной обмотки трансреактора в снабберный конденсатор 25 по цепи: 13–25–23–24–13, предотвращающая скачок перенапряжения на выключаемом ключе 16. При следующем очередном включении ключа 16 избыточная энергия конденсатора 25 рекуперирована в цепь секции 12 трансреактора вместе с током его разрядки по цепи: 25–16–12–25. Далее указанные процессы периодически повторяются, перекачивая энергию конденсатора 9 и источника питания в конденсатор 10 и во вспомогательную нагрузку.

После зарядки конденсатора 10 до напряжения, близкого к напряжению $U_{\text{п}}$ источника питания, блок управления 14 изменяет вышеописанный алгоритм управления на сходный, приводящий к перекачке энергии конденсатора 10 обратно в конденсатор 9. Это легко прослеживается благодаря зеркально-осевой симметрии силовой схемы устройства.

Далее указанные процессы периодически повторяются с относительно низкой циклической частотой $\omega = 2\pi f$, где f – частота выходного синусоидального напряжения:

$$U_{\text{вых}}(t) = U_{3-4}(t) = U_{10}(t) - 0,5U_{\text{п}},$$

где $U_{10}(t) = 0,5U_{\text{п}} + U_0 \sin(\omega t)$ – однополярное гармонически пульсирующее напряжение на конденсаторе 10, $U_0 < 0,5U_{\text{п}}$ амплитуда синусоидального выходного напряжения: $U_{\text{вых}}(t) = U_0 \sin(\omega t)$.

С помощью изменения вышеуказанных параметров $\gamma_{\text{п}}$ и $\gamma_{\text{и}}$ блоком управления 14 производятся: обеспечение синусоидальной формы выходного

напряжения; регулирование его параметров (амплитуды, частоты и фазового сдвига относительно тока), а также регулирование среднеимпульсной величины $\Psi_{\text{с}}$ однополярного пульсирующего полного потокосцепления трансреактора 11:

$$\Psi(t) = \Psi_{\text{с}} + \Psi_0 \sin(\omega t),$$

где Ψ_0 – амплитуда переменной составляющей потокосцепления.

2. Если для нагрузки переменного тока требуется вид *внешней вольт-амперной характеристики* питающего ее устройства, *соответствующий “источнику тока”* (что соответствует, например, случаю подпитки от устройства автономной сети с компенсирующими конденсаторами или автономной сети с активными нагрузками), то переключатель 17 переводят в противоположное состояние (левое положение пунктирной перемычки на рис.7). В этом случае роль демодулирующего звена (промежуточного накопительного буфера) возлагается не на емкостную фильтровую стойку 9–10, а на трансреактор 11.

При этом в зависимости от полярности выходного напряжения (переменного или постоянного) нарастание (накопление) полного потокосцепления (и энергии) трансреактора 11 производится за счет токов в секциях 12, 13 (по отдельности или сразу в обеих секциях) его основной обмотки. Так как схема мостового коммутатора импульсного преобразователя напряжений имеет зеркально-осевую симметрию, то достаточно рассмотреть работу устройства в указанном режиме только для полупериода одной полярности выходного напряжения $U_{\text{вых}} = U_{4-3}$, а именно – когда потенциал вывода 4 положителен относительно заземленного вывода 3. При этом следует различать два случая: а) случай повышения напряжения, когда $U_{4-3} > 0,5U_{1-2}$ и б) случай понижения напряжения, когда $U_{4-3} < 0,5U_{1-2}$.

2а) Случай повышения напряжения. На первом этапе при включении диагонально расположенных ключей 5 и 8 мостового коммутатора потокосцепление трансреактора 11 нарастает вместе с током в цепи: 1–5–12–23–24–13–8–2, преобразуя энергию источника питания в запасенную электромагнитную энергию трансреактора 11 в течение промежутка времени импульса: $t_{\text{и}} = \gamma_{\text{и}} T_{\text{шим}}$. Затем на втором этапе ключи 5 и 8 выключаются, а включается ключ 16, и потокосцепление приблизительно сохраняется вместе с почти постоянным током в закороченной цепи: 12–23–24–13–16–12 в течение длительности паузы: $\Delta t_{\text{п}} = \gamma_{\text{п}} T_{\text{шим}}$. Затем на третьем этапе включается ключ 28, ключ 5 остается включенным, а ключ 16 выключается, и полное потокосцепление трансреактора частично спадает вместе с токами в цепях: 12–23–4–3–9–5–12; 30–31–32–30 и 13–25–23–24–13 (за счет э. д. с. самоиндукции взаимоиндуктивности и индуктивностей рассеяния) в течение оставшегося от периода $T_{\text{шим}}$ времени:

$$T_{\text{шим}} - t_{\text{и}} - \Delta t_{\text{п}} = (1 - \gamma_{\text{и}} - \gamma_{\text{п}}) T_{\text{шим}}$$

При этом происходит зарядка снабберного конденсатора 25, предотвращающего перенапряжение на выключающемся ключе 16 и возвращающего накопленную при этом дозу энергии обратно в трансреактор при следующем очередном включении ключа 16 (по цепи разрядки: 25–16–12–25). Далее указанные процессы периодически повторяются с периодом $T_{\text{шим}}$ в пределах выполнения условия: $U_{4-3} > 0,5 U_{1-2}$ на данном полупериоде выходного переменного напряжения устройства.

2б) Случай понижения напряжения. На первом этапе при включении ключа 5 мостового коммутатора потокосцепление трансреактора 11 нарастает вместе с током в цепи: 9–5–12–23–4–3–17–9, преобразуя энергию конденсатора 9 и источника в запасенную электромагнитную энергию трансреактора 11 в течение промежутка времени импульса: $t_{\text{и}} = \gamma_{\text{и}} T_{\text{шим}}$. Затем повторяются второй и третий этапы вышеописанного случая повышения напряжения (этапы приблизительного сохранения и спада потокосцепления) с той лишь разницей, что на последнем этапе ключ 5 выключен, а включается вентиль 28 и обеспечивает цепь спада тока: 12–23–4–328–12, минуя конденсатор 9. Далее эти процессы периодически повторяются с периодом $T_{\text{шим}}$ в пределах выполнения условия: $U_{4-3} < 0,5 U_{1-2}$ на данном полупериоде выходного напряжения.

Заключение

Предложены схемотехнические решения для создания унифицированных базовых модулей конверторно-инверторных преобразователей с регулируемыми инверторами синусоидальных токов и напряжений, в частности – с использованием новых (нетрадиционных) принципов: а) накопительно-демодуляторного и б) суммирования пульсирующего и постоянного напряжений. Решения максимально соответствуют критериям-рекомендациям, повторяемым вначале статей данного цикла, защищены приоритетом РФ и могут представлять интерес для широкого круга специалистов в области импульсной силовой электроники и автономных транспортных систем электроснабжения, в частности – ЛА с полностью электрифицированным оборудованием.

Продолжение следует.

Литература

1. 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.

2. 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.

3. С. В. Аверин, Т. В. Анисимова, А. Н. Данилина, В. С. Коныхин, В. В. Крючков, Ю. Г. Следков. Моделирование процессов в трехфазном транзисторном инверторе при возникновении межфазных коротких замыканий. – Практическая силовая электроника, № 3 (43), 2011., С.21–25.

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

5. Патент на полезную модель № 70419, Бюл. № 2 от 20.01.2008г. Трехфазный инвертор напряжения. Резников С. Б., Булеков В. П., Соколов А. И.

6. Патент на полезную модель № 124858, Бюл. № 4 от 10.02.2013г. Многофазный регулируемый инвертор. Резников С. Б., Бочаров В. В., Харченко И. А., Ермилов Ю. В., Коныхин С. Ф.

7. Коныхин 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 ЛА с полностью электрифицированным оборудованием. – Электроника и электрооборудование транспорта, № 2, 2013., С. 2–11.

8. Самоделов А., Игнатов С. Источники питания с цифровым управлением. – Силовая Электроника, № 2, 2012.

9. Резников С. Б., Бочаров В. В., Харченко И. А., Ермилов Ю. В., Лавринович А. В. Импульсные вторичные источники питания с повышенным качеством входных и выходных токов. – Силовая Электроника, № 2, 2013, С. 74–80.

Резников Станислав Борисович, д. т. н., профессор кафедры Теоретической электротехники Московского авиационного института (национального исследовательского университета), 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) 158-4529; e-mail: ihar@mail333.com;

Лавринович Андрей Вячеславович, аспирант кафедры Теоретической электротехники Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7(926) 104-5889; e-mail: rewersion@yandex.ru.

С. В. Аверин, И. М. Коваленко, Д. А. Шевцов

МОДЕЛЬ ДВУХФАЗНОГО ГИБРИДНОГО УНИПОЛЯРНОГО ШАГОВОГО ДВИГАТЕЛЯ ДЛЯ АНАЛИЗА РАБОТЫ СИСТЕМ АВИАЦИОННОЙ АВТОМАТИКИ

S. V. Averin, Kovalenko,
D. A. Shevtsov

В статье представлена SPICE модель двухфазного гибридного двигателя с униполярной конфигурацией обмоток. В предыдущей статье [1] была рассмотрена модель с биполярной конфигурацией обмоток, выведена система уравнений и приведены результаты моделирования. На ее основе была реализована модель шагового двигателя с униполярными обмотками. В статье будут показаны изменения, которые коснулись электрической, а также электромеханической частей модели, выведена система уравнений и приведены результаты моделирования. Приведено как по паспортным данным рассчитать электрическую постоянную момента двигателя.

Ключевые слова: шаговый двигатель, гибридный шаговый двигатель, компьютерное моделирование, SPICE модель.

Model of a two-phase hybrid unipolar stepper motor for the analysis of aviation automation systems

The article presents a SPICE model of the two-phase hybrid stepper motor with unipolar winding configuration. In a previous article [1] we described a model with bipolar winding configuration, derived mathematical equations and showed the simulation results. A model of stepper motor with unipolar winding configuration was created on their basis. This article shows the changes that affected the electrical and electromechanical parts of a model, explains derived system of equations and shows simulation results. In addition the article explains how to calculate stepper motor constant theoretically.

Key words: stepper motor, hybrid stepper motor, computer simulation, SPICE model.

Отличием униполярного шагового двигателя является наличие средней точки в каждой из обмоток (фаз) двигателя. Для вращения вектора магнитного поля поочередно используются разные половины обмоток. Таким образом, вектор магнитного поля можно вращать, не изменяя направления тока в обмотке. Это значительно упрощает схему силового коммутатора, по сравнению с мостовой схемой, необходимой для коммутации обмоток биполярного двигателя. В униполярном двигателе, как правило, средние выводы обмоток подключаются к источнику питания, а начала и концы обмоток к силовым ключам. Это дает возможность использовать вдвое меньшее число силовых ключей и реализовать управление силовыми ключами более простой структурой. Вследствие этого, такой тип двигателей нашел широкое применение. Однако в униполярном двигателе используется другой алгоритм коммутации обмоток и изменяются процессы протекания токов, по сравнению с биполярным двигателем. В статье представлена модель, учитывающая особенности процессов в силовом коммутаторе, управляющем обмотками униполярного шагового двигателя.

При моделировании электронных устройств управления шаговыми двигателями, крайне важно определить момента двигателя с токами обмоток. Далеко не все производители указывают этот параметр в технических параметрах на двигатель. Для определения постоянной момента двигателя достаточно знать момент удержания и обеспечивающий его ток через обмотку. При этом необходимо раз-

личать, какой момент удержания указывался производителем двигателя. Разные производители дают разную информацию. Чаще всего, производители указывают момент удержания для полной обмотки, несмотря на то, что, как правило, униполярный шаговый двигатель используется только с одной запитанной полуобмоткой. Вращающий момент двигателя определяется по формуле:

$$M_{вр} = I \cdot K_M \sin(N_r \theta), \quad (1)$$

где $M_{вр}$ – вращающий момент создаваемый обмоткой, I – ток, протекающий через обмотку, K_M – постоянная момента двигателя, N_r – число пар полюсов ротора, θ – угол поворота вала двигателя.

Известно [3], что максимальный момент создаваемый одной обмоткой двигателя достигается, когда $\sin(N_r \theta)$ (угол между направлением электрического поля статора и магнитным полем ротора) равен единице. Тогда, принимая ток в обмотке за ток удержания, приводимый в технических параметрах производителем, из уравнения (1) получаем:

$$K_M = \frac{M_{уд}}{I_{уд}}, \quad (2)$$

где $M_{уд}$ – момент удержания, указанный в технических данных на двигатель, $I_{уд}$ – ток удержания, указанный в технических данных на двигатель.

В модели двигателя использовано значение K_M , определяемое по формуле (2). Если производитель приводит в данных на двигатель момент удержания при запитанной половине обмотки статора, то полученную постоянную момента двигателя нужно удвоить. Эта

же формула (2) применима и для шагового двигателя с биполярной обмоткой.

Система уравнений униполярной модели шагового двигателя

Для создания математической модели униполярного шагового двигателя необходимо модифицировать систему уравнений, описывающую модель биполярного шагового двигателя, приведенную в [1]. Эквивалентная электрическая схема для одной обмотки униполярного двигателя приведена на рис. 1.

Запишем уравнения баланса напряжений с учетом эквивалентной схемы для каждой полуобмотки, поскольку силовые ключи коммутируют их отдельно [3, 4]:

$$\begin{cases} V_{a1} = \frac{R_{\Phi} I_{a1}}{2} + \left[\frac{d(I_{a1} + dI_{a2})}{dt} \right] \frac{L_{\Phi}}{4} - \frac{K_e \omega}{2} \sin\left(\frac{\pi\theta}{2\theta_s}\right); \\ V_{a2} = \frac{R_{\Phi} I_{a2}}{2} + \left[\frac{d(I_{a2} + dI_{a1})}{dt} \right] \frac{L_{\Phi}}{4} - \frac{K_e \omega}{2} \sin\left(\frac{\pi\theta}{2\theta_s}\right); \\ V_{b1} = \frac{R_{\Phi} I_{b1}}{2} + \left[\frac{d(I_{b1} + dI_{b2})}{dt} \right] \frac{L_{\Phi}}{4} + \frac{K_e \omega}{2} \cos\left(\frac{\pi\theta}{2\theta_s}\right); \\ V_{b2} = \frac{R_{\Phi} I_{b2}}{2} + \left[\frac{d(I_{b2} + dI_{b1})}{dt} \right] \frac{L_{\Phi}}{4} + \frac{K_e \omega}{2} \cos\left(\frac{\pi\theta}{2\theta_s}\right), \end{cases} \quad (3)$$

где R_{Φ} – сопротивление полной обмотки. При рассмотрении индуктивности обмотки, следует учесть, что конструктивно обмотки униполярных двигателей выполняются бифилярно со средним отводом. Таким образом, образуются два индуктивно связанных контура, и в уравнении баланса напряжений следует учитывать связь обмоток. При намотке образуются две последовательно связанные индуктивности при согласном направлении токов. Общая индуктивность контура задается как

$$L_{\Phi} = L_1 + L_2 + 2M, \quad (4)$$

где L_1, L_2 – индуктивность первой и второй половин обмотки; M – взаимоиנדукция полуобмоток.

Коэффициент магнитной связи обмоток:

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}. \quad (5)$$

Если предположить, что связь обмоток идеальна ($K \approx 1$), и индуктивности обеих половин обмоток равны ($L_1 = L_2 = L$), то из (5) вытекает, что:

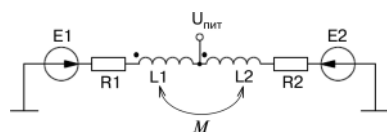


Рис. 1. Эквивалентная схема обмотки униполярного шагового двигателя

$$M = L, \quad (6)$$

Подставив (6) в (4), получим:

$$L_{\Phi} = 4L, \quad (7)$$

или

$$L = \frac{L_{\Phi}}{4}. \quad (8)$$

Таким образом, в уравнениях баланса напряжений для половин обмоток статора появляется коэффициент 1/4. В уравнения введена составляющая, пропорциональная току во второй половине обмотки, вследствие взаимоиндукции между ними. Сама взаимоиндукция определяется через индуктивность полной обмотки согласно формуле (6).

В уравнениях баланса напряжений для половин обмоток постоянная момента двигателя также делится на пополам, поскольку противо-ЭДС создается только половиной витков обмотки. При формировании системы уравнений (9) приняты допущения, описанные в [1]. Все величины заданы в системе СИ, в которой постоянные момента и противо-ЭДС двигателя совпадают.

$$\begin{cases} \frac{d\omega}{dt} = \theta; \\ J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt} + M_{тр} + M_{\Phi.a} \sin\left(\frac{\pi\theta}{\theta_s}\right) + K_d \omega = \sum M; \\ \sum M = \frac{K_e}{2} \left[\cos\left(\frac{\pi\theta}{2\theta_s}\right) (I_{b1} + I_{b2}) - \sin\left(\frac{\pi\theta}{2\theta_s}\right) (I_{a1} + I_{a2}) \right]; \\ V_{a1} = \frac{R_{\Phi} I_{a1}}{2} + \left[\frac{d(I_{a1} + dI_{a2})}{dt} \right] \frac{L_{\Phi}}{4} - \frac{K_e \omega}{2} \sin\left(\frac{\pi\theta}{2\theta_s}\right); \\ V_{a2} = \frac{R_{\Phi} I_{a2}}{2} + \left[\frac{d(I_{a2} + dI_{a1})}{dt} \right] \frac{L_{\Phi}}{4} - \frac{K_e \omega}{2} \sin\left(\frac{\pi\theta}{2\theta_s}\right); \\ V_{b1} = \frac{R_{\Phi} I_{b1}}{2} + \left[\frac{d(I_{b1} + dI_{b2})}{dt} \right] \frac{L_{\Phi}}{4} + \frac{K_e \omega}{2} \cos\left(\frac{\pi\theta}{2\theta_s}\right); \\ V_{b2} = \frac{R_{\Phi} I_{b2}}{2} + \left[\frac{d(I_{b2} + dI_{b1})}{dt} \right] \frac{L_{\Phi}}{4} + \frac{K_e \omega}{2} \cos\left(\frac{\pi\theta}{2\theta_s}\right). \end{cases} \quad (9)$$

где I_{a1}, I_{a2} – мгновенное значение тока в первой и второй половине обмотки фазы А соответственно; I_{b1}, I_{b2} – мгновенное значение тока в первой и второй половине обмотки фазы В соответственно; V_{a1}, V_{a2} – мгновенное значение напряжения питания на первой и второй половине обмоток фазы А соответственно; V_{b1}, V_{b2} – мгновенное значение напряжения питания на первой и второй половине обмоток фазы В соответственно; R_{Φ} – сопротивление обмотки статора; L_{Φ} – индуктивность обмотки статора; K_e – постоянная двигателя [В · с/рад]; θ – угол поворота вала двигателя; θ_s – величина углового шага двигателя; ω – частота вращения вала двигателя; J_{Σ} – суммарный момент инерции ротора двигателя и приведенный момент инерции нагрузки; $\sum M$ – суммарный

вращающий момент, создаваемый обмотками двигателя; K_d — демпфирующий коэффициент [Н · м · с / рад]; $M_{тр}$ — момент сопротивления, приведенный к валу двигателя; $M_{ф.а}$ — амплитудное значение фиксирующего момента.

Уравнение, описывающее электромеханическую часть системы (9), осталось неизменным. Изменения произошли в уравнении, описывающем суммарный вращающий момент. Общий ток фазы, протекавший ранее через всю обмотку, разделен на два независимых тока. Каждый из этих токов, протекая через половину обмотки, создает вращающий момент определенной направленности. Поскольку ток протекает только через половину обмотки, и используется только половина ее витков, в уравнении постоянная момента двигателя делится в каждом слагаемом пополам.

Реализация модели униполярного гибридного шагового двигателя

На рис. 2–4 представлены схемы модели, реализующей систему уравнений (9).

В отличие от модели биполярного двигателя, для моделирования униполярного двигателя требуется реализация простейшего силового коммутатора. В качестве силовых ключей коммутирующих половины обмоток статора использовались модели идеальных ключей S , в качестве обратных диодов в схеме используется модель диода D_{break} . Ключи управляются источниками прямоугольного напряжения V_{pulse} . Связь по току между электрической и электромеханической частью осуществляется через 4 элемента n . Связь между половинами обмоток статора в электрической части модели реализуется элементом K_LINEAR , который представляет собой трансформатор с линейной зависимостью напряженности от индукции, связывающий две индуктивности L_{a1} и L_{a2} для фазы A и второй трансформатор, связывающий L_{b1} , L_{b2} для фазы B . В электромеханической части модели на рис. 3 результирующий вращающий момент на валу получается в результате суммирования четырех моментов, создаваемых токами каждой половины обмоток статора. Блоками элементов $ABM1$ учитывается вращение вала двигателя относительно каждой полуобмотки с учетом только половины числа витков обмотки, создающей суммарный момент и возникающую на половинах обмоток противо-ЭДС. Изменился блок, имитирующий переменное по знаку значение момента трения. Элемент $ABM1$ был заменен на $GLIMIT$ (что позволило устранить операцию деления на ноль, и повысить устойчивость счета) на вход которого подается текущее значение скорости, умноженное на коэффициент усиления, задаваемый (в идеале бесконечно большой) из соображений устойчивости, и ограничиваемый на уровне момента трения T_{load} , заданного в блоке параметров. Текущее значение момента трения

через элемент $DIFF$ вычитается из суммарного момента на валу двигателя.

Результаты моделирования

Результаты моделирования схемы двигателя показаны на рис. 5, 6. На временных диаграммах сверху вниз отображены управляющие напряжения источников прямоугольного напряжения $V1$, $V2$, значения напряжения противо-ЭДС, возникающего на двух половинах обмоток по отдельности, ток протекающий через две половины обмоток фазы A , значение текущей скорости вращения и текущего положения ротора. Временные диаграммы управляющих источников $V3$, $V4$ аналогичны $V1$, $V2$, но сдвинуты на четверть периода вправо.

PARAMETERS:	
Ls	30m Coil inductance (H) of the entire phase
Rs	30 Coil Resistance (Ohm) of the entire phase
freq	100 electrical frequency (Hz) - rotating frequency = freq*step_angle/90 (1/s)
PARAMETERS:	
step_angle	1.8 Angle width of one full step (Degrees)
Vcc	12
k	0.6374 Motor Constant $k = K_e$ (Volt/(rad/s)) = K_t (Newton*Meter/Amp)
PARAMETERS:	
Kd	0.2E-3 Damping coefficient (Newton-Meter/(rad/s))
Jmotor	5.4E-6 Rotational Inertia of motor shaft (Kilogram*Meter^2)
Jload	5.4E-6 Rotational Inertia of Motor Load (Kilogram*Meter^2)
PARAMETERS:	
Td	14.7E-3 Detent Torque (Newton*Meter)
Tload	100E-6 Load torque (Newton*Meter)

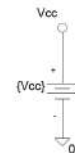


Рис. 2. Блок задания параметров модели униполярного гибридного шагового двигателя

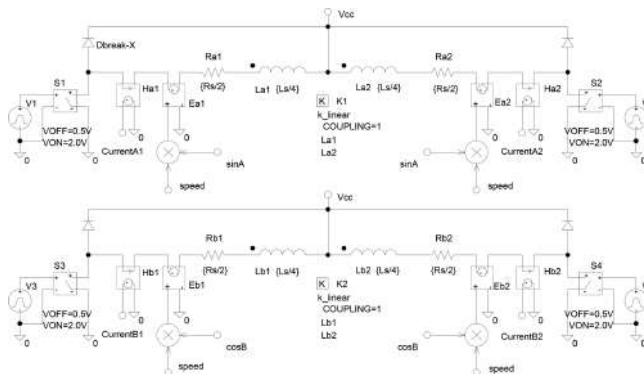


Рис. 3. Реализация электрической части модели униполярного гибридного шагового двигателя

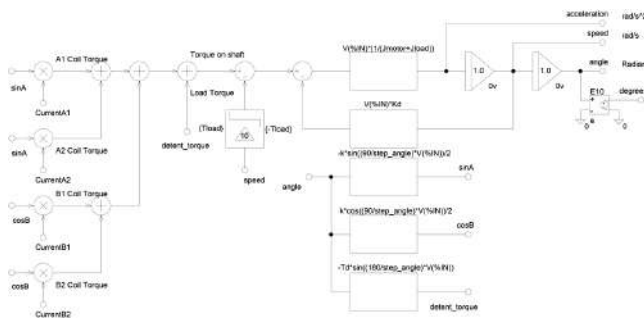


Рис. 4. Реализация электромеханической части модели униполярного гибридного шагового двигателя

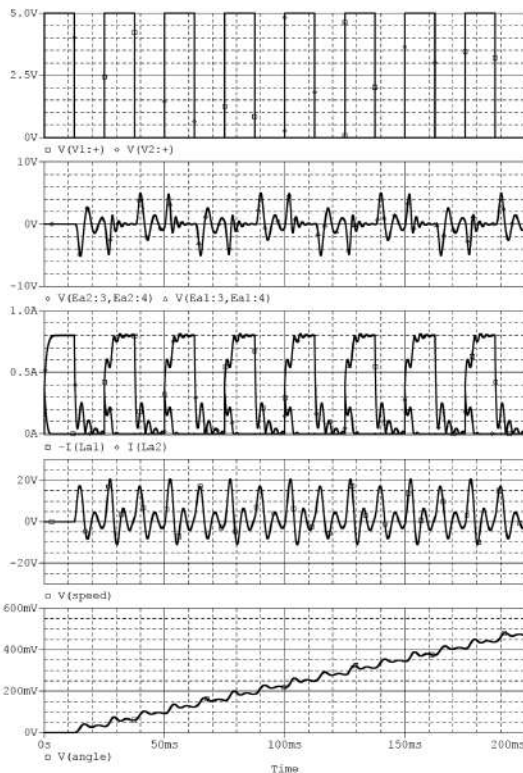


Рис. 5. Результаты моделирования (сверху вниз): управляющие сигналы источников прямоугольного напряжения V1, V2; противо-ЭДС двух половин обмоток фазы А; токи в фазе А; текущее значение скорости вращения ротора; текущее положение ротора

Значения токов в фазе *B* практически идентичны токам в фазе *A*, и поэтому не приводятся. На обеих временных диаграммах режим управления соответствует полношаговому однофазному режиму возбуждения. На рис. 5 заданная скорость вращения двигателя 0,4 оборота в секунду, а в на рис. 6 – 2 оборота в секунду.

Выводы

Разработанная модель позволяет учесть особенности электрических процессов в силовых элементах электронных регуляторов приводов на основе униполярного гибридного шагового двигателя. Разработанную модель можно использовать и для шаговых двигателей на постоянных магнитах. Сравнение результатов моделирования биполярной и униполярной моделей выявило различия в характере напряжений и токов электрической части схемы. Эти различия необходимо учитывать при разработке и выборе электронных компонентов силового регулятора.

Литература

1. С. В. Аверин, В. В. Крючков, И. М. Коваленко, Д. А. Шевцов. Модель двухфазного гибридного

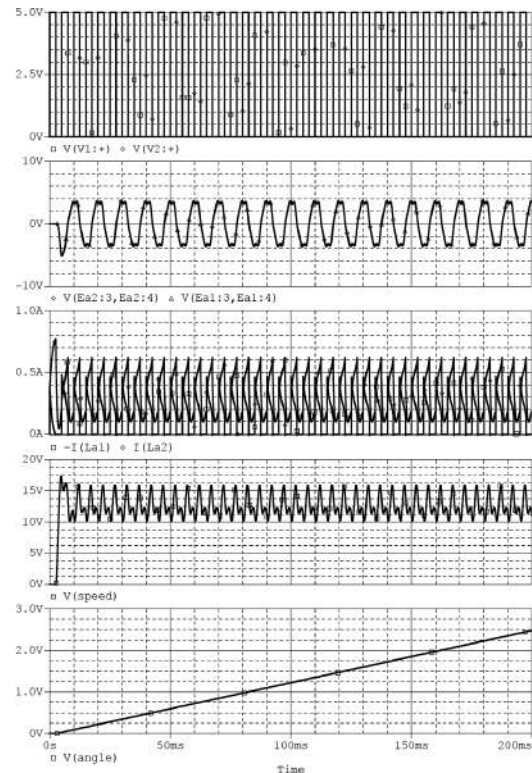


Рис. 6. Результаты моделирования (сверху вниз): напряжения питания источников прямоугольного напряжения V1, V2, V3, V4; противо-ЭДС первой половины обмотки фазы А; токи в фазе А; текущее значение скорости вращения ротора; текущее положение ротора

биполярного шагового двигателя для бортового электропривода следящих систем.

2. М. Г. Чиликин. Дискретный электропривод с шаговыми двигателями. “Энергия”, 1971. 624 с.: илл.

3. Т. Кенно. Шаговые двигатели и их микропроцессорные системы управления: Пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 200 с.: илл.

4. W. Yeadon, A. Yeadon. Handbook of Small Electric Motors – McGraw-Hill, 2001.

5. Acarnely Paul. Stepping Motors. A Guide to Theory and Practice, 4th edition – Institution of Engineering and Technology, 2002.

Аверин Сергей Владимирович, к. т. н., доцент, заведующий кафедрой “Микроэлектронные электросистемы” МАИ, тел.: +7 (499) 158-44-26, e-mail: acb@mai.ru;

Коваленко Иван Михайлович, аспирант кафедры “Микроэлектронные электросистемы” МАИ, тел.: +7(916) 450-33-47, e-mail: toaster849@gmail.com;

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

Г. Н. Гулякович

СЕРВИСНЫЕ СХЕМЫ В МНОГОКАНАЛЬНОМ ИСТОЧНИКЕ ПИТАНИЯ

G. N. Guliakovich

Service Schematics in Multichannel Power Source

В статье рассмотрены сервисные схемы, позволяющие осуществлять контроль состояния, индикацию и управление многоканальными источниками питания любой степени сложности и их реализацию.

Ключевые слова: преобразователь напряжения, многоканальный источник питания, сервисная схема, сервисная плата, силовой модуль, контроль, индикация.

The paper considers service schematics, allowing implement condition monitoring, indication and control of multichannel power sources, and realization of such structures.

Key words: voltage converter, multichannel power source, service scheme, service PCB, power module, monitoring, indication.

Наличие высокоэффективных и малогабаритных преобразователей напряжения (модулей) позволяет проектировать многоканальные источники питания любой сложности. Возможность обеспечить индивидуальным напряжением питания каждую нагрузку делает распределенную структуру многоканальных источников наиболее перспективной. На рис. 1 представлена структурная схема подобного источника, в котором кроме индивидуальных модулей питания имеются и сервисные платы, схемы которых позволяют осуществлять контроль, индикацию и управление такими источниками. При отсутствии команды “Отключение источника” (“КО”) при поступлении на вход первичного напряжения на выходе источника появляются все напряжения. В качестве первичных источников в рассматриваемом примере применяются два источника: бортовая сеть и аккумуляторная батарея.

На рис. 2 представлена сервисная схема определения первичного источника, от которого осуществляется питание многоканального источника и формирование сигналов на отключение модулей. Схема выдает соответствующие сигналы в блок управления и индикацию на переднюю панель (“С”) или (“АБ”). Сигнал в блок управления вы-

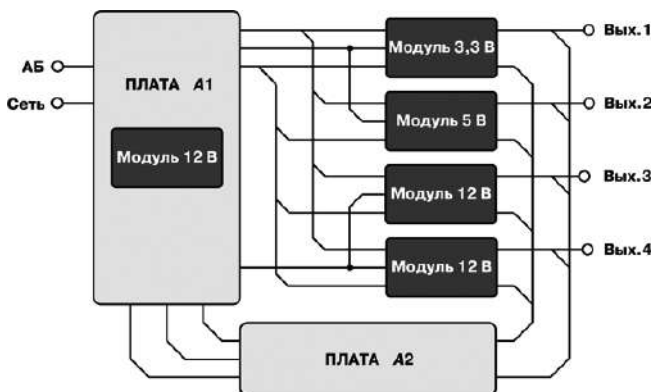


Рис. 1. Структурная схема многоканального источника питания

дается в виде открытого транзисторного перехода коллектор – эмиттер. Индикация – светодиодами. Схема расположена на плате А1. На ней установлен и вспомогательный источник питания сервисных схем (модуль ВМПЗ-2). Это позволило гальванически развязать силовые и сигнальные цепи источника питания.

На рис. 3 представлена схема формирования сигналов АF и SR, а на рис. 4 осциллограммы этих сигналов.

На плате А2 расположена сервисная схема проверки наличия выходных напряжений силовых модулей с выдачей индикации их состояния, сигналов в блок управления и формирование сигналов на отключение модулей при отсутствии хотя бы одного из выходных напряжений силовых модулей. Электрическая схема представлена на рис. 5.

При отсутствии команды “КО” на выключение модулей на выходе системы появляются все выходные напряжения. На передней панели светятся сигнальные диоды “С” и “В”. Свечение диода “Н” на передней панели отсутствует.

Команда на отключение модулей при отсутствии хотя бы одного из выходных номиналов источника выполняется следующим образом. Световой поток диодной части оптрона VT3.2 (рис. 5) поступает на транзисторную часть оптрона VT5.1 (схема рис. 2). Все силовые модули выключаются. Светится диод “С” и “Н”.

При внешней команде на выключение модулей (команда “КО”) световой поток оптрона VT3.1 (схема рис. 5) воздействует на транзисторную часть оптрона VT4.1 (схема рис. 3) в результате чего изменяется состояние сигналов АF и SR а выключение модулей происходит по сигналу оптрона VT3.2 (рис. 5). Светится только диод “С”.

Выбор двух плат вызван чисто из соображений внутренней компоновки источника питания. Внешний вид компоновки многоканального источника представлен на рис. 6.

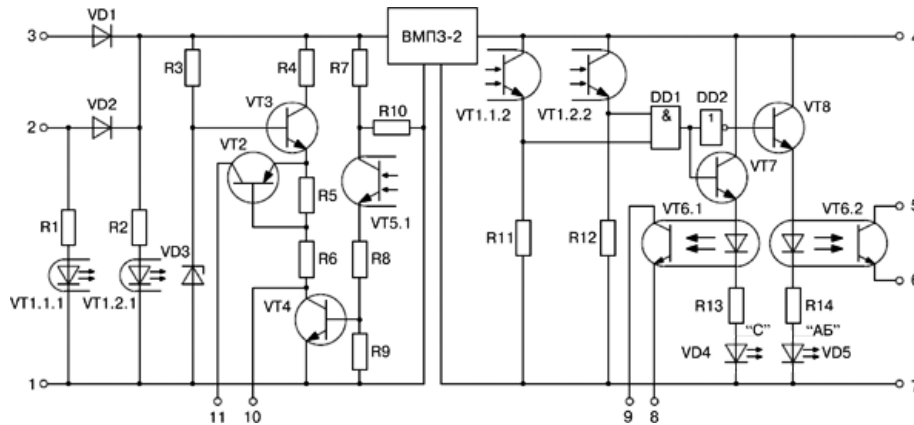


Рис. 2. Схема определения первичного источника и управление отключением модулей:

1 – минус первичного источника, 2 – плюс бортовой сети, 3 – плюс аккумуляторной батареи, 4 – плюс вспомогательного источника, 5–6 – сигнал питания от аккумуляторной батареи, 7 – минус вспомогательного источника, 8–9 – сигнал питания от бортовой сети. 10-1 сигнал отключения модулей подачей минуса первичного источника, 11-1 сигнал отключения модулей положительным сигналом

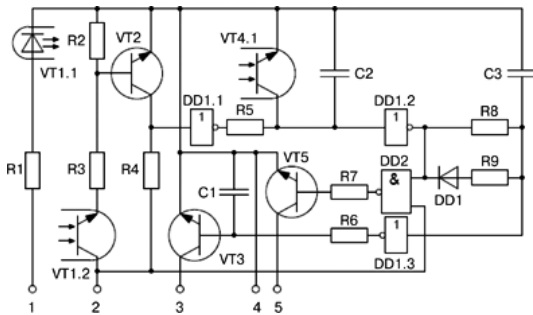


Рис. 3 Схема формирования сигналов AF и SR

(1 – плюс источника 3,3 В; 2- плюс вспомогательного источника питания; 3 – выход сигнала SR; 4- минус вспомогательного источника питания; 5- выход сигнала AF)

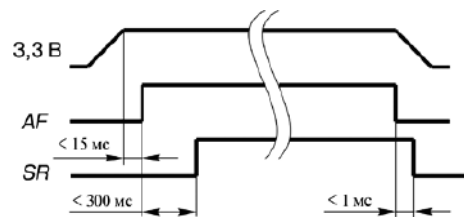


Рис. 4. Осциллограммы сигналов AF и SR

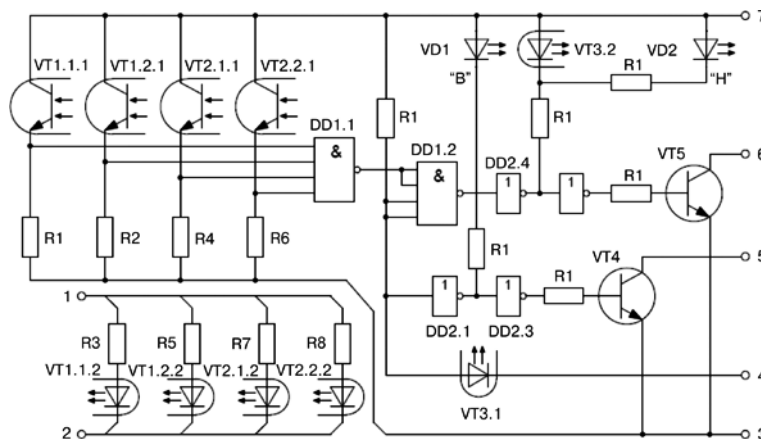


Рис. 5. Схема проверки наличия выходных напряжений, выдачи сигналов неисправности включенного состояния и сигнала на отключение модулей:

1–2 – подключение выходов силовых модулей; 3 – минус вспомогательного источника; 4 – команда отключения модулей; 5 – сигнал модули включены; 6 – сигнал неисправности; 7 – плюс вспомогательного источника

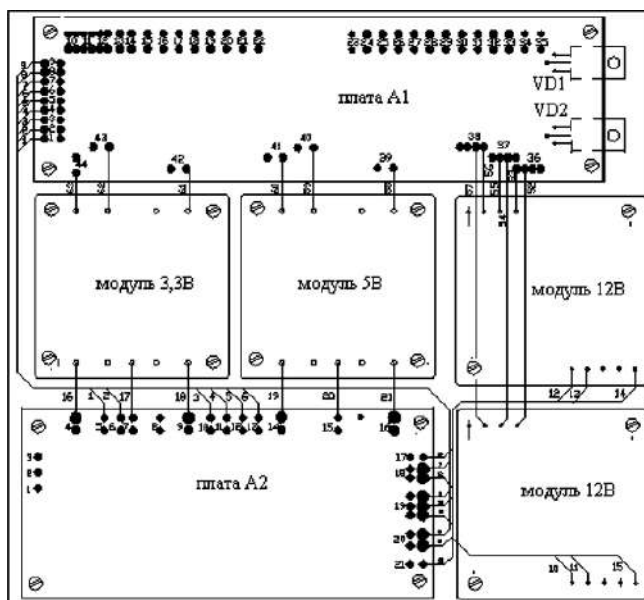


Рис. 6. Внешний вид компоновки узлов многоканального источника питания

По конструкции источник питания прямоугольный с размерами $220 \times 233 \times 25$ мм и съёмной крышкой. По боковым сторонам расположены клиновые зажимы, с помощью которых основание корпуса прижимается к охлаждающей поверхности устройства, в состав которого входит источник питания. Силовые модули закреплены непосредственно к основанию источника. Развязывающие диоды установлены через изоляционную прокладку.

Сервисные платы расположены на стойках, как показано на рисунке 6. Соединение модулей питания и сервисных плат жгутовое. КД на источник питания выпущена в соответствии с требованиями стандартов ЕСКД, ГОСТ РВ 20.39.412-97 и позволяет изготавливать и контролировать их параметры на всех этапах изготовления.

В источнике питания используются модули питания отечественного производства, выпускаемые фирмами ЗАО «НПП»САПФИР-КНС» и ЗАО «ММП-ИРБИС».

Электрические схемы плат выполнены с использованием отечественной элементной базы. В качестве логических элементов использованы микросхемы 564 серии, транзисторы типа 2Т665А9, транзисторные оптроны типа 249КП1, резисторы типа Р1-12, конденсаторы К10-17в и К50-56А, диоды типа 2Д706АС9 и 2Д273ГС, в качестве индикаторов светодиоды 3Л341Б(Г), входные и выходные соединители типа РП15-23.

Литература

1. Букреев И. Н., Горячев В. И., Мансуров Б. М. Микроэлектронные схемы цифровых устройств. 4-е изд., пераб. и дополн. — М. Техносфера, 2009. — 712 с.

Гулякович Георгий Николаевич, д. т. н., ведущий научный сотрудник Института проблем проектирования в микроэлектронике (ИППМ) Российской академии наук.

С. Г. Герман-Галкин, С. Б. Сергеев

ОПЫТ РАЗРАБОТКИ КУРСА ДИСТАНЦИОННОГО ОБУЧЕНИЯ ДИСЦИПЛИНЫ “СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА”

S. G. German-Galkin,
S. B. SergeevExperience in developing e-learning course
in the discipline “Power Electronics”

В статье описан опыт разработки и проведения дистанционного обучения в вузах по дисциплине “Силовая электроника”. Представлен план развития и усовершенствования методов дистанционного обучения для организации совместных образовательных программ (СОП).

Ключевые слова: дистанционное обучение, модели силовых полупроводниковых систем, обучение по сетям Интернет, система дистанционного обучения.

The article describes the experience of developing and conducting distance learning at universities in the discipline “Power electronics”. It presents a plan for the development and improvement of methods of distance learning for the organization of joint educational programs (JEP).

Key words: distance learning, power semiconductor systems models, learning through Internet networks, system of distant learning.

Дистанционное обучение (ДО) определяется как форма организации учебного процесса с использованием сетевых технологий, которая обеспечивает интерактивное взаимодействие удаленных участников образовательного процесса через открытые каналы доступа.

Основными целями при организации дистанционного обучения являются:

- ☞ интенсификация преподавательского ресурса;
- ☞ сохранение и тиражирование педагогического опыта и знаний;
- ☞ охват новых сегментов рынка образовательных услуг;
- ☞ создание специализированных учебных центров инновационного высшего и послевузовского образования [2].

Ключевыми в определении дистанционной формы обучения являются понятия “интерактивное взаимодействие” и “взаимодействие через открытые каналы доступа”.

Свойство интерактивности выражается в том, что в процессе обучения пользователи постоянно получают “реакцию” на свои действия со стороны системы, обеспечивающей проведение качественного дистанционного обучения.

Взаимодействие через открытые каналы доступа выражается в потенциальной возможности прохождения обучения любым пользователем, имеющим подключение к сетям Интернет в любое время и в любом месте.

Структура и содержание курса дистанционного обучения

Иллюстрация методики программного и аппаратного обеспечения курса ДО представлено на рис. 1.

Для реализации ДО необходимо иметь достаточно мощный сервер с быстрыми каналами связи. На этом сервере необходима инсталляция специализированного программного обеспечения

(LMS-Learning Management System), позволяющего управлять процессом ДО [11].

Для создания курсов дистанционного обучения вуз должен иметь специальную авторскую программу (программы) [8], способную создавать совместимый с выбранной LMS контент или разрабатывать учебный материал в форматах, поддерживаемых большинством LMS.

Потребители курса (обучаемые) должны на своем компьютере иметь соответствующее программное обеспечение, совместимое с выбранной LMS [14].

Названное аппаратное и программное обеспечение для реализации ДО требует значительных материальных затрат. Поэтому можно пойти по пути аренды подходящего сервера и программного обеспечения. Такие предложения широко рекламируются в Интернете [13, 14]. Однако на сегодняшний день большинство вузов имеют в своем распоряжении собственные или арендованные Веб-сервера, на которых возможно произвести установку бесплатно распространяемых LMS с открытым кодом [5].

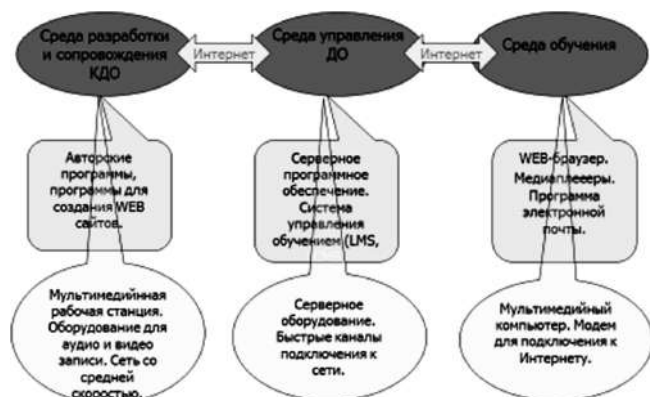


Рис. 1. Структура и содержание курса дистанционного обучения

Существующие программные средства для организации ДО в основном ориентированы на реализацию гуманитарного образования. В них отсутствуют возможности проведения лабораторных работ по техническим дисциплинам. Эти лабораторные работы могут быть реализованы как с использованием удаленного доступа к реальным лабораторным установкам, так и с использованием виртуальных лабораторий [2, 8]. Оба перечисленных способа требуют разработки специализированного программного обеспечения, позволяющего интегрировать эти лаборатории в систему *LMS*.

Следует также подчеркнуть, что курсы дистанционного обучения с трудом вписываются в существующие технологии обучения и администрирования, принятые в вузах по следующим причинам:

- отсутствует методика расчета почасовой нагрузки преподавателей для ДО, что касается и студентов;
- ДО требует наличия специальной административной единицы – деканата дистанционного обучения, которую сложно вписать в существующую административную структуру вузов.

Перечисленные трудности создания ДО в существующем техническом вузе косвенно подтверждаются тем обстоятельством, что такие вузы имеют на своих сайтах только так называемые электронные учебники, которые служат вспомогательным, а иногда и основным, материалом для реализации традиционных методик обучения.

В связи с изложенным на первом этапе разработки курса ДО по дисциплине “Силовая электроника” предлагается концепция, которая опирается на технологию существующего заочного обучения, организация которого в технических вузах достаточно хорошо отработана и проверена практикой.

Сайт дистанционного обучения “Студент”

Проект сайта дистанционного обучения по курсу “Компьютерная среда *Matlab-Simulink* в исследовании полупроводниковых и электромеханических систем” разработан для студентов соответствующих специальностей технических вузов, дипломников, аспирантов, слушателей курсов повышения квалификации, инженеров-разработчиков, а также преподавателей, желающих использовать современные компьютерные технологии при разработке учебно-методических программ и комплексов.

Сайт включает следующие разделы (рис. 2):

1. Лекционно-практический материал.
2. Виртуальные лабораторные работы.
3. Модели.

Лекционно-практический материал включает 10 лекций (рис. 3). Лабораторный практикум состоит из 10 виртуальных лабораторных работ (рис. 4). Оба эти раздела снабжены многочисленными моделями схем [11], реализованными в среде *Matlab-Simulink* [7].

Управление обучением осуществляется преподавателем по сети Интернет с организацией обычных консультаций, зачета и экзамена. Желательно для оперативности и наглядности процесса обучения использовать *Skype*.

Файлы с моделями не размещаются на сайте, они пересылаются студенту по его запросу, что позволяет преподавателю отслеживать работу студента. Лабораторные работы подлежат обязательному выполнению в объемах и в сроки, установленными графиком учебного процесса.

При такой организации ДО отпадает необходимость в дорогостоящем программном обеспечении и в создании специальных организационных структур.

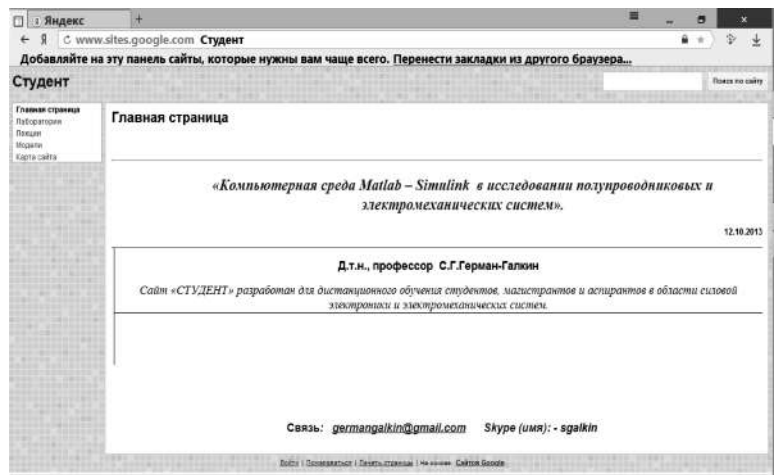


Рис. 2. Сайт дистанционного обучения “Студент”

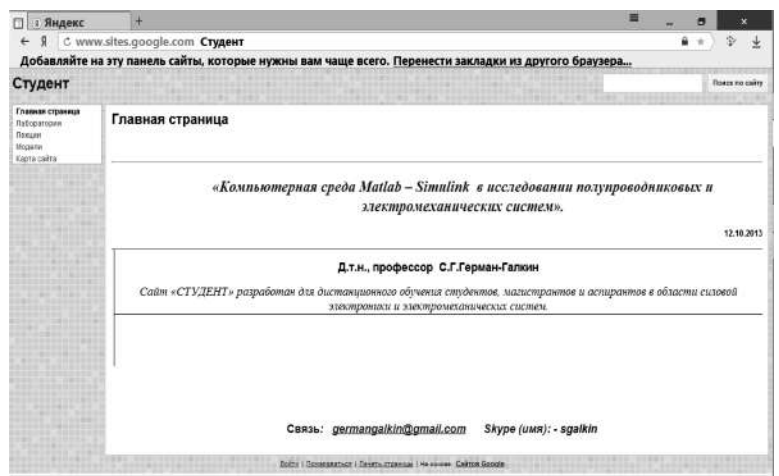


Рис. 3. Лекционно-практический материал

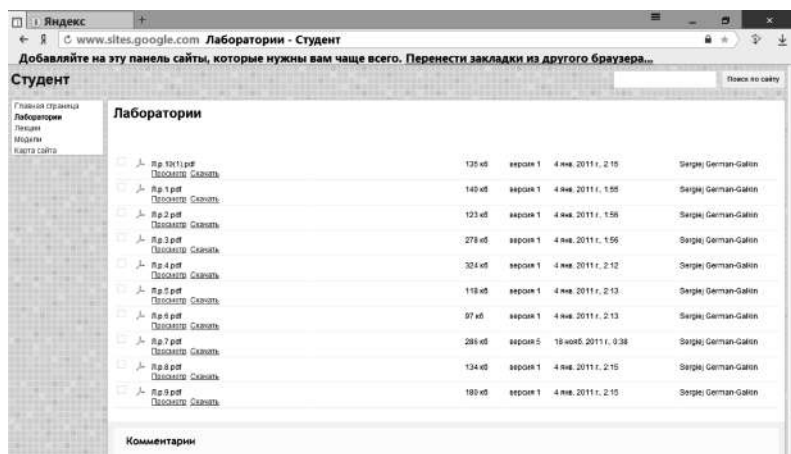


Рис. 4. Лабораторные работы сайта

тур в вузе. При этом не нарушается “живая” связь между преподавателем и студентом.

Разработка моделей силовых полупроводниковых систем

Создание обучающих программ с применением современных компьютерных технологий для рассматриваемого курса наиболее полно реализуются в среде *Matlab-Simulink* [13]. При этом компьютерные модели в зависимости от решаемой задачи разделяются на несколько уровней:

1. Уровень, использующий рабочее пространство *Matlab* и его расширений (*Toolboxes*).
2. Структурный уровень, базирующийся на математическом описании и использующий структурные блоки пакета *Simulink* и его расширений (*Blocksets*).
3. Виртуальный уровень, использующий маскированные блоки пакета *Sim Power System*.
4. Имитационные лабораторные стенды, которые разрабатываются с использованием графического интерфейса пользователя (*GUI*).

Структурные модели строятся на основе математического описания динамических систем. При этом полупроводниковый преобразователь описывается непрерывным нелинейным звеном. В основе такого математического описания электромагнит-

ных процессов лежат методы “гладкой составляющей” [1] и пространственного вектора [9]. В пакете *Simulink* имеется полный набор блоков, позволяющих реализовать любую структурную модель. Замена импульсной и цифровой частей эквивалентными непрерывными блоками позволяет получить динамические характеристики, которые можно рассматривать как эталонные.

Структурные модели силовых полупроводниковых преобразователей

В качестве примера ниже рассмотрена структурная схема активного выпрямителя (АВ) (рис. 5). В этой схеме преобразователь с одной стороны подключен к трехфазной сети переменного тока с напряжением \bar{U}_1 через дроссель, с другой – к цепи постоянного тока с фильтром.

Со стороны сети математическое описание АВ может быть представлено в виде:

$$\bar{U}_1 = \bar{E}_{01} + L \frac{d\bar{i}_1}{dt} + r\bar{i}_1 + jx\bar{i}_1, \tag{1}$$

где \bar{U}_1 – результирующий вектор напряжения сети; \bar{E}_{01} – результирующий вектор противо-ЭДС активного выпрямителя по первой гармонике; r, x – активное и реактивное сопротивление, учитывающие сопротивление источника, дросселя и двух проводящих полупроводниковых приборов АВ.

По отношению к сети переменного тока выпрямитель генерирует ЭДС, первая гармоника (гладкая составляющая) которой равна [6]:

$$\bar{E}_{01} = \frac{m u_d}{2} e^{j\varphi_m}, \tag{2}$$

где u_d – напряжение в звене постоянного тока; m – коэффициент модуляции; φ_m – фаза напряжения модуляции по отношению к напряжению сети.

В синхронно вращающейся системе координат (x – вещественная ось) и (y – мнимая ось) при совмещении вещественной оси с вектором напряжения сети уравнения (1,2) запишутся в виде:

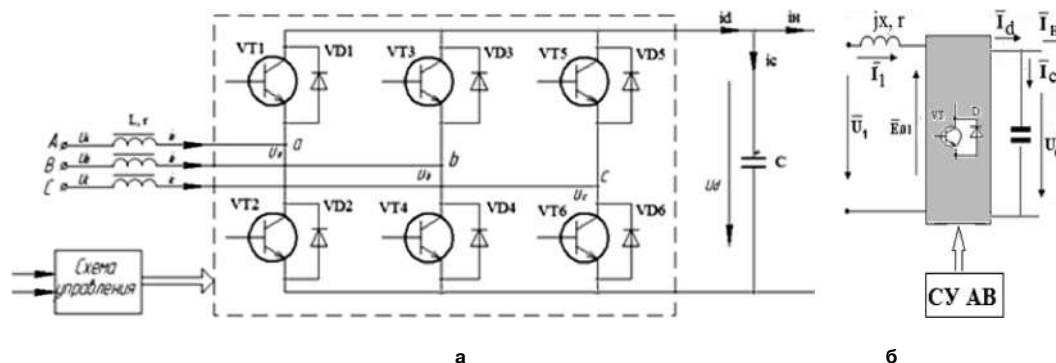


Рис. 5. Принципиальная (а) и функциональная (б) схемы АВ

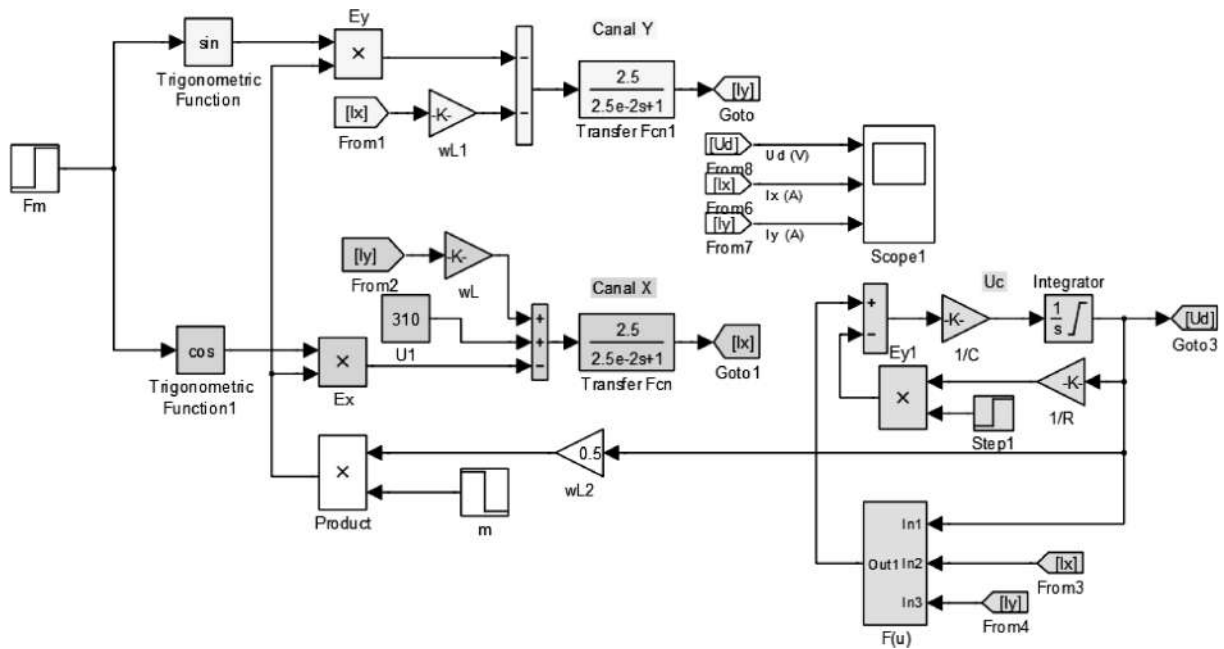


Рис.6. Структурная модель АВ

$$\begin{aligned}
 U_x = U_1 &= E_x + L \frac{di_x}{dt} + ri_x - xi_y; \\
 0 &= E_y + L \frac{di_y}{dt} + ri_y + xi_x; \\
 E_x &= \frac{mu_d}{2} \cos \varphi_m; \\
 E_y &= \frac{mu_d}{2} \sin \varphi_m.
 \end{aligned}
 \tag{3}$$

Для полного описания АВ систему уравнений (3) следует дополнить уравнением энергетического баланса между сетью и нагрузкой и уравнением Кирхгофа в цепи постоянного тока:

$$\begin{aligned}
 \frac{3}{2} U_1 i_x &= u_d i_d + \frac{3}{2} r (i_x^2 + i_y^2) \\
 C \frac{du_d}{dt} &= i_d - i_H = i_d - \frac{u_d}{R},
 \end{aligned}
 \tag{4}$$

где C, R – емкость конденсатора фильтра и сопротивление нагрузки.

Полное математическое описание, выраженное уравнениями (3, 4), свидетельствует о том, что АВ представляет собой существенно нелинейную динамическую систему. Возможности аналитического исследования такой системы существенно ограничены, но представленное математическое описание позволяет построить структурную модель АВ, на которой можно исследовать его динамические свойства.

Такая модель, построенная в пакете *Simulink*, представлена на рис. 6.

Модель содержит два канала определения токов, составленных по уравнениям (3) (*Canal_X*, *Canal_Y*), в блоке U_c вычисляется напряжение на выходе АВ по второму уравнению (4), в блоке $F(u)$ вычисляется ток i_d по уравнению (4). Блоки $m, F_m, Step1$ задают время и величину изменения коэффициента модуляции, фазы модуляции и сопротивления нагрузки. Результаты моделирования приведены на рис. 7, где показаны переходные процессы напряжения на выходе, активного I_x и реактивного I_y тока в сети от времени при скачкообразном изменении нагрузки.

Основой функциональной модели является логика работы устройства, которая, как правило, содержит нелинейные элементы. Функциональные модели используются для моделирования элементов силовой электроники при исследовании динамики систем, представленных структурными моделями. В этом случае отпадает необходимость в замене силового преобразователя эквивалентным апериодическим звеном или звеном запаздывания.

Виртуальные модели – это маскированные блоки устройств силовой электроники, помещенные в библиотеки пакета расширения *Sim Power System*. Использование виртуальных моделей при исследовании динамики мехатронных систем позволяет сравнить их со структурными моделями и показать студенту возможности среды *Matlab-Simulink* в проектировании систем. Представление результатов моделирования этих моделей осуществляется также путем записи результатов моделирования в рабочее пространство *Matlab* с их последующей программной обработкой.

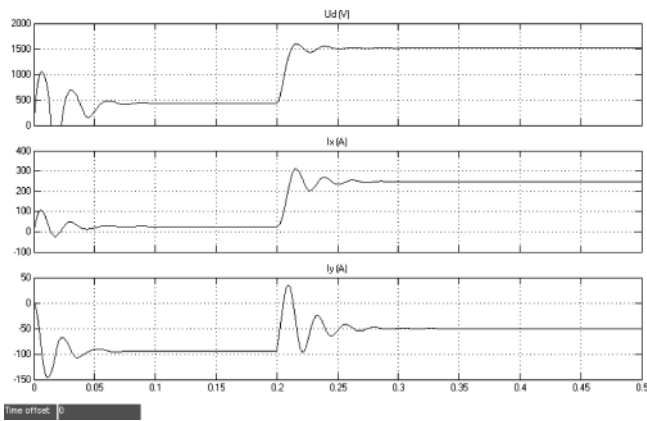


Рис. 7. Переходные процессы в АВ при изменении сопротивления нагрузки R от 30 до 10 Ом, при постоянных $\varphi_m = -1,5$; $m = 1,0$

Виртуальные модели силовых полупроводниковых преобразователей

В качестве следующего примера рассмотрена виртуальная лабораторная установка для исследований корректора коэффициента мощности (ККМ), выполненного на базе импульсного повышающего регулятора постоянного напряжения (рис. 8) [10]. Модель ККМ содержит силовые блоки, блоки управления, блоки измерения и блоки передачи сигналов внутри модели и в рабочую область Matlab. В системе управления транзистором реализован регулятор $T_{I_d^*}$ [6].

Однофазный двухполупериодный выпрямитель (Universal Bridge) запитывается от однофазно-

го источника синусоидального напряжения (АС), сопротивление r_0 включено для измерения тока в сети. В блоке Subsystem1 вычисляются:

- средний ток дросселя,
- среднее напряжение нагрузки,
- средний ток нагрузки,
- амплитуда тока сети,
- действующий ток нагрузки,
- действующее напряжение на выходе выпрямителя.

Эти значения передаются в рабочую область Matlab блоком To Workspace для вычисления и построения характеристик.

Для визуализации мгновенных значений напряжения и тока в сети используется блок Scope. На рис. 9 показаны эти процессы, которые свидетельствуют о том, что ток сети по форме близок к синусоиде и совпадает по фазе с напряжением сети.

Для построения основных характеристик в относительных величинах служит программа, помещенная в листинге 1. В качестве основных характеристик рассчитаны зависимости относительного напряжения на выходе (U_{pu}), относительных мощностей в сети (P_s_{pu}), на выходе выпрямителя (P_d_{pu}) и на выходе всего преобразователя (P_{pu}) от относительного тока нагрузки (I_{pu}).

В качестве базовых единиц при расчете приняты: базовое напряжение: $U_b = 2U_m/\pi$, базовый ток: $I_b = U_b/r$, базовая мощность: $P_b = U_b/I_b$.

Нагрузочная и энергетические характеристики ККМ показаны на рис.10. Для получения этих

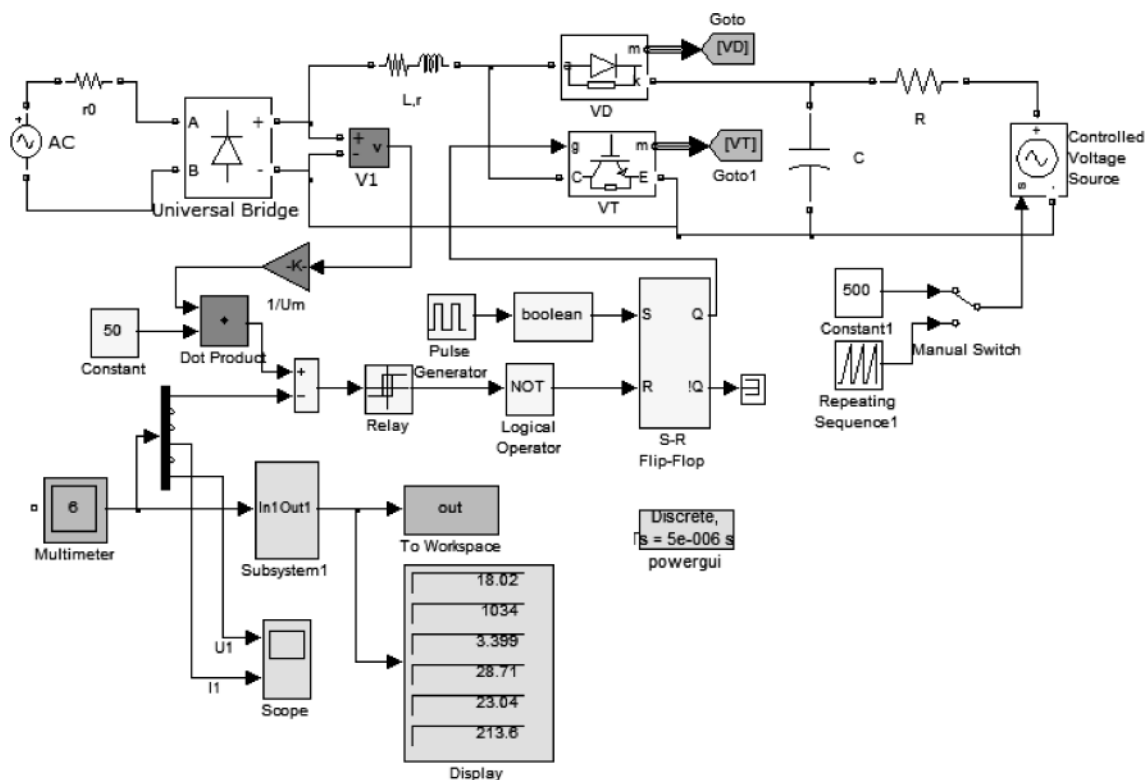


Рис.8. Виртуальная модель ККМ

характеристик во всем диапазоне изменения тока нагрузки преобразователя в модели переключатель Manual Switch устанавливается в нижнее положение. В блоке Repeating Sequence1 формируется линейно изменяющийся сигнал, при этом скорость изменения сигнала подбирается достаточно низкой, чем и достигается установившийся режим работы преобразователя при различном токе нагрузки.

Нагрузочная характеристика свидетельствует о том, что при рассмотренном алгоритме управления ККМ представляет собой источник напряжения, “жесткость” которого возрастает с увеличением тока нагрузки. Энергетические характеристики показывают, что коэффициент полезного действия ККМ увеличивается с увеличением тока нагрузки.

Спектральный состав тока в сети представлен на рис. 11, откуда видно, что отношение действующего значения всех высших гармоник к действующему значению первой гармоники (ТНД) составляет величину 4,68%.

Имитационный лабораторный стенд представляет собой проект, состоящий из значительного количества взаимосвязанных файлов, разработанных в среде *Matlab-Simulink* с использованием графического интерфейса пользователя.

Разработка имитационного лабораторного стенда требует много времени, но значительно облегчает выполнение лабораторной работы студента. Такие стенды полностью имитируют реальные лабораторные установки и могут быть рекомендованы в курсах, где не требуется изучения вопросов моделирования.

Листинг 6.2.1.

```

Ub=310*2/pi; r=0.4; Ib=Ub/r;%Параметры регулятора

I0d=out(:,1);%Считывание значений среднего тока дросселя
U=out(:,2);%Считывание значений выходного напряжения
I=out(:,3);%Считывание значений выходного тока
I1=out(:,4);%Считывание значений амплитуды тока сети
Id=out(:,5);%Считывание действующего тока дросселя
Ud=out(:,6);%Считывание действующего напряжения на выходе
% выпрямителя

%Расчет относительных значений
I0dpu=I0d./Ib; Upu=U./Ub; Ipu=I./Ib; I1pu=I1./Ib;
Idpu=Id./Ib; Udpu=Ud./Ub;
U0dpu=1; Ppu=Upu.*Ipu; Pdpu=I0dpu.*U0dpu;
P1pu=pi*I1pu./4;

subplot(2,1,1);%Построение электромагнитных характеристик
plot(Ipu,Upu,Ipu,0);
grid on;
xlabel('I (p.u)');
ylabel('U (p.u)');
legend('U (p.u)', 'Location', 'Best');

subplot(2,1,2);%Построение энергетических характеристик
plot(Ipu,Ppu,Ipu,Pdpu,Ipu,P1pu,Ipu,0);
grid on;
xlabel('I (p.u)');
ylabel('P (p.u) Pd (p.u) P1 (pu)');
legend('P (p.u)', 'Pd (p.u)', 'P1 (pu)', 'Location', 'Best');

```

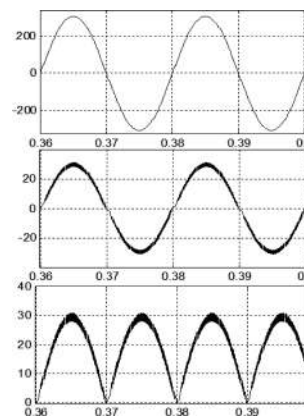


Рис. 9. Электромагнитные процессы напряжения в сети, тока в сети и тока дросселя в ККМ

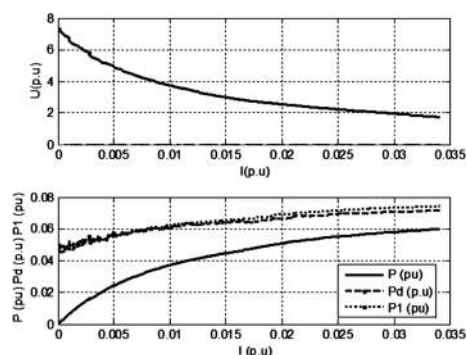


Рис. 10. Нагрузочная и энергетические характеристики ККМ

Концепции дальнейшего развития дистанционного обучения

1. Расширение контингента обучающихся с включением в процессы ДО студентов других кафедр технических вузов (СОП) и специалистов курсов повышения квалификации.
2. Разработка, модернизация и реализация более совершенных систем ДО на основе полученного опыта для более широкого их применения в вузах различного профиля.
3. Создание совместных образовательных программ путем обобщения и обмена опытом преподавателей вузов, в том числе различных государств.

Заключение

Рассмотренный курс ДО “Моделирование в мехатронике” реализован в БГТУ (ВОЕНМЕХ), г. Санкт-Петербург с 2006 по 2013 уч. г.

Дистанционные курсы по дисциплинам “Основы судовой электротехники” и “Электрические машины и судовые электромеханические системы” для специальностей “Эксплуатация судовых электроэнергетических систем” и “Диагностика и ремонт судовых электроэнергетических систем” разработаны и апробированы в Морской Академии

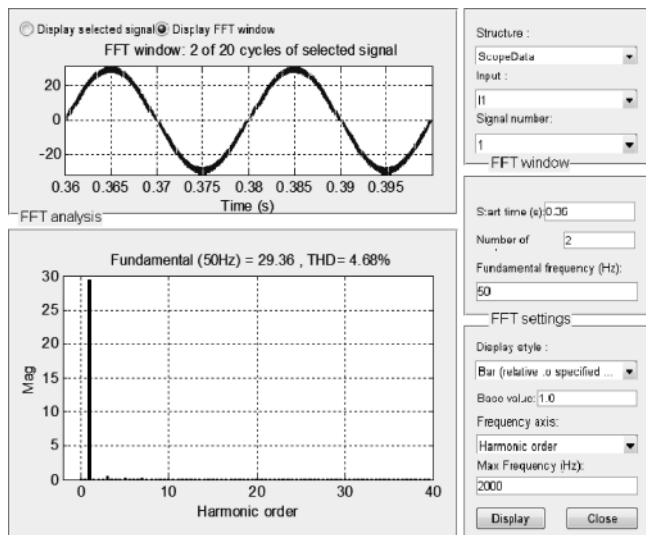


Рис. 11. Ток в сети ККМ и его спектр

г. Щецин (Польша). Эти разработки проведены в рамках программы Европейского союза “Развитие и расширение технического образования в Морской Академии в 2012 г.” [17, 18].

Накопленный опыт работы с системой ДО позволяет сделать следующие выводы.

1. Дистанционное обучение создает комфортную конкурентную среду среди студентов.

2. Студенты с желанием работают в среде *Matlab-Simulink* и общаются с преподавателем посредством сети Интернет.

3. Разработка и отладка одной модели по представленному образцу и проведение модельного эксперимента с получением требуемых характеристик занимают у студента в среднем три академических часа.

4. Взаимодействие со студентами посредством Интернета (пересылка файлов, пояснения и консультации, включая общение в *Skype*) занимают у преподавателя в среднем 0,5 академического часа на одного студента по одной лабораторной работе.

5. При рассмотренном подходе к организации ДО затраты университета минимальны, однако при этом планируемая почасовая нагрузка на преподавателя, особенно при большом количестве студентов, увеличивается по сравнению с аналогичным традиционным курсом обучения.

Литература

1. Булгаков А. А. Новая теория управляемых выпрямителей. М.: Наука, 1970.
2. Герман-Галкин С. Г. Некоторые вопросы создания компьютерных обучающих курсов электротехнического цикла // *Exponenta pro.* – 2003. № 1.
3. Герман-Галкин С. Г. Разработка курса дистанционного обучения // *Моделирование в мехатронике / Новые*

технологии и формы обучения. СПб. Изд. СЗТУ. – 2007, вып. 7.

4. Герман-Галкин С. Г. Создание виртуальных лабораторий в среде *Matlab – Simulink* // *Силовая электроника.* – 2008, № 2.

5. Герман-Галкин С. Г., Ю.В., Загашивили, М.С. Клещенко, Концепция дистанционного обучения на кафедре “Мехатроника и робототехника” // *Мехатроника, автоматизация и управление.* – 2011, № 2.

6. Герман-Галкин С. Г. Виртуальные лаборатории полупроводниковых систем в среде *Matlab – Simulink.* – М.: Лань. 2013. – 450 с.

7. Гультяев А. К. *Macromedia AUTHORWARE 6.0.* Разработка мультимедийных учебных курсов. – СПб.: Корона принт, 2002. – 399 с.

8. Гультяев А. К. *Web-дизайн от Macromedia. Flash 5.0.* – Санкт-Петербург: Корона принт, 2002. – 475 с.

9. Ковач К. П., Рац И. *Переходные процессы в машинах переменного тока / Пер. с нем. М.-Л.: Госэнергоиздат,* 1963. – 456 с. 10.

10. Сергеев Б. С. *Схемотехника функциональных узлов источников вторичного электропитания.* – М.: Сов. Радио, 1992. – 224 с.

11. *Создание Web-страниц и Web-сайтов. Самоучитель.* Под ред. В.Б. Комягина, В.Н. Печникова. – М.: Триумф, 2002. – 490 с.

12. Хортон У., Хортон К. *Электронное обучение: инструменты и технологии.* – М.: “КУДИЗ-ОБРАЗ”, 2005. – 640 с.

13. Сообщество пользователей *Matlab* и *Simulink* [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://matlab.exponenta.ru/>, свободный.

14. *Distance-Learning Remote Laboratories using LabVIEW* [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/3301>, свободный.

15. *William Rice, Susan Smith Nash, Moodle 1.9 Teaching Techniques.* Olton: Packt Publishing, 2010. – 195 p.

16. *Виртуальные лабораторные работы по электроприводу.* – Режим доступа: <https://toe.umi.ru>

17. *Podstawy Elektrotechniki i Elektroniki. Witryna Internetowa. Kurs nauczania zdalnego dla studentow Akademii Morskiej w Szczecinie. Projekt Unii Europejsko „Rozwoj i promocja kierunkow technicznych w Akademii Morskiej w Szczecinie, 2012, https://sites.google.com/site/Podstawy elektrotechniki.*

18. *Maszyny Elektryczne i Napody. Witryna Internetowa. Kurs nauczania zdalnego dla studentow Akademii Morskiej w Szczecinie. Projekt Unii Europejsko Rozwoj i promocja kierunkow technicznych w Akademii Morskiej w Szczecinie, 2012. https://sites.google.com/site/Maszyny elektryczne.*

Герман-Галкин Сергей Германович, д. т. н., профессор, Морская академия, Институт судовой автоматики и электротехники, Щецин, Польша, тел.: (1048) 91 487 87 82, e-mail: gsg@yandex.ru;

Сергеев Борис Сергеевич, д. т. н., профессор кафедры “Электрические машины” Уральского государственного университета путей сообщения (УрГУПС), тел.: (343) 370-32-27, +7(912) 207-52-10, e-mail: sergeew@uralmail.com.