

**Главный редактор**

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

**Заместитель Главного редактора**

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

**Редакционный совет**

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Подписано в печать 03.03.2013. Тираж 500 экз.

**Адрес редакции:**

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

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

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

**Содержание**

*А. В. Лукин*

Анализ перспектив развития источников питания AC-DC ..... 2

*Ю. Н. Либенко*

“Полузаказные” системы вторичного электропитания ..... 4

*Г. С. Мыцык*

О структурировании процедуры проектирования новой техники и о контроле результатов проектирования на адекватность..... 12

*Е. В. Машуков, К. В. Куликовский, Г. М. Ульященко, Д. А. Шевцов*

Проблемы ликвидации аварийных дуговых разрядов в авиационных системах электроснабжения..... 17

*Л. И. Цытович, М. М. Дудкин, О. Г. Брылина, А. В. Тюгаев*  
Интегрирующие интервало-кодовые устройства синхронизации для ведомых сетью вентильных преобразователей..... 20

*Г. А. Белов, Г. В. Малинин, Ю. М. Семенов*

Усредненные структурные динамические модели инвертирующего импульсного преобразователя..... 28

*В. П. Лазарев, Е. А. Карпенко*

Управляемый LED driver ..... 36

*Д. А. Шевцов, И. С. Турченко*

Моделирование рабочих и аварийных режимов в регулируемом выпрямительном устройстве на основе управляемого однообмоточного дросселя насыщения ..... 39

*Д. О. Варламов, В. Г. Еременко, А. А. Лавриков*

Моделирование устройства балансировки с рассеивающими резисторами для литий-ионной аккумуляторной батареи ..... 43

*С. В. Федоров, А. В. Бондарев, Ф. К. Яппаров*

Анализ гармонического состава выходного напряжения непосредственных преобразователей частоты..... 48

*Ю. М. Иньков, Я. А. Бредихина, Т. Н. Фадейкин*

Потери мощности в конденсаторах фильтра управляемого выпрямителя электроподвижного состава... 51

А. В. Лукин

## АНАЛИЗ ПЕРСПЕКТИВ РАЗВИТИЯ РЫНКА ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ AC-DC

А. В. Лукин

AC-DC Power Sources Market Development Prospects Analysis

*В статье проведен анализ рынка источников питания AC-DC различного назначения и показано, что в ближайшем будущем этот рынок будет иметь устойчивый рост практически во всех сегментах.*

*Ключевые слова: источник питания AC-DC, рынок источников питания, сегмент рынка, прогноз, перспективы, новые полупроводниковые материалы.*

*The paper performs an analysis of various applications AC-DC power sources market and proves its steady growth practically in all segments in the nearest future.*

*Key words: AC-DC power source, power sources market, market segment, forecast, prospects, new semiconductor materials.*

Предполагается, что рынок встроенных источников питания AC-DC в течение последующих пяти лет будет существенно расти. При этом, в стоимостном отношении он вырастет с 20 млрд. долларов в 2013 г. и до 26,8 млрд. долларов в 2018 г., при совокупных темпах годового роста 6%. Ожидается, что за счет традиционных устройств, таких как средства связи, компьютеры, промышленное оборудование, а также целого ряда появляющихся новых, рынок встроенных источников питания AC-DC в перспективе останется устойчивым.

В отличие от устойчивого роста, наблюдавшегося в течение нескольких последних лет, предполагаемые для этого рынка совокупные темпы роста 6% являются результатом динамического сочетания определенных тенденций, включая ожидаемый в ближайшем будущем спад большого и в течение долгого времени доминирующего рынка источников питания для настольных компьютеров и большого количества быстро развивающихся новых устройств, появившихся в последнее время.

Эти тенденции в течение ряда последующих лет дадут производителям целый ряд новых возможностей, поскольку традиционный рынок источников питания для настольных компьютеров составляли устройства всего с несколькими значениями коэффициента формы и диапазонами мощностей. Напротив, предполагается, что новые устройства будут создаваться для самых различных диапазонов мощностей, коэффициентов формы, типов конструкции и моделей корпусов.

Полученные прогнозы основаны на подробном количественном анализе сорока одного устройства, которые были разделены на восемь категорий: средства связи, компьютеры, твердотельные осветительные устройства, медицинское оборудование, устройства военного/аэрокосмического назначения, бытовые приборы, а также интеллектуальные электросети [1].

Предполагается, что в прогнозируемый период сегмент источников питания средств связи будет наибольшим в стоимостном отношении. Он будет определяться устройствами для сектора бытового оборудования в жилых помещениях, который выделяется в отдельный по стоимости рынок. Однако, в прогнозируемый период этот сегмент в стоимостном отношении ожидает некоторый спад, по сравнению с быстро развивающимися сегментами рынка источников питания для промышленного оборудования и твердотельных осветительных устройств.

Ожидается, что сегмент твердотельных осветительных устройств будет развиваться наиболее быстро как в количественном, так и в стоимостном отношении, и обеспечит наилучшие перспективы для рынка встроенных источников питания. Фактически, осветительные устройства общего применения, по прогнозам, обеспечат в прогнозируемый период наиболее быстрые реализации возможностей для производителей.

Источники питания для устройств интеллектуальных электросетей, включая интеллектуальные счетчики электроэнергии, зарядные устройства для электрических подвижных объектов, а также интеллектуальные бытовые приборы по прогнозам образуют наиболее быстрорастущий рынок. Наибольшая концентрация ожидается в области потребления электроэнергии, особенно интеллектуальных счетчиков электроэнергии. Несмотря на то, что сегмент интеллектуальных электросетей в настоящее время находится в ведении другой отрасли, предполагается, что начнет действовать целый ряд факторов, которые обеспечат хорошие возможности производителям коммерческих источников питания.

Одним из наиболее интересных выводов является то, что рост трех развивающихся сегментов рынка – интеллектуальных электросетей, твердотельных

осветительных устройств и систем диспетчеризации инженерного оборудования зданий – будет втрое быстрее, чем рост сегментов традиционных устройств, включающих средства связи, компьютеры, промышленное и медицинское оборудование, а также устройства военного/аэрокосмического назначения и бытовые приборы.

Маломощные встроенные источники питания по прогнозу будут составлять в количественном отношении все более значительную часть рынка в течение всего прогнозируемого периода. Фактически ожидается, что к 2018 году доля встроенных AC-DC источников питания мощностью менее 300 Вт составит 90% от общего количества рынка встроенных источников питания.

С учетом развивающихся областей, включающих в себя интеллектуальные электросети, твердотельные осветительные устройства и системы диспетчеризации инженерного оборудования зданий, начинает действовать ряд движущих сил, открывающих новые возможности для производителей источников питания. К числу областей, которым необходимо уделить пристальное внимание, следует отнести прогресс технологий, компонентов и материалов, в особенности, новым полупроводниковым материалам, например карбид кремния (*SiC*) и нитрид галлия (*GaN*). Предполагается, что появление этих материалов в последующие годы окажет существенное влияние на рынок источников питания.

Несмотря на большой объем, сегмент бытовых устройств для производителей источников питания будет одним из наименее привлекательных. Ожидается, что в течение прогнозируемого периода этот рынок с огромным количеством разнообразных устройств будет одним из самых крупных в количественном отношении, но останется одним из самых незначительных в стоимостном отношении. Вследствие того, что его основу составляют маломощные и дешевые источники питания, этот сегмент зависит от дешевой продукции, относящейся к другому сектору, при необходимости производства больших объемов продукции, требуемой на потребительском рынке.

Одну из долгосрочных угроз отрасли встроенных источников питания AC-DC представляет дальнейшее развитие устройств и зданий, питаемых энергией постоянного тока. По существу ожидается, что введение электропитания энергией постоянного тока в промышленности, традиционно ориентированной на электроэнергию переменного тока, вызовет коренной сдвиг в вопросах проектирования и функционирования существующих и новых зданий.

Это потребует от производителей разработки новых изделий, принятия новых стандартов и полного пересмотра их подходов к системам электроснабжения.

Рынок портативного медицинского оборудования является одним из самых небольших сегментов. Он не имеет экономической выгоды от условий и масштабов цен, устанавливаемых в зависимости от объема продукции, как это происходит в других сегментах рынка источников питания. Однако, перспективы рынка источников питания для медицинского оборудования достаточно устойчивы. Помимо больниц и других медицинских учреждений, медицинское оборудование приобретает для использования в домашних условиях, на фирмах, коммерческих предприятиях и личных нужд.

Также один из самых незначительных сегментов – рынок портативных устройств военного/аэрокосмического назначения [2]. Подобно сегменту медицинского оборудования, изделия этого сектора должны удовлетворять целому ряду жестких стандартов и требований, которые, как правило, не предъявляются к устройствам другого назначения. Несмотря на то, что в этом секторе поддерживаются наибольшие средние цены продажи за единицу продукции, этот рынок небольшой и не дает целого ряда тех возможностей, которые предоставляются другими перечисленными в обзоре рынками источников питания AC-DC.

#### Литература

1. Updated AC-DC Power Supplies Worldwide Forecasts Trends, Developments and Competitive Environment - Eleventh Edition. – Darnell Group's eleventh edition report, Corona, California, October 2, 2013.
2. Worldwide DC-DC Portable Power Converter IC Forecasts Applications, Amperages, Products and Competitive Environment. – Darnell Group, Corona, California, July 2, 2013.
3. The Worldwide Market for AC-DC & DC-DC Power Supplies. – Shenzhen YH Power Supply Pte., 2013.
4. External AC-DC Power Supplies: Economic Factors, Application Drivers, Architecture/Packaging Trends, Technology and Regulatory Developments. – Tenth Edition Published February 2011 by Darnell Group Inc. Corona, California.
5. AC-DC Power Supplies: Economic Factors, Application Drivers, Architecture/Packaging Trends, Technology and Regulatory Developments. – Darnell Group's tenth edition report, Corona, California, July 19, 2001.

Ю. Н. Либенко

## “ПОЛУЗАКАЗНЫЕ” СИСТЕМЫ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

U. N. Libenko

“Semicustom” secondary power systems

Рассмотрены аспекты создания “полузаказных” систем вторичного электропитания (СВЭП), состоящих из заказной (покупной) централизованной части и оригинальной распределенной части собственной разработки. Показаны преимущества данной технологии создания СВЭП и организационные варианты реализации ее распределенной части, направленные на сокращение сроков выполнения разработки СВЭП, повышение ее технических и надежностных показателей. Приведены данные о созданной системе преобразования электроэнергии, являющейся примером заказной части для “полузаказных” СВЭП.

**Ключевые слова:** “полузаказная” СВЭП, заказная централизованная часть СВЭП, распределенная часть СВЭП, уровни совместимости.

The paper considers some aspects of “semicustom” secondary power systems (SPS) design. Such systems include a custom-made (purchasing) centralized part and an original in-house design of distributed part. Advantages of such technology of SPS design as well as variants of its distributed part realization aimed at reduction of design lead time, enhancing of its technical and reliability characteristics are shown. Characteristics of created energy converting system that can be an example of a “semicustom” SPS custom-made part are given.

**Key words:** “semicustom” SPS, custom-made “centralized” part, SPS distributed part, compatibility levels.

### Суть и назначение “полузаказных” изделий

Термин “полузаказной” в отношении изделий различных отраслей промышленности известен давно и, по сути, может рассматриваться как синоним термина “полуфабрикат”, широко применяемого в среде продуктов питания. Из продукции электроники в качестве примеров можно привести: базовые матричные кристаллы (БМК), программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС), микроконтроллеры (МК) и т. п., а также унифицированные конструкционные модули (УКМ) различных уровней разукрупнения, предусмотренные стандартными базовыми несущими конструкциями (БНК).

Все “полузаказные” изделия объединяет одно общее свойство, отображающее их суть — они требуют дополнительной доработки до требуемого конечного вида или состояния. Доработка выполняется потребителем этих изделий самостоятельно, или по его заказу и конкретному заданию привлеченными исполнительскими ресурсами. Так, в части вышеприведенных примеров, ПЛИС, МК и УКМ, как правило, дорабатываются потребителем: для ПЛИС разрабатывается конфигурационный проект, для МК — программное обеспечение, для УКМ — конструкторская документация. БМК дорабатывается их изготовителем с применением существующей только у него технологии по техническому заданию потребителя.

Эффективность применения потребителями “полузаказной” продукции тем выше, чем в большей степени в ней априорно учтены необходимые ему свойства конечного продукта, чем доступнее для последующей доработки ее подготовил изгото-

витель, чем более широкий спектр услуг он может предложить потребителю для скорейшего, менее затратного и более качественного достижения конечного результата.

В настоящий период времени на применение потребителем каких-либо “полузаказных” изделий в значительной степени влияет наличие у него достаточных (или, наличие вообще) квалифицированных специалистов и других условий для самостоятельного проведения полного объема работ. Чем меньше ресурсов у потребителя, тем больше средств, как правило, он должен потратить для достижения конечного результата. С другой стороны, изготовитель “полузаказного” изделия, должен быть заинтересован в привлекательности его продукта, сильно зависящей также и от его стоимости.

### Оценка ситуации у разработчиков РЭА в части СВЭП

Современные возможности у многих разработчиков РЭА в части создания для нее устройств силовой электроники можно оценить, как далеко не лучшие. Это является результатом длительно существующих и усугубляющихся с течением времени следующих основных причин:

- современное общее состояние отраслей отечественной промышленности, как военного, так и гражданского направлений;
- реальное отсутствие единых задач и технической политики в отраслях;
- взаимовязанное с предыдущими причинами практическое отсутствие развития отечественной элементной базы, в том числе и для устройств силовой электроники;

– отсутствие целенаправленной и специализированной подготовки новых инженерных кадров, а также возможностей повышения квалификации действующих специалистов;

– практическое отсутствие специальной технической литературы, нормативных и справочных документов и т. п.

В этих условиях при создании новой или модернизации существующей РЭА проблематичным является выполнение задачи в установленный срок и с необходимым качеством. Одним из реальных способов некоторого улучшения создавшейся ситуации, по мнению автора, является применение в РЭА так называемой “полузаказной” системы вторичного электропитания (СВЭП). Она состоит из заказной централизованной части (ЗЧ) [1], с унифицированным набором функций, обеспечивающих многопараметрическое сопряжение РЭА (СВЭП) с источником (системой) электроснабжения и создающей в СВЭП промежуточную шину постоянного тока, а также из подключенной к этой шине оригинальной распределенной части (РЧ), непосредственно питающей все функциональные узлы РЭА. Несколько основных вариантов ЗЧ могут быть априорно и оперативно адаптированы их разработчиком по заданию потребителя к конкретным условиям применения и сопряжения с РЧ СВЭП. У потребителя ЗЧ при этом имеются два основных варианта:

– самостоятельно создать РЧ и довести “полузаказную” СВЭП до полного состава узлов и технических характеристик, необходимых для электропитания функциональной части РЭА (с консультативной поддержкой разработчика ЗЧ СВЭП, или без нее);

– поручить на основе выданного им ТЗ решение конечной задачи предприятиям, специализирующимся на создании средств силовой электроники (в частности – разработчику ЗЧ СВЭП) и сдающим потребителю полносоставную СВЭП “под ключ” в согласованные сроки с проведением необходимых проверок и испытаний.

Само же применение разработчиками РЭА ЗЧ СВЭП естественно соответствует общему эволюционному процессу применения ими же покупных силовых сборок, микросхем управления работой линейных и импульсных стабилизаторов (преобразователей), а также силовых электронных модулей “нулевого” уровня разукрупнения в виде сетевых фильтров радиопомех, преобразователей напряжения классов “AC-DC” и “DC-DC”, корректоров коэффициента мощности и т.п. При этом даже небольшое изменение “под заказчика” каких-либо характеристик вышеупомянутых покупных компонентов СВЭП невозможно, что часто не позволяет оптимально реализовать в ней все проектные решения. В случае же применения ЗЧ СВЭП, как следует из вышеизложенного, имеются определен-

ные возможности ее адаптации (более подробно рассмотрено далее).

### История вопроса создания ЗЧ для “полузаказных” СВЭП

Создание стандартных базовых несущих конструкций (БНК) в виде модулей 1–3 уровня разукрупнения в системе стандартов ГОСТ Р 50756.0– ГОСТ Р 50756.8 со встроенными в них средствами вторичного электропитания и другими сервисными устройствами ранее предусматривалась в ОКР “Массовик-Б”, головным исполнителем которой являлось ОАО “Авангард” (г. Санкт-Петербург) в рамках Гособоронзаказа по средствам вторичного электропитания на 2007 – 2010 годы.

Основные сведения из начальной версии ТЗ на данную ОКР [2], необходимые для дальнейшего изложения вопроса, приведены ниже (выделены курсивом).

*Целью выполнения ОКР “Массовик-Б” является создание минимально необходимой номенклатуры унифицированных рядов стандартных конструктивных модулей (СКМ) на основе БНК 3 и магистрально-модульного принципа конструирования для применения в РЭА классов 1 и 2 по ГОСТ РВ 20.39.304-98.*

*В процессе выполнения ОКР должны быть созданы:*

– СКМ 1, 2 и 3 уровней разукрупнения;

– системы обеспечения нормальных внутренних условий работы для функциональных узлов РЭА;

– модулей вторичного электропитания (МВЭ), встраиваемых в СКМ;

– системы контроля:

• внутренних условий работы для функциональных узлов РЭА;

• работоспособности МВЭ;

• несанкционированного доступа внутрь конструктива РЭА.

*СКМ должны обеспечивать электрическое подключение к СЭС:*

– постоянного тока с номинальным значением напряжения 12, 27, 48, 300 В;

– переменного тока с номинальным значением напряжения 220 В, 220/380 В.

*В исходных данных на ОКР “Массовик-Б” в зависимости от уровня разукрупнения СКМ заданы максимально допустимые для последнего значения выходной мощности встроенных МВЭ.*

*МВЭ должны обеспечивать:*

– защиту от превышения выходным напряжением значения более  $1,2 U_{ном}$ ;

– дистанционное включение /отключение по сигналам от внешних устройств;

– допусковый контроль входных и выходных напряжений с формированием команды на отключение МВЭ и выдачей сигнала “авария” во внешнюю цепь при несоответствии значения этих напряжений установленным допускам.

*При организации из нескольких однотипных МВЭ системы вторичного электропитания с резервированием в ней должно обеспечиваться автоматическое определение отказавшего МВЭ и соответствующая перестройка структуры системы.*

Должно обеспечиваться параллельное соединение по выходу не менее трех однотипных МВЭ без дополнительных средств согласования.

Система обеспечения нормальных внутренних условий работы для функциональных узлов РЭА должна измерять и поддерживать в заданном диапазоне значения температуры и влажности воздуха внутри герметичных и перфорированных СКМ 3.

Система должна включать в себя:

- ряд унифицированных радиаторов естественно - конвекционных систем охлаждения, являющихся одновременно элементами крепления

- электрорадиоэлементов;

- ряд унифицированных блоков с электровентиляторами, обеспечивающих принудительное воздушное охлаждение;

- ряд унифицированных блоков, обеспечивающих принудительные жидкостное и комбинированное охлаждения.

Система контроля должна обеспечивать в СКМ 3 контроль:

- температуры;

- влажности;

- задымления;

- уровня вибрации;

- несанкционированного доступа;

- параметров встраиваемых МВЭ.

Система контроля должна обеспечивать индикацию рабочих и аварийных режимов, а также выдачу результатов контроля на внешнее устройство управления по интерфейсу RS-232 (RS-485).

Система контроля должна включать в себя:

- комплект измерительных датчиков-преобразователей;

- узлы сбора и обработки информации от датчиков;

- элементы индикации и устройства отображения информации.

Даже поверхностная оценка совокупности данных требований дает представление о попытке реализовать в ОКР “Массовик-Б” комплексный подход к решению всегда непростых для разработчиков РЭА вопросов оптимального создания двух важных вспомогательных составных частей РЭА: СВЭП и многоуровневой системы обеспечения условий функционирования, к тому же на основе БНК, традиционно не учитывающей их особенностей. Однако в окончательной версии выданного исполнителю ТЗ на ОКР “Массовик-Б” все требования в части встроенных средств вторичного электропитания отсутствовали [3].

В этот же период времени (2007–2010 г.г.) в ОАО “НИИВК им. М. А. Карцева” (г. Москва) в рамках того же Гособоронзаказа по средствам вторичного электропитания проводилась ОКР “Мегалит-Б-ВК”. Целью ОКР являлось создание комплекта модулей, входящих в унифицированную компонентную базу и предназначенных для реализации на их основе источников вторичного электропитания, преобразователей электроэнергии и использования в системах бесперебойного питания мощностью до 10 кВт, работающих от различных систем электропитания. При этом конструкция модулей выполнялась на основе СКМ1 в той же системе

стандартов ГОСТ Р 50756.0 – ГОСТ Р 50756.8 [4].

При проведении данной ОКР с целью обеспечения возможности применения этих модулей в перспективных системах преобразования электроэнергии класса “АС-DC” с магистрально-модульной архитектурой (ММА) сверх требований ТЗ на ОКР были проработаны идеология и технический облик такой системы. Здесь же уместно будет отметить, что именно в процессе выполнения ОКР в 2009 г. было сделано предложение о создании унифицированных конструктивных модулей с заказными частями СВЭП [1].

Созданный в ОКР “Мегалит-Б-ВК” задел был в значительной степени использован при разработке системы преобразования электроэнергии с ММА, а именно – в ОКР “Перспектива-СПЭ”, завершившейся в первом полугодии 2013г [13]. В ней были использованы технические решения более высокого уровня, чем предполагались к реализации в ОКР “Массовик-Б” в части средств электропитания. Созданное в ОКР “Перспектива-СПЭ” изделие “СПЭ-Б-27/2” является базовым, т.е. обеспечивающим реализацию на его основе по той же технологии различных исполнений, и выполнено на основе СКМ1 – СКМ3 в системе стандартов ГОСТ Р 50756.0- ГОСТ Р 50756.8. По своему назначению, выполняемым функциям и обеспечиваемым параметрам, его можно считать реально созданной ЗЧ для применения в “полузаказных” СВЭП РЭА, питающихся от системы электроснабжения общего назначения (220 В; 50 Гц) по ГОСТ 13109.

#### **Место ЗЧ в архитектурном облике “полузаказной” СВЭП РЭА и общие принципы ее реализации**

Для выбора места ЗЧ в архитектурном облике “полузаказной” СВЭП РЭА целесообразно рассмотреть некоторые аспекты, посвященные общим проблемам создания современных высоконадежных СВЭП.

В [5] рассматриваются три основных вида СВЭП: централизованная, распределенная (децентрализованная) и комбинированная (термины – аналоги последней, встречающиеся в технической литературе: частично децентрализованная, частично распределенная, частично централизованная, централизованно-распределенная) и сделан вывод о том, что для создания современных СВЭП с повышенной отказоустойчивостью необходимо выбирать последний из видов, содержащий централизованную (ЦЧ) и распределенную (РЧ) части.

Другие примеры в пользу такого выбора для оптимальной реализации средств электропитания РЭА, решающей ответственные задачи в различных направлениях техники, приведены в [6–10]. С точки зрения автора основное преимущество комбинированной СВЭП заключается в возможности переноса в ЦЧ решения максимального круга задач, относящихся к каждому силовому каналу в

СВЭП распределенного вида. В этих условиях в РЧ комбинированной СВЭП возможно применение недорогих, маломощных, в ряде случаев неизолированных, с небольшим (вплоть до 1) значением коэффициента стабилизации преобразователей класса “DC–DC”, обеспечивающих заданную безотказность системы и лучшее распределение выделяемого ими тепла в объеме функциональной части РЭА [11].

Воспользуемся понятием “уровни совместимости СВЭП”, введенным в [12], для рассмотрения соответствия СВЭП различным условиям, существующим на стадиях ее создания и применения.

К основным уровням совместимости СВЭП относятся:

- 1) электрическая совместимость с источником первичного электропитания (системой электропитания);
- 2) электрическая совместимость с питаемыми функциональными частями РЭА;
- 3) информационная совместимость с внешними устройствами (управления и контроля);
- 4) механическая (конструкционная) совместимость с конструкцией, принятой для РЭА;
- 5) совместимость с внешними воздействующими факторами в заданных условиях эксплуатации РЭА, а также с воздействующими факторами, создаваемыми функциональной частью РЭА;
- 6) совместимость с заданными показателями надежности РЭА;
- 7) совместимость с условиями и правилами эксплуатации РЭА.

Вышеперечисленные уровни совместимости по отношению к СВЭП являются внешними. Также существует внутренний многокритериальный уровень совместимости входящих в нее составных частей.

К рассматриваемой задаче создания промежуточной шины постоянного тока в составе “полузаказной” СВЭП РЭА прямое отношение имеют в разной степени все вышеперечисленные уровни сопряжения: 1, 4, и 5 – полностью, 2 – в части сопряжения с компонентами РЧ СВЭП, 3 – в части сопряжения с управляющими узлами функциональной части РЭ и (или) внешними устройствами контроля и управления.

Вышеизложенная детализация задач, выполняемых преимущественно ЦЧ СВЭП и, тем самым, снимаемых с ее РЧ, в достаточной степени доказывает преимущества реализации первой в виде ЗЧ и превращения СВЭП в целом в “полузаказную”.

Максимальный эффект при этом может быть достигнут при реализации ЗЧ “полузаказной” СВЭП в стандартном базовом конструктиве, позволяющем разместить в нем также РЧ совместно с питаемыми ею функциональными узлами РЭА (рис. 1). Однако большинство видов и типов РЭА создается на оригинальной конструкционной основе, поэтому ЗЧ в каждом случае должна быть адаптирована к ней.

Для более универсального применения ЗЧ СВЭП ее основные функциональные узлы должны быть выполнены в виде набора унифицированных съемных составных частей. Они могут быть помещены в отдельный каркас, устанавливаемый впоследствии в конструкцию РЭА, либо непосредственно устанавливаться в эту конструкцию. Данный вариант реализации ЗЧ РЭА дает также возможность оптимизировать значение ее габаритной мощности в каждом отдельном случае применения, так как позволяет не устанавливать лишнее количество узлов в угоду ее унификации, увеличивающих без необходимости стоимость и габариты ЗЧ.

В случае, если по каким-либо объективным причинам такой вариант применения ЗЧ СВЭП в РЭА не приемлем, а также при целесообразности питать от промежуточной шины постоянного тока, созданной ЗЧ СВЭП более одной стойки РЭА, содержащей каждая свою РЧ СВЭП, предусмотрен другой вариант реализации ЗЧ СВЭП – в виде отдельного конструкционного модуля (рис. 2). При этом увеличивается возможность реализации ЗЧ СВЭП с применением унифицированных конструкционных модулей, в том числе, имеющихся в составе стандартных базовых несущих конструкций.

#### Возможность применения СПЭ-Б-27/2 в качестве ЗЧ “полузаказной” СВЭП РЭА

СПЭ-Б-27/2, созданная ОАО “НИИВК им. М. А. Карцева” в ОКР “Перспектива-СПЭ”, предназначена для применения в качестве автоматизированной централизованной части для комбинированной СВЭП РЭА [13]. Сравнение вышеизложенных сведений о назначении и функциях, выполнение которых должна обеспечивать ЗЧ “полузаказных” СВЭП, показывают их полную идентичность с возможностями СПЭ-Б-27/2, соответствующей варианту ЗЧ в виде отдельного конструкционного модуля (рис. 3).

Рассмотрим обеспечение СПЭ-Б-27/2 вышеперечисленных “уровней совместимости” СВЭП.

В части электрического сопряжения с наиболее применяемой системой электроснабжения общего назначения по ГОСТ 13109 выполняются:

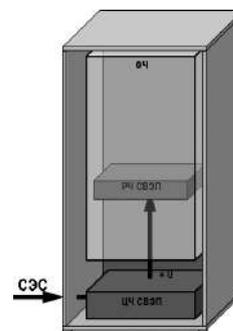


Рис. 1. Размещение централизованной и распределенной частей СВЭП в едином конструктиве с функциональными узлами РЭА

- защита сети от сверхнормативного уровня кондуктивных индустриальных радиопомех, создаваемых СПЭ-Б-27/2 (класс А по ГОСТ Р 51318.22);
- защита сети от перегрузки и короткого замыкания на входе СПЭ-Б-27/2;
- защита сети от искажения синусоидальной формы потребляемого тока: активная коррекция коэффициента мощности, потребляемой СПЭ-Б-27/2 ( $K_m \geq 0,99$ );
- защита СПЭ-Б-27/2 от воздействия временно-го перенапряжения с коэффициентом до 1,47 Uном и длительностью до 1 с;
- защита РЭА от воздействия сетевых высоковольтных импульсов напряжения;
- защита РЭА от выхода значения сетевого напряжения за пределы установленного диапазона (от 175 В до 255 В);
- защита РЭА от неправильного подключения к фазному и нейтральному проводам сети (автоматическое отключение от сети).

Электрическая совместимость с питаемыми функциональными частями РЭА в случае применения СПЭ-Б-27/2 в качестве ЗЧ “полузаказной” СВЭП обеспечиваются в отношении оконечных функциональных узлов РЧ этой СВЭП, в основном – фильтров индустриальных радиопомех и преобразователей напряжения класса “DC–DC”.

При этом выполняются:

- преобразование сетевого напряжения переменного тока в выходное напряжение постоянного тока (выпрямление);
- выдача на промежуточную шину постоянного тока комбинированной СВЭП напряжения, номи-

нальное значение которого удовлетворяет большинству подключаемых к ней силовых функциональных узлов (базовое значение – 27 В);

- выдача на промежуточную шину требуемого значения электрической мощности (базовое значение – 2000 Вт);
- стабилизация напряжения шины (нестабильность не более  $\pm 1\%$ );
- максимальный уровень пульсаций напряжения шины – не более 300 мВ (пик-пик);
- защита СПЭ-Б-27/2 от перегрузки по току, короткого замыкания, включения на короткозамкнутую нагрузку;
- защита нагрузки от перенапряжения на выходной шине;
- возможность априорной регулировки номинального значения напряжения шины в определенных пределах;
- возможность подключения внешней цепи обратной связи с защитой системы от изменения полярности напряжения обратной связи.

Информационная совместимость с внешними устройствами управления и контроля в СПЭ-Б-27/2 обеспечивается за счет:

- реализации системы в виде аппаратно-программного устройства на основе ММА, поддерживающего автоматизированный принцип функционирования;
- режима дистанционного управления функционированием;
- внешнего стандартного интерфейса типа RS-485;
- системного “электронного журнала” регистрации внешних и внутренних событий.

Механическая (конструкционная) совместимость с конструкцией, принятой для РЭА, обеспечивается полностью при выполнении последней на основе стандартного конструкционного модуля 3 уровня разукрупнения (СКМЗ) в системе стандартов ГОСТ Р 50756.0 – ГОСТ Р 50756.8. В этом случае, при обеспечении в СКМЗ необходимого теплового режима функционирования, в него может быть установлен только модуль МСПЭ-Б-27/2 (на рисунке 3 – средняя часть изделия), т. е. оба идентичных устройства воздушного охлаждения (на рис. 3 – над и под МСПЭ-Б-27/2) и каркас (стойка) в данном варианте не используется.

При выполнении РЭА в отличном от рассматриваемого выше конструктивном исполнении возможно подключение ее РЧ СВЭП к шине, создаваемой ЦЧ СВЭП в виде изделия СПЭ-Б-27/2 полного состава, как заказной части СВЭП, с помощью соединительных кабелей (силового и информационного).

Совместимость с внешними воздействующими факторами в заданных условиях эксплуатации РЭА, а также с воздействующими факторами, создаваемыми функциональной частью РЭА, роль которой выполняет РЧ СВЭП, обеспечивается путем:

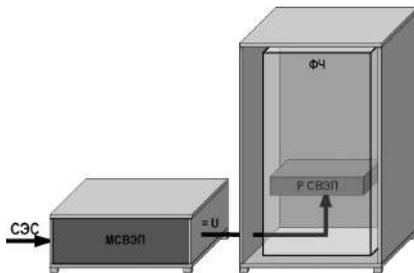


Рис. 2. Размещение централизованной части СВЭП в отдельном конструктиве по отношению к распределенной части и функциональным узлам РЭА



Рис. 3. Внешний вид СПЭ-Б-27/2

– выбора элементной базы, конструкции и технологии изготовления функциональных узлов и изделия в целом, учитывающих влияние заданных внешних климатических и механических воздействий;

– контроля значения температуры окружающей среды с аварийным отключением выходного напряжения при превышении первым заданного порогового значения;

– выбора схемотехнических и конструкционных решений, создающих устойчивость функционирования в условиях воздействия различных внутренних факторов (тепловых, электромагнитных и т.д.);

– контроля значения температуры корпусов наиболее теплонагруженных компонентов силовой части изделия с автоматической реструктуризацией аппаратного ресурса при перегреве корпуса любого из этих компонентов (поддержания расчетного значения внутреннего температурного режима их работы);

– применения встроенной эффективной precisely-вытяжной системы воздушного охлаждения.

Совместимость с заданными показателями надежности, в первую очередь, в виде гамма-процентного значения наработки до отказа реализуется с помощью:

- специального алгоритма работы изделия на основе постоянно (циклически) контролируемых данных о техническом и функциональном состоянии всех основных функциональных узлов, в том числе с помощью временной ротации основных и резервных (нагруженного и ненагруженных) «единичных» силовых каналов, работающих параллельно по выходу на общую выходную шину системы;

- автоматической блокировки повторного использования ранее отказавших «единичных» силовых каналов с целью предотвращения дальнейшего развития в них аварийных ситуаций;

- обеспечения включения выходного напряжения системы только при:

- наличии в ней минимально достаточного аппаратного ресурса работоспособных «единичных» силовых каналов;

- наличии регламентированного значения входного ( сетевого) напряжения;

- наличии в ней полного состава съемных функциональных узлов;

- отсутствии короткого замыкания в нагрузке;

- наличии регламентированного значения температуры окружающей среды;

- обеспечения живучести системы (выполнения основной функции – выдачи выходного напряжения в нагрузку) при временном (до полного восстановления системы) ухудшении некоторых технических характеристик.

Совместимость с заданными условиями и правилами эксплуатации выполняется, в основном, путем максимально возможной степени автоматизации и, на ее основе, интеллектуализации системы [14].

В подтверждение выполнения двух последних из рассмотренных выше “уровней совместимости” приведем следующие данные. Расчетное значение наработки до отказа СПЭ-Б-27/2 при  $\gamma = 95\%$  (ГОСТ В 24425) равно 75 тысяч часов. Это означает, что при непрерывной круглосуточной работе в течение года (временной ресурс 8760 часов) она способна проработать без отказа с  $\gamma = 99,7\%$ , или с заданным значением  $\gamma = 95\%$  в течение 8,5 лет. Как правило, в реальных условиях эксплуатации предусматривается проведение годового технического регламента с полной заменой отказавших составных частей из состава ЗИП. Наличие более, чем восьмикратного “запаса” по времени должно снизить здесь до минимума влияние “человеческого фактора”. Его снижению способствует также высокая степень автоматизации системы при ее непосредственном использовании по назначению. Сюда можно отнести:

- автоматическую замену отдельных отказавших функциональных узлов практически с “нулевым” временем восстановления системы и без: снижения качества выдаваемой электроэнергии, зависимости от занятости оператора РЭА другими задачами, зависимости от своевременного пополнения ЗИП в течение расчетного (межрегламентного) периода времени;

- автоматическое отключение выходного напряжения системы при нерегламентированном изъятии ее сменных составных частей при включенном выходном напряжении;

- автоматическую реструктуризацию системы для устранения возникающих локальных перегревов в ее отдельных силовых каналах;

- блокировку включения выходного напряжения при нерегламентированных значениях входного напряжения и температуры окружающей среды;

- автоматическую фиксацию в системном “электронном журнале” наработки системы и ее основных сменных частей, всех влияющих на ее работу внешних и внутренних нештатных ситуаций с возможностью передачи необходимых сведений удаленным абонентам, в том числе, своевременных предупреждений о необходимости принятия оперативных мер.

### **Другие возможности и варианты создания ЗЧ для “полузаказных” СВЭП**

#### **А. Увеличение значения выходной мощности на основе базового варианта СПЭ-Б-27/2**

СПЭ-Б-27/2 создавалась в качестве базового варианта с выходным напряжением 27 В и выходной мощностью 2 кВт (выходной ток – 74 А). Из базового варианта можно оперативно получить четыре исполнения системы по выходной мощности: 2,5; 3,0; 3,5; 4,0 кВт при том же значении выходного напряжения. Все исполнения реализуются путем замены типа модуля контроля и управления без

изменения аппаратного состава других составных частей системы. Необходимый тип модуля контроля и управления для любого из исполнений системы создается путем установки в его базовый вариант другой версии программного обеспечения с сохранением аппаратного состава модуля. Это вызывает в системе необходимую реструктуризацию в виде увеличения количества основных силовых каналов ( $N$ ) и соответствующего уменьшения количества силовых каналов ненагруженного резерва ( $K$ ). В исполнении системы с выходной мощностью 4,0 кВт остается минимальное количество силовых каналов ненагруженного резерва, равное 1. При этом во всех исполнениях системы автоматически поддерживается способ резервирования " $N + 1 + K$ ".

Более подробно о данном свойстве СПЭ-Б-27/2, названном автором как "параметрическая многовариантность", изложено в [15].

Из вышеприведенного следует, что с увеличением значения выходной мощности в качестве "платы" за это определенным образом снижается уровень безотказности, а также допустимое максимальное значение температуры окружающей среды. Такие зависимости для различных элементов и модулей силовой электроники обычно регламентируются в технических условиях и справочных данных.

#### **Б. Увеличение значения выходной мощности путем агрегатирования "единичных" систем**

Другим вариантом создания ЗЧ "полузаказной" СВЭП, основанным на применении СПЭ-Б-27/2 и ее исполнений является агрегатирование  $M$  "единичных" однотипных систем в систему, аналогичную по функциям и входным параметрам, но с  $M$ -кратным увеличением значения выходной мощности. Это может быть достигнуто путем объединения выходных и информационных шин "единичных" систем. В данном случае возможно обеспечение управлением работой агрегатированной системы от модуля контроля и управления одной из "единичных" систем, или распределения этой задачи между аналогичными модулями всех составных частей системы. Более подробно вопрос агрегатирования "единичных" систем с ММА изложен в [16].

#### **В. Значение выходного напряжения**

Значение выходного напряжения ЗЧ "полузаказной" СВЭП в виде промежуточной шины постоянного тока может рассматриваться в двух аспектах. Первый из них – возможность его регулировки в небольших пределах. Так, в преобразователях напряжения класса "DC–DC", примененных в СПЭ-Б-27/2, номинальное значение выходного напряжения равно 28 В. Для получения на выходной шине системы номинального значения напряжения 27 В в каждом из преобразователей, подключенных

к ней параллельно по выходу, с помощью внешней регулировочной цепи установлено номинальное значение выходного напряжения, равное 27 В.

Второй аспект – изменение номинального значения шины системы, значительно отличающееся от базового (27 В). Для реализации данной возможности предусмотрена замена типа преобразователя напряжения класса "DC–DC" с необходимым значением выходного напряжения из существующего ряда (24, 32, 36, 48, 54 В). При этом диапазон значений входного напряжения преобразователей остается прежним, что позволяет использовать предыдущие функциональные узлы системы без изменений. Потребуется лишь некоторые изменения в узлах защиты от перегрузки по выходному току и от перенапряжения на выходе.

#### **Г. Оперативная регулировка уровня выходной мощности (выходного тока)**

Используя возможности ММА в базовом варианте или в любом исполнении системы при необходимости принципиально возможно обеспечить оперативную регулировку уровня выходной мощности (выходного тока), т. е. создать "динамическую" выходную шину. Принцип регулирования заключается в изменении количества включенных силовых каналов по определенному алгоритму, т. е. обеспечивается дискретное изменение значения мощности системы с шагом, равным значению мощности ее одного силового канала. В случае применения СПЭ-Б-27/2 или ее исполнения - шаг регулирования равен 500 Вт.

Возможно применение любого из трех основных вариантов управления изменением значения мощности:

- 1) по командам, поступающим в систему от нагрузки по внешнему интерфейсу типа RS-485;
- 2) по программе, априорно установленной в систему. Начало исполнения программы – по команде, поступающей в систему по внешнему интерфейсу типа RS-485;
- 3) на основании обработки информации от датчика выходного тока системы (определяются значение тока, длительность и скорость его изменения).

При потреблении от системы значения тока нагрузки значительно меньшего номинального в течение длительного периода времени "динамическая" шина позволяет экономить электроэнергию за счет поддержания КПД системы на уровне КПД ее одного силового канала.

#### **Д. Изменение функциональных возможностей**

Вышеперечисленные функции, выполняемые ЗЧ в виде централизованной части СВЭП для обеспечения заданного уровня совместимости с системой электроснабжения переменного тока, не являются "перманентным" набором для этой части комбинированной СВЭП. Так, при питании РЭА от

системы (источника) электроснабжения постоянного тока из него исключаются:

- защита системы (источника) электроснабжения от искажения синусоидальной формы потребляемого тока (активная коррекция коэффициента потребляемой мощности);
- защита РЭА (СВЭП) от неправильного подключения к фазному и нейтральному проводам сети (автоматическое отключение от сети).

Последняя может быть заменена на защиту РЭА (СВЭП) от неправильного подключения к проводам системы (источника) электроснабжения постоянного тока, приводящего к переполюсовке входного напряжения.

Электроснабжение РЭА, выполняющей телекоммуникационные задачи, или установленной на надводных и подводных объектах, а также в ряде других применений, как правило, обеспечивается от нескольких (2–4) источников (систем) электроснабжения. При этом род тока и значение напряжения в них может быть различным, а сами системы электроснабжения – основными или резервными. При этом устанавливается определенная последовательность отбора электрической мощности от этих систем в зависимости от качества (наличия) в них напряжения. Контроль наличия и качества напряжения во всех подключенных системах электроснабжения, выбор из них активной в соответствии с установленным порядком, коммутацию систем без провалов напряжения на промежуточной шине постоянного тока комбинированной СВЭП также способна решить “заказная” централизованная часть СВЭП.

#### Литература

1. Колосов В. А., Либенко Ю. Н., Мухтарулин В. С. Варианты создания унифицированных конструктивных модулей с заказными частями СВЭП // “Электропитание”, № 4 2009 г.
2. Оценка и пути решения задач, поставленных в группе ОКР из Гособоронзаказа в области средств вторичного электропитания на 2007–2010 г.г. // “Электрическое питание” Вып. 7, С. – Петербург 2007 г.
3. Мельников В. А. Стандартные конструктивные модули на основе БНК-3 с расширенными функциональными возможностями // “Электропитание” № 4, 2009 г.
4. Колосов В. А., Либенко Ю. Н., Четин А. Н. Результаты выполнения ОКР “Мегалит-Б-ВК” // “Электропитание”, № 3 2010 г.
5. Либенко Ю. Н., Четин А. Н. Пути повышения безотказности систем вторичного электропитания

радиоэлектронной аппаратуры // “Электропитание”, № 4 2010 г.

6. Заика П. Н., Исаев В. М., Колосов В. А. и др. Совершенствование систем вторичного электропитания ответственных объектов // “Электропитание”, № 1, 2009 г.

7. Заика М. П., Заика П. Н., Колосков И. И. Система с элементами распределенного и бесперебойного электропитания на базе унифицированных функциональных узлов // “Электропитание”, № 1, 2010 г.

8. Макаренко А. Н., Смоляр А. П. Централизованно-распределенная система электропитания корабля // “Электропитание”, № 2, 2010 г.

9. Колосков И. И. О системах электропитания перспективных ЦВК нестационарной аппаратуры “Электропитание”, № 3 2010 г.

10. Костиков В. Г., Проскурнин С. В., Патрин Г. М. Разработка системы электропитания системы управления лучом фазированной антенной решетки // “Электропитание”, № 3, 2011 г.

11. Роберт Марчетти. Архитектуры распределенного электропитания // Электронные компоненты, № 2, 2011 г.

12. Колосов В. А., Либенко Ю. Н. Проблемы создания современных систем вторичного электропитания РЭА // Научно-технический сборник “Электрическое питание”, выпуск 7, Санкт – Петербург, 2007 г.

13. Либенко Ю. Н., Четин А. Н. Практическая реализация адаптивной базовой системы преобразования электроэнергии с магистрально-модульной архитектурой. Общие сведения о системе // “Электропитание”, № 1 2013 г.

14. Либенко Ю. Н. Эволюция интеллектуализации средств вторичного электропитания // “Практическая силовая электроника”, № 2 (46) / 2012 г.

15. Либенко Ю. Н., Четин А. Н. Способы обеспечения параметрической многовариантности СВЭП с магистрально-модульной архитектурой // “Электропитание”, № 1, 2011 г.

16. Колосов В. А., Либенко Ю. Н., Четин А. Н. СВЭП с повышенной надежностью для формирования промежуточных напряжений электропитания РЭА // “Электропитание”, № 1, 2009 г.

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

Г. С. Мыцык

## О СТРУКТУРИРОВАНИИ ПРОЦЕДУРЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ НОВОЙ ТЕХНИКИ И О КОНТРОЛЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ПРОЕКТИРОВАНИЯ НА АДЕКВАТНОСТЬ

G. S. Mytsyk

Предлагается по-новому структурировать процедуру проектирования в области силовой преобразовательной техники, выделив в ней в качестве первого наиболее важного этапа этап структурно-алгоритмического синтеза (САС). Показано, что в качестве средства контроля полученных здесь результатов достаточным является имитационное компьютерное моделирование и энергетический баланс по входу и выходу устройства, а для количественного контроля результатов параметрической оптимизации (следующего за САС этапом проектирования) и получения точных оценок показателей качества по-прежнему остается традиционный способ контроля – физическое моделирование.

**Ключевые слова:** силовая преобразовательная техника, процедура проектирования, этапы, содержание, синтез, оптимизация, критерии оценки адекватности.

On structuring of emerging technology design procedure and design output adequacy control

This paper suggests a new way to structure the design procedure in the field of power conversion technology, highlighting the stage of the structural and algorithmic synthesis (SAS) as the first and the most important part of this procedure. It is shown that computer simulation and energy balance of input and output of devices are enough to inspect the quality of obtained results, and for the quantitative control of parametric optimization results (next design stage after SAS) and obtaining accurate estimates of quality index, the traditional inspection method (physical modeling) is used.

**Keywords:** power conversion technology, design procedure, stage, content, synthesis, optimization, criteria of estimation of adequacy.

### О развитии и постановке задачи

Созидательная деятельность Человека сопровождается появлением новых знаний, новых теорий, гипотез, модельных описаний процессов, новых технических решений, а, в конечном счете, новых искусственных объектов и систем, направленных на расширение возможностей и на повышение комфортности условий жизни и жизнедеятельности Человека (то есть обобщенно – на **потребление**). При этом процесс умножения им знаний во многом имеет свою собственную логику развития, обусловленную особыми свойствами человеческой природы. Своевременная практическая реализация новаций – как результат этого процесса, лишь способствует ускорению развития и конкурентоспособности в мировом сообществе. Проявления этого процесса развития характеризуются техническим прогрессом, одна из ключевых ролей в котором принадлежит научно-инженерной деятельности. Кстати, уместно здесь (в порядке размышлений для *homo sapiens*) привести, правда, уже не оригинальное сегодня соображение об обратной стороне вышеупомянутой цели потребления, которая органически взаимосвязана с процессом развития. Несложно логически придти к выводу о том, что без своевременной разработки и жесткого узаконивания механизмов разумного **самоограничения** Человечеством **избыточных гиперпотребностей** незначительной (но, как правило, обладающей узурпированными мегавозможностями) его части, **которые сегодня продолжают угрожающе нарастать** (вопреки

здравому смыслу и логике бесконфликтного мироустройства), процесс развития может перейти в процесс деградации (в лучшем случае). Это следствие использования результатов Общего Труда незначительной частью Человечества не во Всеобщих Интерессах Развития, а в основном в личных интерессах. Ограничительные меры в ряде развитых стран в том или ином (пока еще в относительно мягком) виде достаточно давно уже действуют. Эти меры, по сути, отрицательная обратная связь – это всеобщий (не только в технике, но и в социуме) **закон** обеспечения устойчивости функционирования **самоорганизующихся (самонастраивающихся) систем**. Очевидно, что углубление поляризации населения Земли по факторам накопления и потребления (наряду с сопутствующим такому “развитию” прогрессирующим ухудшением экологии) имеет свой предел, во многом определяемый временем, необходимым для массового осознания пагубности этого процесса. Нельзя не согласиться с тем, что неограниченные накопление и потребление **Общих Результатов Созидания** ничтожной частью Человечества – это глобальная проблема, неизбежно требующая своего решения. Серьезность ее вытекает, в частности, и из современных представлений об антропологии (и цикличности) цивилизаций (см., например, [1]). При их решении у Человечества, похоже, нет иной альтернативы, кроме как необходимые меры грамотно разработать и использовать. При этом совершенно очевидно также, что технический прогресс без прогресса нравственного и социального

не может обеспечить решения проблемы и устойчивого, бесконфликтного развития. Уместно здесь вспомнить В. И. Вернадского: “Есть один факт развития Земли – это усиление сознания (*Homo sapiens*)”. Вопреки фактам, надежда на возобладание разума (у *Homo sapiens*) все же должна оставаться и реализоваться.

Далее непосредственно об инженерной деятельности.

Издавна общепризнанным критерием проверки эффективности продуктов инженерной творческой деятельности является практика, то есть проверка их на реальных физических образцах (моделях), а также интегральный показатель качества – конкурентоспособность. Поскольку практическая реализация новаций различного рода представляет собой достаточно затратный (по времени, финансам и по трудозатратам) процесс, сегодня целесообразной представляется следующая формулировка проблемы: “В каких случаях указанная проверка инновационных решений на адекватность требуется? Когда она является принципиально необходимой, когда может быть несколько отсрочена, когда является избыточной, то есть, в принципе исключена вовсе, а когда она практически просто невозможна?”. Попытка дать ответы на эти вопросы является целью статьи.

#### Кратко о содержании процедуры проектирования

Определенный опыт разработки и проектирования новой техники, в частности, новых устройств силовой преобразовательной техники (СПТ) дает основание для суждений о некоторых принципиально отличающихся подходах к оценке результатов этой инженерной деятельности на разных ее этапах по критерию адекватности. Дело в том, что не только по логике создания новой техники, но и на определенных этапах представления результатов разработки и проектирования устройств СПТ научно-инженерной общественности (в том числе на уровне защиты ученых степеней) с неизбежностью может возникать и часто возникает традиционный вопрос: “Подтверждены ли Ваши результаты экспериментально?”. Для ускорения адаптации читателя к рассматриваемой проблеме сразу же можно предложить следующий не традиционный, но, тем не менее, (как показано ниже, не противоречащий логике и здравому смыслу) возможный для ряда этапов разработки объектов ответ: “Эксперимент из-за отсутствия необходимых условий не проводился, но есть основания считать, что полученные результаты разработки достоверны, поскольку полностью согласуются с законами электротехники и соответствуют проектному замыслу”. Очевидно, что возможная неудовлетворенность таким ответом может заключаться в различном понимании понятий “проектный замысел”, этап проектирования и способ оценки результатов синтеза на адекватность.

В связи с этим, прежде всего, целесообразно очертить класс объектов проектирования, для которых данное суждение может рассматриваться как правомерное, и применительно к поставленной проблеме структурировать здесь саму процедуру проектирования (с учетом современного понимания ее содержания) с тем, чтобы ввести однозначность в определение категорий оценки адекватности результатов проектирования на различных этапах этого процесса. Нужно сказать, что к объектам, требующим такой поэтапной оценки при синтезе, относится подавляющее большинство устройств СПТ (и систем на их основе). В общем случае они представляют определенную конфигурацию, содержащую следующие компоненты: полупроводниковые элементы (транзисторы, диоды, тиристоры), трансформаторы напряжения, трансфильтры, дроссели индуктивности, конденсаторы и пр. Для электротехнических комплексов с устройствами СПТ характерно еще наличие в них и электромеханических преобразователей [3, 5].

Процедура проектирования устройств СПТ укрупнено может быть охарактеризована следующими двумя этапами: *этапом структурно-алгоритмического синтеза* (САС) [2, 6], который является первым, изначальным и, по сути, наиболее ответственным при проектировании новой техники, и последующим за ним – традиционным *этапом параметрической их оптимизации* (ПО). Практикой установлено, что наибольший эффект в достижении желаемых показателей качества, как правило, достигается на этапе САС. Именно здесь создаются изобретения, формируется облик объекта и закладывается продолжительность его жизненного цикла. Между тем в нормах проектирования новой техники этот этап должным образом официально пока еще не определен и, по сути, в них отсутствует. Объективно это может иметь свое объяснение – его процедуры имеют эвристический и плохо формализуемый характер. Традиционно основное внимание уделяется относительно хорошо формализуемому этапу ПО. Общим для обоих этапов является тот факт, что они реализуются на основе безусловного учета условий применения и заданной совокупности показателей качества, но при этом характеризуются принципиально различными подходами к их реализации и различными способами контроля полученных результатов.

#### Об этапе структурно-алгоритмического синтеза

На первом этапе САС в соответствии с требованиями технического задания производится выбор из известных или синтез новых решений. Основными соображениями, определяющими направление их синтеза, являются соответствие решений современным тенденциям развития, определяемым долговременными программами энерго- и ресурсосбережения, а также интеллек-

туализацией, понимаемой как увеличение числа и качества выполняемых устройством (объектом) сервисных функций. Например, для ряда автономных объектов тенденция развития является минимизация массогабаритных показателей систем электропитания (первичных и вторичных) при ограничениях на КПД и заданном качестве преобразования энергетического потока (ЭП). Здесь на основе схмотехнической реализации импульсно-модуляционных способов преобразования ЭП синтезируется структурно-алгоритмический облик устройства СПТ, наиболее полно отвечающий поставленным требованиям, и на основе использования современных компьютерных возможностей моделирования проводится проверка на соответствие его функциональной характеристики проектному замыслу. Поскольку даже уже здесь (при компьютерном моделировании – КМ) с необходимостью приходится задаваться рядом основных параметров устройства (индуктивностями, емкостями и пр.), разработчик должен уметь грамотно предварительно их определить, а также выделить второстепенные параметры и пренебречь ими или принять их идеализированными. К таким, существенно упрощающим процесс КМ, обычно относятся следующие допущения:

- 1) неучет нелинейных свойств магнитопроводов электромагнитных элементов;
- 2) неучет индуктивностей рассеяния обмоток электромагнитных элементов (и сопротивлений сети);
- 3) идеализация характеристик ключевых элементов;
- 4) неучет потерь в конденсаторах, в магнитопроводах электромагнитных элементов и в обмотках при повышенных частотах.

Принятие указанных допущений позволяет избежать неоправданной на этапе САС детализации процессов, проверить решение на соответствие функциональной характеристики проектному замыслу, предварительно выявить особенности работы его элементов (получить информацию, которая потребуется на этапе ПО), а также значительно сократить трудозатраты и время исследования.

Следует иметь в виду, однако, что для ряда объектов принятие некоторых допущений в принципе недопустимо, так как при этом требуемая функциональная их характеристика на основе КМ в принципе воспроизведена быть не может. Примером этого является машинно-электронная генерирующая система на основе асинхронной машины с короткозамкнутым ротором и с управляемым самовозбуждением, которое обеспечивается активным выпрямителем, работающим в комбинированном режиме [3]. В этом случае принятие указанного допущения 1) не позволяет реализовать заданную ее функциональную характеристику – установившийся режим самовозбуждения. С осторожностью

необходимо относиться и к допущениям 2), 3). Дело в том, что принятие допущения 2) хотя и несколько упрощает процедуру КМ и позволяет реализовать заданную функциональную характеристику, однако, после выполненного исследования, которое в ряде случаев следует считать предварительным, с необходимостью следует снять его и провести повторное, более углубленное исследование. Это обусловлено тем, что в случае работы ключевых элементов устройства в режиме “жесткой” коммутации, его структура должна быть соответствующим образом модифицирована – должна быть дополнена средствами борьбы с импульсными перенапряжениями, обусловленными индуктивностями рассеяния обмоток (или “паразитными” индуктивностями монтажа). Принятие допущения 3) также можно считать оправданным только на предварительном этапе, причем в идеализированных моделях протivotактно работающих ключей должно быть предусмотрено и реализовано отсутствие явления “сквозных” токов. На практике это условие обеспечивается введением в алгоритмы переключения ключей так называемого “мертвого” времени, то есть минимально необходимой паузы. Таким образом, снятие допущений 2), 3) характеризует процедуру доработки идеализированной компьютерной модели в направлении приближения ее к реальному устройству. И только в тех случаях, когда указанные допущения не влияют на основную функциональную характеристику устройства, принятие их оправдано.

Заметим, что указанная совокупность допущений характеризует исследование как *макромоделирование*. Основная его цель, как уже отмечено, – подтверждение соответствия функциональной характеристики устройства проектному замыслу. Поскольку проектный замысел в устройствах СПТ, в конечном счете, определяется их структурой и принятым алгоритмом преобразования ЭП, и на исходной стадии может быть представлен в графической форме – в виде временных диаграмм процессов, то *необходимым и достаточным видом контроля результатов САС на адекватность здесь является КМ и визуализация на его основе* (путем осциллографирования) *основных процессов*, характеризующих вход-выход устройства. Нужно при этом заметить, что для ряда объектов со сложной топологией проектирование их с помощью КМ реально является единственным средством решения задач САС [3–5]. Дополнительным средством контроля здесь может служить проверка решения по критерию энергетического баланса, который выражается в установлении равенства выходной и входной мощностей по основным гармоникам напряжения и тока (с учетом допущений, обычно, на уровне точности примерно от долей до 1–2%). При несоответствии результатов моделирования ожидаемым производится поиск и исправление допущенных при КМ ошибок. Данная

процедура отражает процесс отладки КМ, которая требует от разработчика определенного опыта: не только хорошего владения знаниями из области основ теории цепей, преобразовательной техники, включая глубокое понимание физики процессов в устройствах, но и высокой компьютерной грамотности. Только при выполнении этих условий возможно создание адекватной компьютерной модели устройства. Проверка результатов САС объекта с помощью физического моделирования здесь в принципе является избыточной.

После решения задач САС открывается путь для процедуры ПО, когда **принятые допущения должны последовательно сниматься**. Заметим, что здесь целесообразно проводить именно последовательное их снятие, поскольку при этом существенно облегчается поиск возможных ошибок.

#### Об этапе параметрической оптимизации

Содержанием этапа ПО является решение системной задачи оптимизации объекта (устройства) по заданной совокупности показателей качества. Ее решение требует:

1) не только глубокого знания физической сущности и особенностей функционирования каждого узла объекта, но и умения проводить его расчет (проектирование);

2) знания взаимного влияния узлов объекта друг на друга и умения учитывать его при системном проектировании;

3) умения получать проектно необходимую информацию с помощью КМ на этапе САС;

4) умения решать с помощью КМ не только элементарные стандартные, но и многокритериальные проектные задачи.

Задачами ПО являются: определение рациональных электромагнитных и электрических нагрузок всех узлов и элементов объекта проектирования при заданных условиях его применения, включая условия охлаждения; и выполнение требований по заданным показателям качества. При решении этого комплекса задач максимально используются современные возможности КМ, а также известные методы и методики проектирования узлов объекта и методы многокритериальной оптимизации.

**Результаты проектирования здесь выражаются количественными показателями**, которые имеют соответствующую точность, определяемую используемыми методиками расчета и допущениями. Очевидно, что для проверки результатов на адекватность способ визуализации при ПО не применим. Здесь должен использоваться только способ физического моделирования, то есть эксперимент. Таким образом, в качестве средств контроля результатов проектирования объектов новой техники целесообразно использовать:

– на первом этапе САС компьютерное моделирование (КМ) и критерий энергетического баланса

мощностей по основным гармоникам напряжения и тока на его выходе и входе;

– на втором этапе ПО физическое моделирование. Это более дорогостоящее средство решения поставленных задач по сравнению с КМ. Кстати, при инициативном характере разработки новых решений физическое моделирование сегодня чаще всего недоступно именно по этой причине. Поэтому использование его на практике (при условии финансирования проектов), как средства контроля адекватности показателей качества (и функционирования), оправдано лишь для тех объектов, для которых КМ не применимо.

Заметим, что результаты грамотно проведенной ПО не изменяют функциональную характеристику устройства, а лишь определяют его показатели качества в количественном выражении. После этапа САС в принципе возможны два варианта принятия решений. Если потенциальные преимущества синтезированного на этапе САС решения (установленные путем их обоснования) убедительны, то есть по предварительным (пессимистическим) оценкам превосходство его, например, по массогабаритному показателю, при примерно том же КПД, относительно прототипа (или альтернативного варианта), оказывается, например, не менее, чем в 2 раза, то с целью сокращения сроков разработки уточненная процедура ПО может быть отсрочена и проведена в последующем – в рамках доводки объекта или его модернизации, поскольку этот этап значительно более трудоемок и дорог. Это тем более оправдано, что создание после этапа САС предварительной конструкторской документации (КД) на изготовление опытного образца и его последующее экспериментальное исследование обеспечивают необходимый информационный и конструкторский задел (с возможностью его некоторой корректировкой при проведении окончательной ПО). Если выше указанное превосходство не столь велико, то принимается решение о проведении этапа ПО в полном объеме с проведением технико-экономического обоснования и изготовлением уточненной КД на изготовление опытного (предсерийного) образца. Изложенная логика, в частности, иллюстрирует правомерность следующего суждения: при защите инновационных проектов (или диссертационных работ) по новой технике, выполненных на уровне САС, представляется необходимым и достаточным приведение доказательств соответствия их функциональной характеристики проектному замыслу. Для решения этой задачи сегодня имеются все необходимые средства (см., например, [3–5]).

С учетом изложенного, возвратимся к поставленному выше вопросу: “Подтверждены ли Ваши результаты проектирования экспериментально?”. Представляется, что если преимущества синтезированного решения корректно доказаны с помощью КМ, то есть соответствуют проектному

замыслу, согласуются с законами электротехники и, тем более, апробированы в ведущих для данной области электротехники журналах, то требование экспериментальной их проверки можно считать желательным (если имеются средства), но принципиально избыточным. Если же указанные доказательства разработчика проекта неубедительны или, тем более (по мнению оппонента), содержат ошибку, то должны быть приведены доказательства этого, а не только лишь не обоснованные должным образом сомнения. По существу, изложенная позиция во многом касается вопроса научной этики при рецензировании и оппонировании выполненных “коллегами по цеху” научных работ.

В качестве дополнительных доводов, подтверждающих целесообразность выше изложенной позиции, можно привести ряд случаев из практики, когда решения об адекватности результатов проектирования принимаются только лишь на основе компьютерного моделирования, поскольку проверить их на физических моделях реально практически не представляется возможным. Такие случаи имеют место, например, в областях большой энергетики (в энергосистемах) и потребителей большой мощности, не допускающих перерывов в технологических процессах (в металлургии, например) и т. д.

#### Выводы

На современном этапе развития силовой преобразовательной техники (и электротехнических комплексов на ее основе) целесообразным представляется:

1. Структурирование процедуры разработки и проектирования новой техники путем введения в соответствующие нормативные документы дополнительного к двум известным этапам (1.2., 1.3. – см. ниже) первого (1.1.) не менее важного этапа САС [6] в следующей последовательности:

- 1.1. Этапа структурно-алгоритмического синтеза (САС).
- 1.2. Этапа параметрической оптимизации.
- 1.3. Этапа конструкторско-технологической оптимизации.

2. Введение на каждом этапе соответствующих способов оценки адекватности предлагаемых (инновационных) решений проектному замыслу (а при необходимости – и соответствия законам электротехники).

3. Конкурентоспособность продукции творческой инженерной деятельности во многом определяется не только грамотно сформулированной целенаправленной программой развития экономики страны (и ее научно-технического и производственного потенциалов), но и четко и грамотно организованным позиционированием государством инженерного корпуса в социуме по всем принципиально важным аспектам его деятельности и воспроизводства, прежде всего, как инженера-разработчика новой техники.

#### Литература

1. *Сидоров Г. А.* Хронологический анализ развития современной цивилизации. Научно-популярное издание. Книга 1. – М.: “Академия управления”, 2009. – 280 с.

2. *Мыцык Г. С.* Основы теории структурно-алгоритмического синтеза источников вторичного электропитания. Учебн. пособие для вузов – М.: Моск. энерг. ин.-т, 1989. – 108 с.

3. *Горякин Д. В.* Исследование новых возможностей совершенствования машинно-электронных генерирующих систем для малой энергетики и автономных объектов. Автореферат дис.-и на соиск. уч. ст. к.т.н.– М.: НИУ “МЭИ”, 2013. – 20 с.

4. *Коняхин С. Ф., Михеев В. В., Мыцык Г. С.* Автотрансформаторно-выпрямительное устройство с 18 пульсным выпрямлением напряжения. – Электричество, 2013, С. 48–56.

5. *Пью Мьинт Тхейн.* Создание информационно-методического обеспечения для системного проектирования статических преобразователей частоты в составе машинно-электронных генерирующих систем для малой энергетики и автономных объектов. Автореферат дис.-и на соиск. уч. ст. к. т. н.– М.: НИУ “МЭИ”, 2013. – 20 с.

6. *Мыцык Г. С.* Методология анализа и структурно-алгоритмического синтеза малоискажающих устройств силовой электроники для электротехнических комплексов автономных объектов. Автореферат дис.-и на соиск. уч. ст. д. т. н. – М.: Моск. энерг. инс.-т, 2001. – 40 с.

*Мыцык Геннадий Сергеевич*, д. т. н., профессор кафедры ЭКАО МЭИ, тел.: +7(916) 967-39-73, e-mail: mytsykgs@rambler.ru.

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

## ПРОБЛЕМЫ ЛИКВИДАЦИИ АВАРИЙНЫХ ДУГОВЫХ РАЗРЯДОВ В АВИАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ

E. V. Mashukov, K. V. Kulikovskiy,  
G. M. Uliaschenko, D. A. Shevtsov

Problems of Arc Fault Elimination in Aircraft  
Power-Supply Systems

В статье описана актуальность проблематики аварийных электрических дуговых разрядов в наземных и авиационных системах электроснабжения, причины и условия их возникновения, проблемы борьбы с ними на борту летательных аппаратов, методы ликвидации их возникновения, существующие технические решения.

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

The article explains the relevance of arc fault problems in ground based and aircraft power supply systems, discusses whence and conditions of their origin, as well as problems of their suppression on board an aircraft, and methods of their genesis liquidation, observes existing engineering solutions.

**Key words:** power supply system, switchgears-protection, load control center, electromagnetic interference, electrical arc discharge.

Явление электрической дуги (в английском языке “*Arc fault*” – аварийная дуга, (в немецком – “*Lichtbogen*” – электрическая дуга) изучено достаточно полно как с позиций ее использования (например, для электросварки), так и с позиций борьбы с ней в контактной высоковольтной аппаратуре. Начиная примерно с 2000 года, число исследований по ликвидации дуги в самолетных системах электроснабжения (СЭС) резко увеличилось. Толчком к этому послужили две тяжелых авиационных катастрофы пассажирских самолетов в 1996 и 1998 годах, причинами которых, предположительно, стали возгорания после образования аварийных электрических разрядов [1]. К 2000 году в США была разработана программа, направленная на разработку средств борьбы с аварийными электрическими разрядами в бортовых системах летательных аппаратов. В последующее десятилетие работы в данном направлении существенно интенсифицировались.

Наряду с самолетными системами, необходимость борьбы с аварийными электрическими дугами возникла у разработчиков автомобильных СЭС в связи с тенденцией к повышению бортового напряжения постоянного тока до уровня 36...42 В [2, 3]. В последние годы возросло число публикаций по методам борьбы с аварийными дугами в наземных системах электропитания бытовой техники от солнечных батарей с повышенным уровнем напряжения. Однако проблема обнаружения и ликвидации дуги в самолетных системах оказалась существенно сложнее, чем в наземных или в автомобильных по нескольким причинам, а именно вследствие:

- наличия значительных по амплитуде пульсаций сетевых напряжений широкого частотного спектра, которые могут быть приняты за помехи от дуги;

- наличия электрических нагрузок, создающих дополнительные циклические помехи в сети;
- внедрения перспективных СЭС с повышенным напряжением переменного тока 230/400 В и систем постоянного тока повышенного напряжения 270 В, в условиях которых возникновение дуги еще более благоприятно;
- наличия переходных процессов при коммутации многочисленных бортовых нагрузок;
- значительных по амплитуде всплесков напряжения в сетях при отключении индуктивных нагрузок;
- отсутствия в системах переменного тока нулевого провода, а в системах постоянного тока – минусового провода (в качестве которых используется металлический корпус самолета), что затрудняет использование дифференциальных защит.

Задача усложняется еще и тем, что дополнение сложившихся систем защиты распределительных сетей средствами ликвидации дуговых разрядов должно ограничиваться рамками модернизации и не требовать коренных, затратных изменений.

Возможные причины возникновения аварийных дуговых разрядов можно обобщить следующим образом:

- повреждение изоляции провода трением о соседние провода в жгуте, либо о детали крепления жгута с последующим замыканием на корпус;
- разрушение изоляции провода с последующим ее обугливанием в результате разогрева от утечки тока;
- ослабление электрических контактов в местах болтовых креплений проводов;
- излом жилы провода;

- обрыва провода с последующим замыканием его изолированного конца на корпус самолета.

По схеме аварии дуга может быть последовательной или параллельной.

**Последовательная дуга** возникает в месте разрыва последовательного электрического контура, образованного источником электропитания, коммутационно-защитными аппаратами и нагрузкой. В связи с наличием напряжения на горячей дуге ток в поврежденной цепи в большинстве случаев уменьшается относительно предшествовавшего неаварийного уровня и традиционная защита от перегрузок по току не срабатывает.

Параллельная дуга возникает вследствие сильной утечки тока на корпус вплоть до тока короткого замыкания. Такая дуга может возникнуть как с отрывом провода от нагрузки, так и параллельно нагрузке. Условием появления дуги должен быть факт размыкания цепи, что приводит к разогреву образовавшегося места касания с последующей ионизацией промежутка. При “глухом” (металлическом) коротком замыкании дуга не возникает, а сама авария ликвидируется максимальной токовой защитой. Но если короткое замыкание неустойчиво вследствие, например, вибрации корпуса и провода, то дуга возникает, ток в дуге может оказаться недостаточным для срабатывания традиционной защиты, а область, в которой возможно возникновение дуги, окажется расположенной ниже время-токовой характеристики аппарата защиты и коммутации [4].

Уменьшить вероятность аварий, вызванных электрическими дугами, позволяют следующие способы.

1. Повышение механической и диэлектрической прочности изоляции проводов. На этом пути авиационные провода, применяемые, например, на самолетах компании “Boeing”, неоднократно меняли тип изоляции в промежутке 1970 ... 2010 годов от “PVL/Nylon” до современных “Tefzel” и “Teflon-Kapton”. Однако необходимость борьбы с дугами сохранилась [1].

2. Непрерывный мониторинг утечки тока через изоляцию провода. Такой метод широко применяется на космических аппаратах. Однако он требует введение специальных, распределенных по длине провода, датчиков утечки, либо создания аппаратуры дистанционной локализации. И то и другое трудно внедрить в существующие системы.

3. Методы, уменьшающие вероятность возникновения дуги. К ним относится, например, предложение, содержащееся в европейском патенте № EP 1300919 от фирмы “LEONI Bordnetz-Systeme”. Суть предложения – прокладывать фидеры нагрузок параллельными проводами, суммарное сечение которых равно сечению одиночного провода, причем каждый из проводов должен закрепляться в отдельной точке. При обрыве любого провода

оставшиеся провода зашунтируют место разрыва и последовательной дуги не возникнет. Способ требует переделки распределительных сетей и нагрузок. Отметим также, что вероятность возникновения параллельной дуги, в таком случае, возрастет.

4. Разработка электронных средств защиты от дуги в качестве дополнения существующей контактной или бесконтактной коммутационно-защитной аппаратуре (КЗА). Это могут быть дополнительные электронные блоки в тепловых аппаратах защиты, дополнительные блоки в транзисторных аппаратах защиты и коммутации (АЗК), которые в зарубежной литературе обозначаются как *SSPC (Solid State Power Controller)*. Подобные средства защиты могут также входить в состав территориальных электронных центров управления электрическими нагрузками (ЦУН), которые в зарубежной литературе обозначаются как *SPDU (Secondary Power Distribution Unit)*, либо как *MCPCB (Multi-Channel Power Controller Board)*. Данный метод вызывает наибольший интерес как наименее затратный.

Анализ технической литературы по затронутому вопросу на интервале 1990...2012 годов позволяет сформулировать основные методы, используемые для распознавания дуги и для ее ликвидации.

1. Обнаружение дуги по ее свечению, либо по тепловому излучению. И то и другое неприемлемо в авиационных СЭС ввиду их большой протяженности и разветвленности.

2. Индикация дуги по электромагнитному излучению в радиодиапазоне. Метод требует дополнительных средств, позволяющих найти место аварии, что затруднительно в разветвленных системах. Кроме того, ради шум от дуги может быть неотличим от других “нормальных” шумов системы.

3. Индикация дуги в СЭС переменного тока по форме тока в неисправном фидере, которая для СЭС переменного тока резко отличается от нормальной нерегулярностью изменения амплитуды на текущих полупериодах.

4. Обнаружение дуги по наличию шума в сигнале с датчика тока в широком частотном диапазоне, т. е. по наличию сплошного спектра шума, который отличается от линейчатых спектров регулярных помех.

5. Индикация дуги по признакам ее нестационарности и рекурсивности:

- а) хаотичному изменению амплитуды переменной составляющей тока;
- б) хаотичному изменению частоты и фазы всех условных гармоник;
- в) наличию эффекта “фликкер-шума”, когда амплитуды составляющих шума на условных частотах  $f_1$  и  $f_2$  относятся как  $(f_1/f_2)^{0.5}$ .

6. Индикация дуги сравнением формы тока в фидерах (при постоянном мониторинге тока) с формами тока при нормальных процессах [1]. Реализация метода технически возможна, но требует примене-

ния микропроцессорных средств распознавания сигналов и библиотеки нормальных процессов в каждой из нагрузок. Наиболее рационально такие средства размещать не в каждом канале системы распределения, а в составе центров управления электронными нагрузками (ЦУН). Наполнение библиотеки нормальных процессов в нагрузках следует производить на моделирующих стендах конкретных систем.

Наибольшее количество технических решений, касающихся авиационных СЭС, по реализации устройств распознавания и ликвидации дуги относятся к системам переменного тока, что объясняется следующими причинами:

- тем, что такие системы достаточно близки к промышленным системам электропитания, в которых методы борьбы с аварийными дугвыми явлениями отработывались уже достаточно давно;
- преобладанием (по уровню мощности) авиационных трехфазных СЭС переменного тока над традиционными СЭС постоянного тока;
- повышенным напряжением в СЭС переменного тока, большей вероятностью образования дуги.

В заключение приведем несколько примеров технической реализации устройств защиты от дуги, выполненных зарубежными фирмами:

- приборы MS 24571 фирмы “Klixon”, выполненные как дополнение к ранее разработанным этой же фирмой тепловым аппаратам защиты [6];
- полностью электронные приборы фирмы “Ametek” типа P/N 10676B01E75, выполненные как модернизированные транзисторные АЗК [7];
- полностью электронные приборы фирмы “National Hybrid”, выполненные как модернизированные транзисторные АЗК [8];
- централизованное устройство диагностики и ликвидации дугвых явлений в авиационных СЭС переменного тока, выполненное фирмой “Leach” в составе ЦУН [9].

Авторы статьи предполагают продолжить публикации по затронутой теме на основе проводимых ими исследований способов индикации и ликвидации аварийных электрических разрядов в авиационных СЭС с конечной целью аппаратурной

реализации узлов защиты от дуги в составе транзисторных АЗК и электронных ЦУН.

#### Литература

1. *J. Engel, M. Walz, J. M. Cormick.* Arc Fault Circuit Interrupters.
2. *M. Naidie, T. J. Schoepf, S. Gopalakrishnan.* Arc Fault Detection Schemes for an Automotive 42V Wire Harness. – Techpapers/2005-01-1742.
3. *M. Kruger.* Lichtbogenentstehung und Lichtbogendetektion im neuen 42V Bordnetz für Kraftfahrzeuge. – [www.fh-dortmund.de/de/transfer/medien/fob08/fb3/kruger.pdf](http://www.fh-dortmund.de/de/transfer/medien/fob08/fb3/kruger.pdf).
4. *J. Brooks, G. Scott.* Arc-fault Circuit Interrupters for Aerospace Applications. – Society of Automotive Engineers, 1999.
5. Arc Fault Detection for SSPC Based Electrical Power Distribution Systems. – US Patent № 7,177,125 B2, 2007.
6. *T. E. Potter, M. Lavado.* Arc Fault Circuit Interruption Requirements for Aircraft Application. – [www.sensata.com/download/arcfault-requirements-aircraft.pdf](http://www.sensata.com/download/arcfault-requirements-aircraft.pdf).
7. AMPHION Power Control Products. – [www.ametekaerospace.com](http://www.ametekaerospace.com).
8. *K. Mussmacher, W. L. Froeb.* Controllers Guard Against Arc Fault – Power Electronics Technology, Nov. 2004.
9. *I. Khan, M. Gritchley.* Arc Fault Detector. – [www.esterline.com/Portals/3/Products/Arc\\_Fault\\_Detector\\_Paper.pdf](http://www.esterline.com/Portals/3/Products/Arc_Fault_Detector_Paper.pdf).

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

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

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

**Шевцов Даниил Андреевич**, д.т.н., профессор кафедры “Микроэлектронные электросистемы” МАИ, тел.: +7 (499) 158-45-59, e-mail: kaf306@mai.ru.

Л. И. Цытович, М. М. Дудкин, О. Г. Брылина, А. В. Тюгаев

## ИНТЕГРИРУЮЩИЕ ИНТЕРВАЛО-КОДОВЫЕ УСТРОЙСТВА СИНХРОНИЗАЦИИ ДЛЯ ВЕДОМЫХ СЕТЕЙ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

L. I. Tsitovich, M. M. Dudkin,  
O. G. Brylina, A. V. Tygaev

Integrating interval-code devices for mains driven  
gated converters

В статье рассматривается новый класс интегрирующих интервало-кодowych устройств синхронизации, обладающих повышенной помехоустойчивостью, адаптацией к изменениям амплитуды и частоты напряжения сети и широкими функциональными возможностями в плане диагностирования и защиты вентильных преобразователей при нарушениях в работе его контура синхронизации. Разработана методика синтеза интервало-кодowych устройств синхронизации на базе программируемых логических матриц (программируемых контроллеров).

**Ключевые слова:** устройство синхронизации, интегрирующий развертывающий преобразователь, вентильный преобразователь, помехоустойчивость, программируемая логическая матрица.

The new class of integrating interval-code timing devices possessing the enhanced noise stability, adaptation to changes of mains amplitude and frequency and wide functionality with respect to diagnosing and protection of gated converters during malfunctioning of synchronization circuit is considered in the article. Method of synthesis of integrating interval-code timing devices on the basis of programmable logic arrays (programmable controllers) is developed.

**Keywords:** locker, integrating sweep converter, valve inverter, noise stability, programmable logic array.

Интегрирующие устройства синхронизации (УС), включая интервало-кодowych, являются эффективным средством повышения помехоустойчивости силовых вентильных преобразователей (ВП), работающих с искаженной сетью [1–4]. Кроме того, интервало-кодowych УС обладают многофункциональностью, когда с помощью одного УС можно синхронизировать ВП с различной конфигурацией схемы силовых ключей.

Основная идея и методика синтеза интервало-кодowych УС заключается в следующем.

Любая система напряжений, от однофазной до многофазной, имеет характерные точки с периодом повторения, кратным ее частоте. Для однофазных сетей такими точками являются точки перехода синусоидального напряжения через нулевой уровень. В  $n$ -фазных сетях к этим точкам добавляются точки естественной коммутации, например, в трехфазных сетях следующих друг за другом с интервалом 60 эл. град. В результате каждому характерному для данной системы напряжений интервалу времени можно присвоить свое значение, например, в двоичной или двоично-десятичной системах счисления. Для этого необходимо создать дополнительную систему логических сигналов, сдвинутых друг относительно друга таким образом, чтобы каждый из необходимых интервалов времени имел бы характерную только для него кодовую комбинацию, которая затем преобразуется в десятичное число с помощью элементов декодирования (дешифраторов). После этого на базе логической функции «ИЛИ» суммируются те значения десятичного числа, которые характеризуют заданный (требуемый) интервал синхронизации ВП.

Подобные УС в своей основе могут содержать апериодические фильтры [5], либо интегрирующие развертывающие преобразователи (РП) [6, 7]. Ниже рассматриваются интегрирующие интервало-кодowych УС с расширенными, по сравнению с первоначальной структурой [8, 9], функциональными возможностями.

### Каскадное интервало-кодowych двоично-десятичное УС с синхронизацией развертывающих преобразователей по информационному входу

Принцип построения УС иллюстрируется на примере каскадного УС (рис. 1а), состоящего из двух последовательно включенных развертывающих преобразователей РП1 и РП2 с передаточной функцией апериодического звена второго порядка

$$W(p) = \frac{1}{(T_{э1}p + 1) \cdot (T_{э2}p + 1)}.$$

При этом, РП1 каскадного интегрирующего УС с постоянной времени

$$T_{э1} \approx \pi \cdot \bar{A}_C \cdot T_C \cdot K_{П1} / 16$$

полностью адаптирован к изменениям частоты  $(T_C)^{-1}$  и амплитуды  $A_C$  синхронизирующего гармонического воздействия [10–12]. РП2 обладает частичной адаптацией, так как его постоянная времени  $T_{э2} \approx 0,25 T_C K_{П2}$  зависит только от частоты  $(T_C)^{-1}$  сетевого напряжения, подаваемого на вход РП1.

Коэффициенты пропорционального усиления  $K_{П1}$ ,  $K_{П2}$ , развертывающих преобразователей РП1 и РП2 определяются соотношением параметров их

звеньев  $K_{ВХ}$  и  $K_{ОС}$  на входе и в цепи обратной связи соответственно.

Учитывая, что амплитуды выходных импульсов РП1 и РП2 равны между собой, для перевода РП2 в режим внешней синхронизации прямоугольными выходными импульсами РП1 необходимо выполнение условия  $K_{П2} > 1,0$ .

Величина  $K_{П1}$  РП1 каскадного интегрирующего УС зависит от уровня амплитуды  $A_C$  гармонического сигнала синхронизации, подаваемого на его вход, и может быть как меньше, так и больше 1,0. При этом «глубина» синхронизации РП1 составляет  $2,0 \leq \bar{A}_C K_{П1} \leq 4,0$ , где  $\bar{A}_C = |A_C / A|$  – нормированная величина амплитуды  $A_C$  гармонического сигнала синхронизации  $X_C$  при амплитуде выходных импульсов релейного элемента (РЭ), равной  $\pm A$  (рис. 1б, в). Выходные инверторы Ин.1, Ин.2 (рис. 1а) служат для преобразования биполярных выходных импульсов  $Y_{P1}$ ,  $Y_{P2}$  РЭ (рис. 1 в, д) в однополярный сигнал (рис. 1г, е) для последующего согласования выходов РП1, РП2 со схемами цифровой обработки данных. Каждый из каналов РП1, РП2 обеспечивают фазовый сдвиг выходных импульсов по отношению к сигналу синхронизации  $-90$  эл. град [3, 12, 13].

Для последующего рассмотрения принципа действия интервало-кодового УС считаем, что выходные импульсы «Вых.2» каскадного устройства синхронизации (рис. 1а, е) формируют значения  $Q_i$  («0» или «1») соответствующего разряда старшей тетрады (десятки) двоично-десятичного кода 8–4–2–1, а сигнал «Вых.1» на выходе инвертора

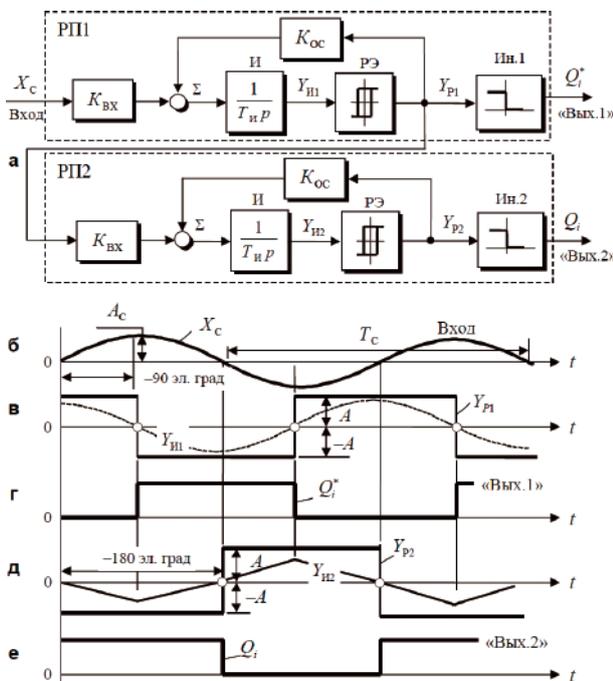


Рис. 1. Структурная схема (а) и временные диаграммы сигналов (б–е) каскадного адаптивного интегрирующего устройства синхронизации

Ин.1 канала РП1 (рис. 1 г) представляет собой соответствующий разряд  $Q_i^*$  младшей тетрады кода 8–4–2–1 (единицы).

Здесь необходимо сразу отметить, что код 8–4–2–1 принят в качестве примера, а его выбор, с точки зрения идеологии интервало-кодовых УС, принципиального значения не имеет. С таким же успехом могут использоваться двоичный или нерегулярные двоично-десятичные коды, например, 4–2–2–1. Это будет отражаться лишь на аппаратной реализации УС, но не на его принципе действия.

Рассмотрим работу УС на примере построения каналов синхронизации реверсивного тиристорного преобразователя с отдельным управлением (рис. 2) [10]. В этом случае система содержит три идентичных канала синхронизации УС–А, УС–В, УС–С, подключенные к фазам А, В, С напряжения сети.

Каждый из каналов выполнен по схеме на рис. 1 а и имеет по два выхода  $Q_i^*$  и  $Q_i$ . В дальнейшем считаем, что УС–А формирует данные с весом  $2^0$  для младшего разряда  $Q_0$  и  $Q_0^*$  соответственно первой и второй тетрад кода 8–4–2–1, а УС–С – для третьего разряда  $Q_2$ ,  $Q_2^*$  этих же тетрад с весовым коэффициентом  $2^2$ . Значение четвертого разряда кода 8–4–2–1 принимаем постоянным и равным  $Q_3 = Q_3^* = 0$ .

Сигналы  $Q_i$  с выходов каналов УС–А, УС–В, УС–С (рис. 3 б–г), образующие «младшую» тетраду кода 8–4–2–1, имеют уровень логической «1» в течение времени формирования «положительных» полуволн напряжений фаз А, В, С (рис. 3а). Выход-

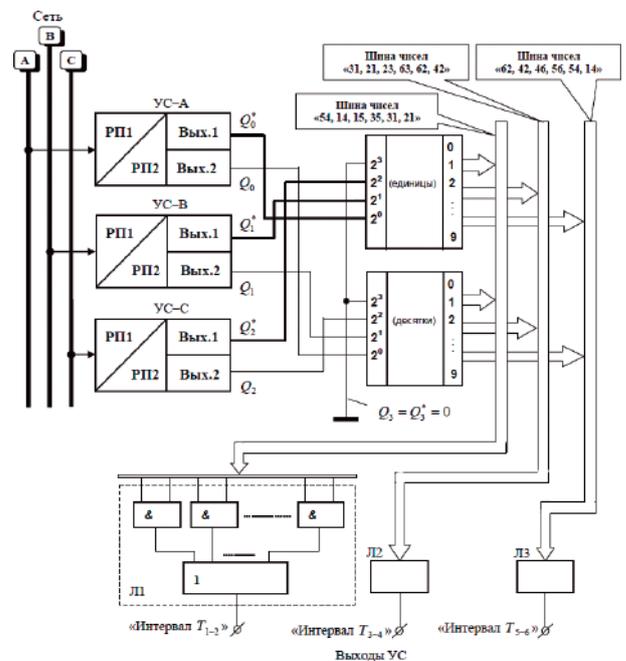


Рис. 2. Функциональная схема интервало-кодового двоично-десятичного интегрирующего устройства синхронизации

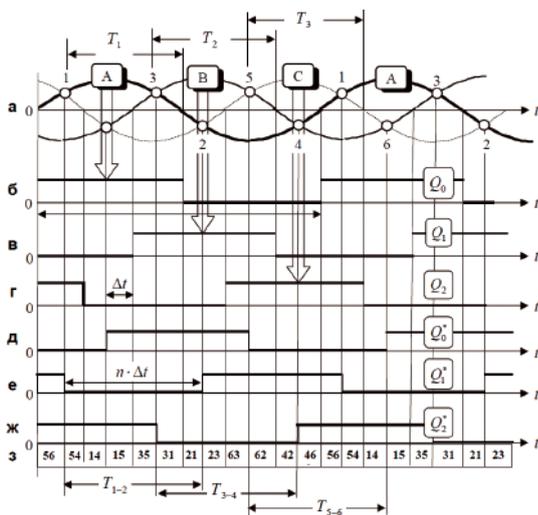


Рис. 3. Временные диаграммы сигналов (а–з) интервало-кодого двоично-десятичного интегрирующего устройства синхронизации

ные импульсы  $Q_i^*$  “старшей” тетрады (рис. 3д–ж) сдвинуты относительно сигналов  $Q_i$  (рис. 3б–г) на  $-90$  эл. град.

В результате каждый участок трехфазной системы напряжений  $A, B, C$  продолжительностью 30 эл. град характеризуется своей кодовой комбинацией, десятичное значение которой приведено в табл. 1.

Таблица 1. Кодовая таблица интервалов синхронизации для различных схем преобразователей

Интервал синхронизации для трехфазного “мостового” ВП	Десятичное число					
$T_{1-2}$	54	14	15	35	31	21
$T_{3-4}$	31	21	23	63	62	42
$T_{5-6}$	62	42	46	56	54	14

Интервал синхронизации для трехфазного “нулевого” ВП с активной нагрузкой	Десятичное число				
$T_1$	54	14	15	35	31
$T_2$	31	21	23	63	62
$T_3$	62	42	46	56	54

При этом, например, для интервалов синхронизации  $T_{1-2}, T_{3-4}, T_{5-6}$  трехфазного “мостового” ВП между точками естественной коммутации “1–2”, “3–4” и “5–6” (рис. 3а) присутствуют вполне определенные кодовые комбинации (табл. 1), которые декодируются дешифраторами DC1 и DC2, и затем объединяются с помощью логических блоков Л1, Л2, Л3 (рис. 2), формируя сигнал синхронизации соответствующих каналов системы импульсно-фазового управления. Каждый из блоков Л1 – Л3 содержит шесть элементов “2И” и один логический блок “БИЛИ”. Один из входов блока “2И” подключается к DC1, второй вход – к DC2.

Обладая высокой степенью помехоустойчивости, обусловленной последовательным включением интегрирующих РП1 и РП2, данный интервало-ко-

довый принцип синхронизации ВП характеризуется также широкими функциональными возможностями.

Так, например, для ВП с трехфазной “нулевой” схемой силовых ключей при активной нагрузке достаточно пять кодовых комбинаций для каждого из требуемых интервалов синхронизации  $T_1, T_2, T_3$  (рис. 3а), кодовые значения которых показаны в табл. 1. При работе с однофазным ВП могут использоваться сигналы  $Q_i$  (рис. 3б–г), либо последовательности “56–54–14–15–35–31” и “21–23–63–62–42–46” из шести чисел (рис. 3а, з).

Кроме способности формировать сигнал синхронизации для различных схем ВП, интервало-кодовые УС обладают также возможностью производить с их помощью ряд операций диагностирования ВП.

На рис. 4 приведены диаграммы сигналов интервало-кодого УС для различных случаев неправильного чередования фаз  $A, B, C$  напряжения сети.

Первое, что обращает на себя внимание, это то, что полностью меняются значения числовых последовательностей (рис. 4а–в) по сравнению с первоначальной для последовательности “А–В–С” (табл. 2). Во-вторых, “внутри” каждого из случаев “В–А–С”, “А–С–В” и “С–В–А” (рис. 4а–в) существует один и тот же массив чисел, отличающийся друг от друга лишь последовательностью их расположения.

Таким образом, с помощью интервало-кодого УС обеспечивается не только синхронизация каналов управления ВП, но и абсолютная достоверность процесса определения (диагностики) правильности чередования фаз напряжения сети, подключаемого к системе импульсно-фазового управления. Для этого можно использовать как весь набор из 12 чисел (табл. 2), реализуя контур индикации и защиты по схеме на рис. 5, так и одно число, например, “36”. При этом построение выходного блока Л аналогично структуре Л1 на рис. 2.

Таблица 2. Последовательность десятичных чисел при различных чередованиях фаз напряжения сети

Последовательность чередования фаз	Десятичное число											
	56	54	14	15	35	31	21	23	63	62	42	46
А–В–С	56	54	14	15	35	31	21	23	63	62	42	46
В–А–С	65	64	24	26	36	32	12	13	53	51	41	45
А–С–В	36	32	12	13	53	51	41	45	65	64	24	26
С–В–А	53	51	41	45	65	64	24	26	36	32	12	13

В первом случае достигается максимально возможное быстроедействие контура защиты от неправильного чередования фазных напряжений, так как сигнал “1” формируется на выходе блока “ИЛИ” при первом же числе из общего массива, характеризующего данную неверную последовательность фаз. Второй вариант предполагает реакцию системы в течение некоторого промежутка времени, пока не

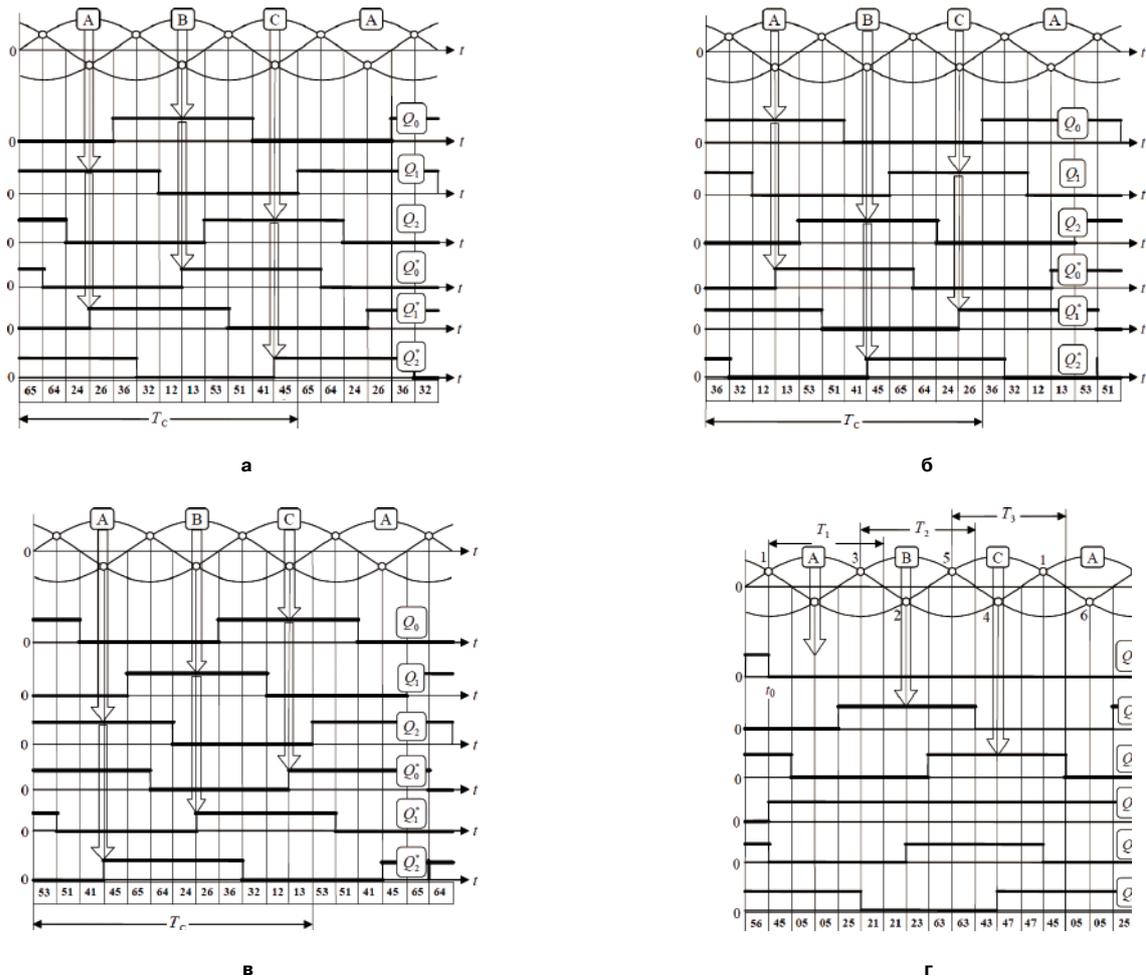


Рис. 4. Временные диаграммы сигналов интервало-кодowego двоично-десятичного интегрирующего устройства синхронизации для случая чередования фаз “B–A–C” (а), “A–C–B” (б), “C–B–A” (в) и неработоспособности РП1 канала УС–А (г)

сформируется одно из заранее выбранных чисел общего массива. В этом случае срабатывание защиты происходит за время, не превышающее длительности одного периода напряжения сети.

Кроме того, способность интервало-кодowego УС определять чередование фаз напряжения сети позволяет по получаемому массиву чисел производить автоматическое демультимплексирование его выходов, когда, независимо от порядка подключения СИФУ к сети, каждый из ее каналов будет синхронизирован с требуемой фазой сетевого напряжения.

Интервало-кодовой принцип синхронизации позволяет также производить защиту ВП от пере-

хода какого-либо канала синхронизации в результате своей неисправности в статическое состояние (логический “0” или “1”), а также в случае срыва режима внешней синхронизации и перехода РП в состояние автоколебаний.

Рассмотрим сказанное более подробно на примере диаграмм сигналов (рис. 4 г) для случая выхода из строя РП1 канала УС–А (рис. 2), когда, например, в результате катастрофического отказа в момент времени  $t_0$  его РЭ переходит в неуправляемое состояние –А, что вызывает появление статического состояния  $Q_0^* = 1$  (рис. 4г). Так как РП2 имеет всегда коэффициент передачи больше единицы, то появление на его входе статического сигнала –А приведет к срыву режима синхронизации в РП2 и его принудительному переводу в статическое положение +А, когда  $Q_0^* = 0$  (рис. 4 г).

Тогда при исправном состоянии УС–В и УС–С на выходе DC1, DC2 будет формироваться последовательность десятичных чисел (рис. 4 г), которая отличается от той, которая имеет место в УС при работоспособности всех его каналов синхронизации (табл. 3). Так, например, для интервала синхронизации  $T_{1-2}$  отличие будет в пяти случаях из шести.

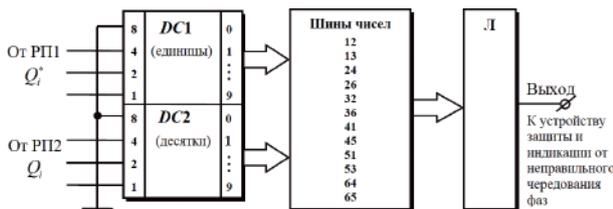


Рис. 5. Функциональная схема быстродействующего канала индикации и защиты от неправильного чередования фаз

Для интервала  $T_{3-4}$  массив чисел отличается только в трех случаях, а на интервале синхронизации  $T_{5-6}$  вся комбинация отлична от той, которая присутствует при исправном состоянии всех каналов УС (табл. 3).

Таблица 3. Последовательности десятичных чисел для исправного и неработоспособного состояний канала синхронизации

Исправное состояние УС						
Интервал синхронизации для реверсивного ВП	Десятичное число					
$T_{1-2}$	14	54	45	65	21	31
$T_{3-4}$	21	31	13	53	42	62
$T_{5-6}$	42	62	26	36	14	54
Выход из строя канала УС-А						
$T_{1-2}$	24	64	46	56	12	32
$T_{3-4}$	12	32	23	63	41	51
$T_{5-6}$	41	51	15	35	24	64

Очевидно, что другие возможные варианты неисправности УС приведут к новым кодовым последовательностям, отличающимся от базовой в табл. 3. Заложив данные последовательности в память программируемого контроллера можно осуществлять не только диагностику системы синхронизации и защиту силового преобразователя, но и достоверно конкретизировать место и характер неисправности.

**Каскадное интервало-кодовое двоично-десятичное УС с комбинированной синхронизацией разветвляющих преобразователей**

Отличительная особенность УС данного типа (рис. 6) заключается в построении второго каскада РП2 на базе разветвляющего преобразователя с синхронизацией пилообразным напряжением со стороны второго входа РЭ2 [14], что примерно в два раза повышает быстродействие УС.

Причина состоит в том, что сигнал с выхода ГПН вводится во внутренний контур замкнутого РП2, когда интегратор И2 оказывается в цепи обратной связи РЭ2. Это придает каналу РП2 свойства дифференцирующего звена, которое стремится частично уменьшить “завал” частотной характеристики РП1 со свойствами, как отмечалось ранее, близкими к апериодическому звену первого порядка.

Диаграммы сигналов канала УС-А приведены на рис. 7.

Для установки нулевых начальных условий в генераторе пилообразного напряжения ГПН служит генератор “коротких” импульсов G (рис. 7в, г). Выходной сигнал интегратора И1 канала РП1 близок по форме к синусоидальному (рис. 7б).

Период пилообразного сигнала с выхода ГПН (рис. 7г) соответствует полупериоду напряжения сети (рис. 7а). Выходные импульсы РЭ2 формируются как результат взаимодействия ведущей с выхода ГПН и ведомой с выхода И2 разверток (рис. 7г).

В результате на выходе РЭ2 импульсы (рис. 7г) имеют среднее нулевое значение и частоту, превышающую частоту напряжения сети (рис. 7 а) в два раза.

Исходными являются следующие условия. Принимается, что на выходе Ин.1 “Вых.1” (рис. 6) формируются разряды  $Q_i^*$  младшей тетрады двоично-десятичного кода, а на выходе Ин.2 “Вых.2” – старшей тетрады этого кода  $Q_i$ .

Тогда, как и в предыдущем случае (рис. 2, 3), каждый из участков в 30 эл. град трехфазной системы напряжений (рис. 8а) характеризуется своим значением десятичного числа. Так, за период ТС формируется числовая последовательность “36–14–54–45–65–21–31–13–53–42–62–26” (рис. 8б–ж), что обеспечивает для каждого интервала синхронизации  $T_{1-2}$ ,  $T_{3-4}$ ,  $T_{5-6}$  индивидуальный набор чисел (табл. 4) из приведенного ряда за время  $T_C$ .

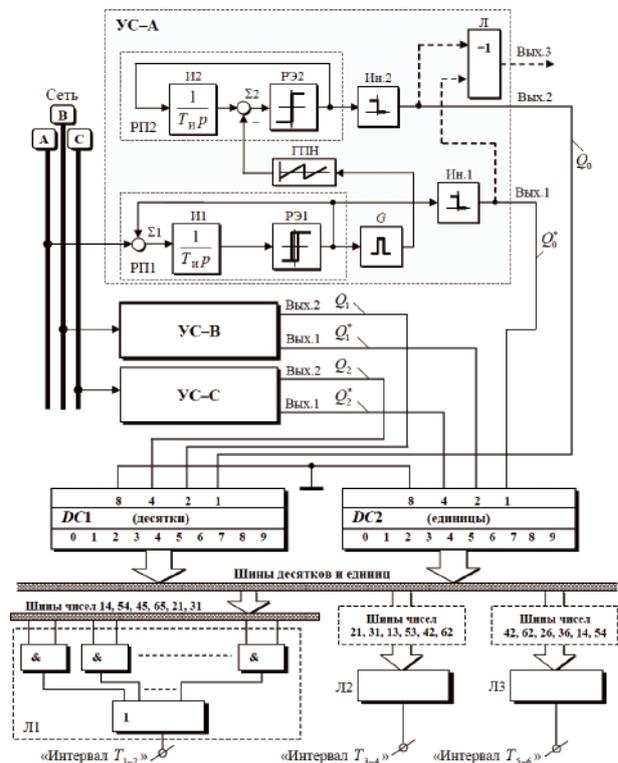


Рис. 6. Функциональная схема интервало-кодового двоично-десятичного интегрирующего устройства синхронизации на основе каскадного УС с синхронизацией второго канала пилообразным сигналом развертки

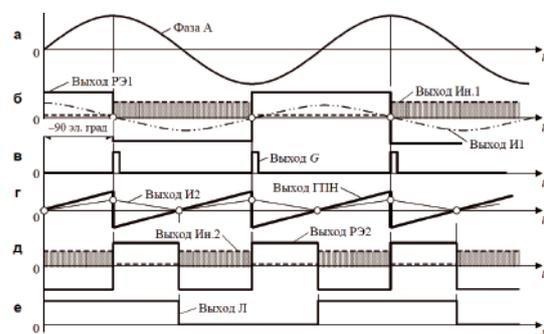


Рис. 7. Временные диаграммы сигналов канала синхронизации УС-А

Таблица 4. Кодовая таблица состояний для чередований фаз “А – В – С” и “В – А – С”

Чередование фаз “А–В–С”						
Интервал синхронизации	Десятичное число					
$T_{1-2}$	64	24	35	15	51	41
$T_{3-4}$	51	41	63	23	32	12
$T_{5-6}$	32	12	56	46	64	24
Чередование фаз “В–А–С”						
$T_{1-2}$	54	14	36	26	62	42
$T_{3-4}$	62	42	53	13	31	21
$T_{5-6}$	31	21	65	45	54	14

Вданном УС также обеспечивается возможность реализации функций диагностирования и защиты ВП при отказе элементов УС или неправильном чередовании фаз напряжения сети.

Например, при чередовании фаз “В–А–С” (табл. 4) последовательность чисел на интервалах синхронизации  $T_{1-2}$ ,  $T_{3-4}$ ,  $T_{5-6}$  полностью меняется по сравнению с заданной.

Для синхронизации однофазных ВП нет необходимости применять схему дешифрации DC1, DC2. В этих случаях достаточно ввести в схему УС блок Л логической функции “Искл. ИЛИ” (рис. 6, “Вых.3”), с помощью которого выделяется сигнал логической единицы длительностью 180 эл. град (рис. 7б, д, е).

**Интервало-кодовые УС на основе программируемых логических матриц**

Общим достоинством интервало-кодовых УС является возможность реализации алгоритма обработки их выходных данных на основе микроконтроллеров [15, 16], а алгоритм создания программы для микроконтроллера наиболее просто пояснить на примере программируемых логических матриц (ПЛМ) [17].

Первые два этапа синтеза подобных схем УС сводятся к разбиению системы  $n$ -фазных напряжений на участки  $\Delta t$  и получению последовательности логических сигналов, сдвинутых друг относительно друга на величину, пропорциональную  $\Delta t$ , причем, как правило, для трехфазной сети выбирается  $\Delta t = 30$  эл. град (рис. 3).

Далее создается ПЛМ на основе двух базовых матриц: первая включает матрицу элементов “2n И”, вторая состоит из логических элементов типа “k · n ИЛИ”, где  $n$  – количество участков  $\Delta t$  на требуемом интервале синхронизации;  $k$  – количество интервалов синхронизации. Затем для каждого интервала  $\Delta t$ , являющегося составной частью полного интервала синхронизации, составляется система уравнений (1), включающая как прямые, так и инверсные значения логических переменных, которые заносятся в общую кодовую табл. 5.

При программировании ПЛМ элементы “2n И” подключаются к тем шинам матрицы, кото-

рым соответствует “1” в строке кодовой таблицы. Входы элементов “k · n ИЛИ” подключаются к тем выходам элементов “2n И”, которые формируют заданный интервал синхронизации.

$$\begin{cases} \Delta Y_1 = Q_0 \cdot Q_1 \cdot \dots \cdot Q_i \cdot \bar{Q}_0 \cdot \bar{Q}_1 \cdot \dots \cdot \bar{Q}_i; \\ \Delta Y_2 = Q_0 \cdot Q_1 \cdot \dots \cdot Q_i \cdot \bar{Q}_0 \cdot \bar{Q}_1 \cdot \dots \cdot \bar{Q}_i; \\ \vdots \\ \Delta Y_n = Q_0 \cdot Q_1 \cdot \dots \cdot Q_i \cdot \bar{Q}_0 \cdot \bar{Q}_1 \cdot \dots \cdot \bar{Q}_i; \\ Y = \Delta Y_1 + \Delta Y_2 + \dots + \Delta Y_n, \end{cases} \quad (1)$$

Методику синтеза УС с ПЛМ рассмотрим на примере схемы двоично-десятичного устройства синхронизации, приведенной на рис. 2.

Каждый из трех интервалов синхронизации  $T_{1-2}$ ,  $T_{3-4}$ ,  $T_{5-6}$  (рис. 3) содержит шесть участков  $\Delta t$ , характеризующихся логическими переменными  $Q_0$ ,  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_0^*$ ,  $Q_1^*$ ,  $Q_2^*$ , состояния которых, например, для участка  $T_{1-2}$  занесены в первую строку кодовой табл. 5. При этом в строке содержатся также инверсные значения этих переменных. Аналогичным образом поступаем и для остальных интервалов  $\Delta t$ .

В итоге матрица элементов “И” включает в себя 18 элементов “12И” (рис. 9), входы которых подключаются к шинам, характеризующихся в кодовой табл. 5 состоянием “1”. Для формирования интервалов  $T_{1-2}$ ,  $T_{3-4}$ ,  $T_{5-6}$  служат три элемента “18ИЛИ” (табл. 5) и суммирующие логические уровни для каждого из них. Фактически ПЛМ является тем же дешифратором, что и DC1, DC2, образующими схему декодирования данных в УС на рис. 2. Причем ПЛМ синтезируется по тем же принципам, что и дешифраторы [17].

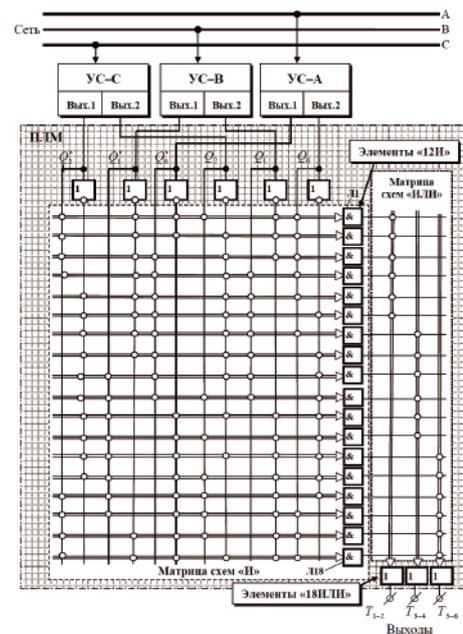


Рис. 9. Функциональная схема адаптивного интервало-кодового интегрирующего устройства синхронизации на основе каскадно-го УС с программируемой логической матрицей

Таблица 5. Кодовая таблица интервало-кодowego интегрирующего устройства синхронизации на основе каскадного УС с программируемой логической матрицей

лЭ	Протзведение											Сумма			
	$\bar{Q}_2^*$	$\bar{Q}_1^*$	$\bar{Q}_0^*$	$\bar{Q}_2$	$\bar{Q}_1$	$\bar{Q}_0$	$Q_2^*$	$Q_1^*$	$Q_0^*$	$Q_2$	$Q_1$	$Q_0$	$T_{1-2}$	$T_{3-4}$	$T_{5-6}$
Интервал синхронизации $T_{1-2} = n \cdot \Delta t, (n = 6)$															
л1	0	1	1	0	1	0	1	0	0	1	0	1	1	–	–
л2	0	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	1	1	–	–
л3	0	1	0	1	1	0	1	0	1	0	0	1	1	–	–
л4	0	1	0	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	–	–
л5	1	1	0	1	0	0	0	0	1	0	1	1	1	–	–
л6	1	1	0	1	0	1	0	0	1	0	1	0	1	–	–
Интервал синхронизации $T_{3-4} = n \cdot \Delta t, (n = 6)$															
л7	1	1	0	1	0	0	0	0	1	0	1	1	–	1	–
л8	1	1	0	1	0	1	0	0	1	0	1	0	–	1	–
л9	1	0	0	1	0	1	0	1	1	0	1	0	–	1	–
л10	1	0	0	0	0	1	0	1	1	1	1	0	–	1	–
л11	1	0	1	0	0	1	0	1	0	1	1	0	–	1	–
л12	1	0	1	0	1	1	0	1	0	1	0	0	–	1	–
Интервал синхронизации $T_{5-6} = n \cdot \Delta t, (n = 6)$															
л13	1	0	1	0	0	1	0	1	0	1	1	0	–	–	1
л14	1	0	1	0	1	1	0	1	0	1	0	0	–	–	1
л15	0	0	1	0	1	1	1	1	0	1	0	0	–	–	1
л16	0	0	1	0	1	0	1	1	0	1	0	1	–	–	1
л17	0	1	1	0	1	0	1	0	0	1	0	1	–	–	1
л18	0	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	1	–	–	1

### Выводы

1. Впервые предложены каскадные интервало-кодковые устройства синхронизации на основе интегрирующих развертывающих преобразователей, обеспечивающие адаптацию системы управления ВП к нестационарным параметрам сети.

2. Показана способность интервало-кодковых устройств синхронизации осуществлять функции самодиагностирования, а также защиту от неправильного чередования фаз на входе системы управления ВП.

3. Предложена схема быстродействующего канала индикации и защиты от неправильного чередования фаз на основе интервало-кодковых устройств синхронизации.

4. Впервые предложено УС с комбинированной синхронизацией развертывающих преобразователей, обладающее повышенными динамическими характеристиками.

5. Разработана методика синтеза интервало-кодковых устройств синхронизации на базе ПЛМ (программируемых контроллеров).

### Литература

1. Пат. 2449456 Российская Федерация, МПК7 Н 02 М 1/08. Интегрирующее устройство синхронизации / Л.И. Цытович, О. Г. Брылина, А. В. Качалов, М. М. Дудкин, Р. М. Рахматуллин, И. Р. Муфтеев. – № 2011108851/07; заявл. 09.03.2011; опубл. 27.04.12, Бюл. № 12.

2. Пат. 2383985 Российская Федерация, МПК7 Н 02 М 1/08. Устройство синхронизации / Л. И. Цытович, М. М. Дудкин, А. В. Качалов, Р. М. Рахматуллин. – № 2008142655/09; заявл. 27.10.08; опубл. 10.03.10, Бюл. № 7.

3. Цытович Л. И., Качалов А. В., Дудкин М. М. Интегрирующие устройства синхронизации для систем импульсно-фазового управления вентиляционными преобразователями // Практическая силовая электроника. – № 1 (37), 2010, С. 42–51.

4. Цытович Л. И., Дудкин М. М., Качалов А. В. Числоимпульсные фазосдвигающие устройства для систем импульсно-фазового управления тиристорными преобразователями // Практическая силовая электроника. – № 3 (35), 2009, С. 42–51.

5. Качалов А. В., Цытович Л. И., Тюменцева Н. А., Фокина Н. С. Адаптивное к нестабильности напряжения сети компараторное устройство синхронизации со следящей фиксацией сигналов разверток // Наука ЮУрГУ: материалы 62-й научной конференции. Секции технических наук. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2010, Т. 3, С 96–99.

6. Темников Ф. Е., Славинский В. Е. Математические развертывающие системы. – М.: Энергия, 1970. – 120 с.

7. Мартяшин А. И., Шахов Э. К., Шляндин В. М. Преобразователи электрических параметров для систем контроля и измерения. – М.: Энергия, 1976. – 390 с.

8. Пат. 2465709 Российская Федерация. МПК7 Н 02 М 1/08. Устройство синхронизации / Л. И. Цытович, М. М. Дудкин, О. Г. Брылина, Р. М. Рахматулин. – № 2011141445/07; заявл. 12.10.11; опубл. 27.10.12, Бюл. № 30.

9. *Цытович Л. И., Качалов А. В.* Интегрирующая интервал-кодовая синхронизация реверсивных тиристорных преобразователей // Вестник ЮУрГУ. Серия “Энергетика”, 2010, Вып. 13, № 14 (190), С. 36–39.

10. *Цытович Л. И., Рахматулин Р. М., Дудкин М. М., Качалов А. В.* Реверсивный тиристорный преобразователь для систем управления с питанием от сети с нестационарными параметрами // Практическая силовая электроника, 2009, № 2 (34), С. 35–41.

11. *Цытович Л. И.* Развертывающий операционный усилитель с перестраиваемой полосой пропускания // Приборы и техника эксперимента. – М.: АН СССР, 1979, № 4, С. 149–152.

12. *Цытович Л. И., Гафиятуллин Р. Х., Рахматулин Р. М., Дудкин М. М.* и др. Тиристорная станция управления интегрирующего типа для плавного пуска асинхронных электродвигателей // Наука и технологии. Избранные труды Российской школы “К 70-летию Г. П. Вяткина”. – М.: РАН, 2005, С. 520–526.

13. *Цытович Л. И., Брылина О. Г.* Частотно-широотно-импульсный регулятор переменного напряжения с автоматическим резервированием

каналов управления // Вестник ЮУрГУ. Серия “Энергетика”. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2011, Вып. 16, № 34, С. 56–60.

14. Пат. 2422974 Российская Федерация, МПК7 Н 02 М 1/08. Интегрирующее устройство синхронизации / Л. И. Цытович, М. М. Дудкин, А. В. Качалов. – № 2009147064/09; заявл. 17.12.09; опубл. 27.06.11, Бюл. № 18.

15. *Евстифеев А. В.* Микроконтроллеры AVR семейств Tiny и Mega фирмы Atmel. – М.: Издательский дом “Додэка-XXI”, 2005. – 560 с.

16. *Евстифеев А. В.* Микроконтроллеры AVR семейства Mega. Руководство пользователя. – М.: Издательский дом “Додэка-XXI”, 2007. – 592 с.

17. *Цытович Л. И.* Элементы аналоговой и цифровой электроники в автоматизированном электроприводе. – Челябинск: ЮУрГУ, 2001. – 480 с.

*Цытович Леонид Игнатьевич*, д. т. н., профессор, заведующий кафедрой электропривода (ЭПА) Южно-Уральского государственного университета (ЮУрГУ), тел./факс: 8 (351) 267-93-85, e-mail: tsli@susu.ac.ru;

*Дудкин Максим Михайлович*, к. т. н., доцент кафедры ЭПА ЮУрГУ, тел. 8 (351) 267-93-21, e-mail: dudkinmax@mail.ru;

*Брылина Олеся Геннадьевна*, к. т. н., доцент кафедры ЭПА ЮУрГУ, тел.: 8 (351) 267-93-21, e-mail: teolge@mail.ru;

*Тюгаев Антон Валерьевич*, аспирант кафедры ЭПА ЮУрГУ, тел.: 8 (351) 267-93-21.

Г. А. Белов, Г. В. Малинин, Ю. М. Семенов

## УСРЕДНЕННЫЕ СТРУКТУРНЫЕ ДИНАМИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ИНВЕРТИРУЮЩЕГО ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

G. A. Belov, G. V. Malinin,  
Y. M. Semenov

Averaged structural dynamic models of buck-boost  
switching converter

Обоснованы усредненные структурные динамические модели инвертирующего импульсного преобразователя в режимах непрерывного и прерывистого токов, из которых в качестве частных случаев получаются различные известные усредненные динамические модели. Обсуждаются возможности использования полученных моделей для расчета статических и динамических характеристик и синтеза систем управления преобразователем.

**Ключевые слова:** импульсный преобразователь, система управления, структурная динамическая модель, синтез.

Averaged structural dynamic models of the buck-boost switching converter in continuous and discontinuous currents modes, of which as special cases of various known averaged dynamic models are substantiated. The paper discusses the possibility of using such models to calculate static and dynamic behavior and synthesize converter control system.

**Keywords:** switched mode converter, control system, structural dynamic model, synthesis.

Обратноходовые импульсные преобразователи, являющиеся частным случаем инвертирующего преобразователя, широко применяются при выходной мощности до 100 Вт. Нелинейность и дискретность точных динамических моделей [1, 2] затрудняет их использование при проектировании. Поэтому для динамического синтеза широко используются линеаризованные усредненные динамические модели силовой части, которые необходимо представлять в виде, удобном для синтеза системы управления.

Фирмы-производители интегральных микросхем управления импульсными преобразователями, кроме описания структуры, функционирования и основных характеристик и параметров микросхем, предлагают пользователям рекомендации по их применению. Рекомендации, как правило, включают в себя методики расчета и проектирования силовой части и замкнутых систем управления на базе этих микросхем и примеры практической реализации систем с конкретными параметрами силовой части и внешних компонентов микросхем [3, 4]. Как отмечается в [5], необходимость расчета цепей обратных связей систем управления импульсными преобразователями отпугивает специалистов-практиков от этого этапа проектирования. Поэтому на практике поступают очень просто: рассчитывают лишь силовую часть, а параметры схемы управления берут из примеров, приводимых фирмами. Однако недостаточно осознанный подбор параметров системы управления может приводить к ошибкам, следствием которых могут быть неправильное функционирование импульсного преобразователя, нарушение его устойчивости с последующей генерацией субгармонических колебаний большой

амплитуды и создание слышимого шума источника питания. Характеристики импульсного преобразователя при этом, как правило, будут далеки от оптимальных. В связи с этим актуальной задачей является ознакомление практических специалистов с в достаточной мере обоснованными методиками проектирования импульсных преобразователей с замкнутыми системами управления, которые используют те или иные динамические модели силовой части.

В связи с непрерывным повышением частоты переключений силовых транзисторов, появлением новых микросхем управления, реализующих разные законы управления силовой частью, появляется необходимость уточнения динамических моделей силовой части и систем управления. Например, с повышением частоты переключений появилась необходимость учета эквивалентного последовательного сопротивления (ЭПС) выходного конденсатора [5].

Поскольку абсолютное большинство преобразователей строятся с замкнутыми системами управления, модели силовой части должны представляться в виде, позволяющем простое объединение с моделями схемы управления. К таким моделям относятся структурные динамические модели [6].

В предлагаемой статье обосновываются обобщенные структурные динамические модели, охватывающие как частные случаи известные из литературы модели. В зарубежной литературе [7, 8] вместо структурных моделей импульсных преобразователей широко используются схемные модели, которые обладают очевидными недостатками, затрудняющими анализ и синтез преобразователей с замкнутыми системами управления [5, 9].

**В режиме непрерывного тока (РНТ)** силового дросселя справедлива структурная модель, представленная на рис. 1а [2], где  $G(p)$  – операторная проводимость цепи силового дросселя,  $Z(p) = Z(p)W_C(p)$  – операторное сопротивление выходного конденсатора с учетом сопротивления нагрузки, определяемые выражениями

$$G(p) = \frac{1}{Lp+r}; Z(p) = \frac{R}{(R+r_c)Cp+1}; W_C(p) = 1 + \tau_c p,$$

где  $L$  и  $r$  – индуктивность силового дросселя и усредненное по двум рабочим интервалам активное сопротивление его цепи;  $R$  – активное сопротивление нагрузки,  $r_c$  ЭПС выходного конденсатора;  $C$  – емкость выходного конденсатора;  $\tau_c = r_c C$  – постоянная времени конденсатора.

Ноль передаточной функции силовой части, обусловленный ЭПС, соответствует частоте

$$f_{ЭПС} = \frac{1}{2\pi\tau_c},$$

причем для оксидно-электролитических алюминиевых конденсаторов  $f_{ЭПС} = 1-5$  кГц; для танталовых конденсаторов  $f_{ЭПС} = 10-25$  кГц [5].

Нелинейная схема (рис. 1а) [2] удобна для расчета статических характеристик (нагрузочной и регулировочной) преобразователя, для чего в передаточных функциях динамических звеньев  $G(p)$ ,  $Z(p)$ ,  $W_C(p)$  необходимо принять  $p = 0$ . Тогда, например, можно получить выражение для внешней характеристики инвертирующего преобразователя и среднего значения тока дросселя через среднее значение полного тока нагрузки

$$u_{\text{вых.ср}} = \frac{\gamma}{1-\gamma} u_{\text{вх}} - \frac{r}{(1-\gamma)^2} i_{\text{н.ср}}; \quad (1)$$

$$i_{L\text{ср}} = \frac{i_{\text{н.ср}}}{1-\gamma},$$

где  $\gamma$  – относительная длительность включенного состояния силового транзистора;  $i_{\text{н.ср}}$  – среднее за период переключений  $T$  значение тока нагрузки преобразователя, который складывается из тока в сопротивлении нагрузки  $R$  и дополнительного тока нагрузки  $i_{\text{н.д}}$ , т. е.

$$i_{\text{н.ср}} = \frac{u_{\text{вых.ср}}}{R} + i_{\text{н.д.ср}}.$$

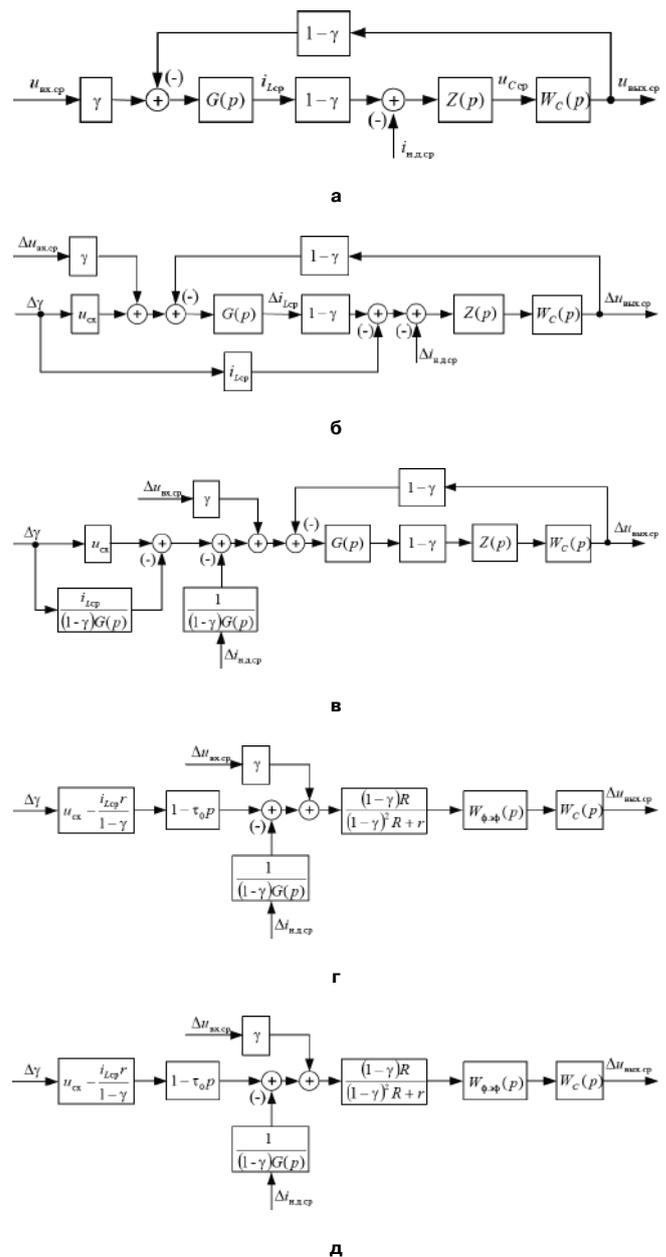
В выражении (1) и далее полагаем  $u_{\text{вх}} = u_{\text{вх.ср}}$ , т. е. пренебрегаем возможными пульсациями входного напряжения.

Однако нелинейная модель (рис. 1а) неудобна для анализа и синтеза замкнутых систем управления преобразователем из-за своей нелинейности и отсутствия управляющего входа, на который поступала бы относительная длительность включенного состояния силового транзистора  $\gamma$ , являющаяся

управляющим сигналом силовой части преобразователя.

Как нетрудно убедиться из модели (рис. 1а), сопротивление  $r_c$  не влияет на статические характеристики преобразователя, что понятно из физических соображений, поскольку среднее за период переключений  $T$  значение тока выходного конденсатора в установившемся режиме равно нулю.

Воспользуемся линеаризованной структурной моделью (рис. 1б), где  $u_{\text{сх}} = u_{\text{вх}} + u_{\text{вых.ср}}$ , для определения передаточных функций инвертирующего преобразователя. Для этого необходимо провести структурные преобразования модели (рис. 1б),



**Рис. 1.** Усредненные структурные динамические модели инвертирующего преобразователя в режиме РНТ: нелинейная (а), исходная линеаризованная (б), преобразованные линеаризованные (в, г)

либо преобразовать ее уравнения. Для построения динамической модели контура регулирования напряжения из уравнений

$$\begin{aligned} \Delta i_{L_{cp}} &= G(p)[u_{cx}\Delta\gamma + \gamma\Delta u_{вх} - (1-\gamma)\Delta u_{вых.ср}]; \\ \Delta u_{вых.ср} &= Z(p)[(1-\gamma)\Delta i_{L_{cp}} - i_{L_{cp}}\Delta\gamma - \Delta i_{н.д.ср}], \end{aligned} \quad (2)$$

вытекающих из линеаризованной модели (рис. 1б), необходимо исключить переменную  $\Delta i_{L_{cp}}$ .

Эквивалентные преобразования структурной модели (рис. 1б) начнем с переноса точки приложения сигналов  $\Delta i_{L_{cp}}\Delta\gamma$  и  $i_{н.д.ср}$  назад (против направления распространения сигнала) через звенья  $(1-\gamma)$  и  $G(p)$  [6]. Тогда исходная линеаризованная структурная модель (рис. 1б) преобразуется к виду, показанному на рис. 1в. Следует заметить, что выходная величина звена  $G(p)$  на рис. 1в уже не равна  $\Delta i_{L_{cp}}$ . После дополнительных преобразований получим схему, показанную на рис. 1г, где  $W_{ф.эф}(p)$  – передаточная функция фиктивного LC-фильтра, образованного выходным конденсатором С и эффективной индуктивностью

$$L_{эф} = \frac{L}{(1-\gamma)^2}. \quad (3)$$

При этом получаем

$$W_{ф.эф}(p) = \frac{1}{T_1^2 p^2 + 2\zeta_1 T_1 p + 1}, \quad (4)$$

где  $T_1$  и  $\zeta_1$  – постоянная времени и коэффициент затухания фиктивного LC-фильтра, определяемые выражениями

$$\begin{aligned} T_1 &= \sqrt{\frac{R+r_c}{(1-\gamma)^2 R+r}} LC; \\ \zeta_1 &= \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R+r_c}{(1-\gamma)^2 R+r}} \left\{ [(1-\gamma)^2 (R\parallel r_c) + r] \times \right. \\ &\quad \left. \times \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{1}{R+r_c} \sqrt{\frac{L}{C}} \right\}. \end{aligned} \quad (5)$$

Полученная структурная модель (рис. 1г) имеет три входа  $\Delta\gamma$ ,  $\Delta u_{вх}$ ,  $\Delta i_{н.д.ср}$  и в соответствии с принципом суперпозиции получим

$$\Delta u_{вых.ср} = W_{11}(p)\Delta\gamma + W_{12}(p)\Delta u_{вх} + W_{13}(p)\Delta i_{н.д.ср}, \quad (6)$$

где передаточные функции  $W_{11}(p)$ ,  $W_{12}(p)$ ,  $W_{13}(p)$  определяются следующим образом:

$$\begin{aligned} W_{11}(p) &= K_{11}(1-\tau_0 p) W_{ф.эф}(p) W_C(p); \\ W_{12}(p) &= K_{12} W_{ф.эф}(p) W_C(p); \\ W_{13}(p) &= -K_{13}(T_L p + 1) W_{ф.эф}(p) W_C(p). \end{aligned} \quad (7)$$

Здесь  $T_L = L/r$  постоянная времени цепи силового дросселя,  $\tau_0$  – постоянная времени, определяемая выражением

$$\tau_0 = \frac{L}{\frac{(1-\gamma)^2}{\gamma} R_{н.экв} + \frac{1-2\gamma}{\gamma} r}, \quad (8)$$

где  $R_{н.экв} = u_{вых.ср}/i_{н.ср}$  – эквивалентное сопротивление нагрузки, учитывающее как сопротивление  $R$ , так и дополнительный ток нагрузки  $i_{н.д.}$ .

Коэффициенты усиления, входящие в выражения (7), определяются следующим образом:

$$\begin{aligned} K_{11} &= \frac{R[(1-\gamma)u_{cx} - i_{L_{cp}}r]}{(1-\gamma)^2 R+r}, \\ K_{12} &= \frac{\gamma(1-\gamma)R}{(1-\gamma)^2 R+r}; \\ K_{13} &= \frac{Rr}{(1-\gamma)^2 R+r}. \end{aligned} \quad (9)$$

Выражения (6)–(9) могут быть получены также исключением переменной  $\Delta i_{L_{cp}}$  из уравнений (2).

Одной из особенностей передаточной функции  $W_{11}(p)$  является наличие нуля в правой комплексной полуплоскости (*Right Half Plane (RHP)-Zero*). Следовательно, эта передаточная функция является неминимально-фазовой.

Нетрудно указать физический смысл передаточных функций (7). В частности, передаточная функция  $W_{13}(p)$ , позволяющая определить изменение выходного напряжения  $\Delta u_{вых.ср}(t)$ , вызванное воздействием источника тока  $\Delta i_{н.д.ср}(t)$  со стороны выходных зажимов преобразователя, представляет собой операторное выходное сопротивление преобразователя  $Z_{вых}(p)$ . Необходимо только исключить сопротивление  $R$  из выражения  $W_{13}(p)$ , положив  $R \rightarrow \infty$ , поскольку это сопротивление учитывается в полном токе нагрузки  $i_{н.ср}$ . Учитывая, что

$$\begin{aligned} \lim_{R \rightarrow \infty} K_{13} &= \frac{r}{(1-\gamma)^2}; \\ \lim_{R \rightarrow \infty} T_1 &= (L_{эф}C)^{0,5}; \end{aligned} \quad (9a)$$

$$\lim_{R \rightarrow \infty} \zeta_1 = \frac{1}{2} \left[ r_c + \frac{r}{(1-\gamma)H2} \right] \sqrt{\frac{C}{L_{эф}}},$$

получим

$$Z_{вых}(p) = R_{вых} \frac{(1+T_L p)(1+\tau_c p)}{L_{эф} C p^2 + \left[ r_c + \frac{r}{(1-\gamma)^2} \right] C p + 1}, \quad (10)$$

где  $R_{вых} = r/(1-\gamma)$ .

В установившемся режиме, как видно из (10), выходное сопротивление равно  $R_{\text{вых}}$ , что подтверждается первым уравнением (1).

Для составления динамической модели при регулировании тока дросселя следует из уравнений (2) исключить величину  $\Delta u_{\text{вых.ср}}$ , либо преобразовать структурную схему на рис. 1б так, чтобы при этом не изменился сигнал на выходе звена  $G(p)$ . Точки приложения сигналов  $i_{L\text{ср}}\Delta\gamma$  и  $\Delta i_{\text{н.д.ср}}$  в схеме на рис. 1б перенесем вперед (по направлению распространения сигнала) через звенья  $Z(p)$ ,  $W_c(p)$  и  $(1-\gamma)$ . Тогда получим схему, показанную на рис. 2а.

Упрощая эту схему с учетом уравнения (1), приходим к схеме на рис. 2б, где введено обозначение

$$T'_C = \frac{(R+r_c)C[u_{\text{сх}} + (R\parallel r_c)i_{\text{н.ср}}]}{i_{\text{н.ср}}R + u_{\text{сх}}}, \quad (11)$$

и согласно (1)  $i_{\text{н.ср}} = (1-\gamma)i_{L\text{ср}}$ .

Из структурной схемы на рис. 2б следует соотношение

$$\Delta i_{L\text{ср}}(p) = W_{21}(p)\Delta\gamma(p) + W_{22}(p)\Delta u_{\text{вых.ср}}(p) + W_{23}(p)\Delta i_{\text{н.д.ср}}(p), \quad (12)$$

где передаточные функции  $W_{2j}(p)$ ,  $j=1, 2, 3$ , определяются выражениями

$$\begin{aligned} W_{21}(p) &= K_{21}(T'_C p + 1)W_{\text{ф.эф}}(p)W_c(p); \\ W_{22}(p) &= K_{22}(T'_C p + 1)W_{\text{ф.эф}}(p); \\ W_{23}(p) &= K_{23}(\tau_c p + 1)W_{\text{ф.эф}}(p), \end{aligned} \quad (13)$$

где  $T'_C = (R+r_c)C$ ; коэффициенты усиления  $K_{2j}$ ,  $j=1, 2, 3$  определяются следующим образом:

$$K_{21} = \frac{i_{\text{н.ср}}R + u_{\text{сх}}}{(1-\gamma)^2 R + r}; \quad K_{22} = \frac{\gamma}{(1-\gamma)^2 R + r}; \quad K_{23} = \frac{(1-\gamma)R}{(1-\gamma)^2 R + r}. \quad (14)$$

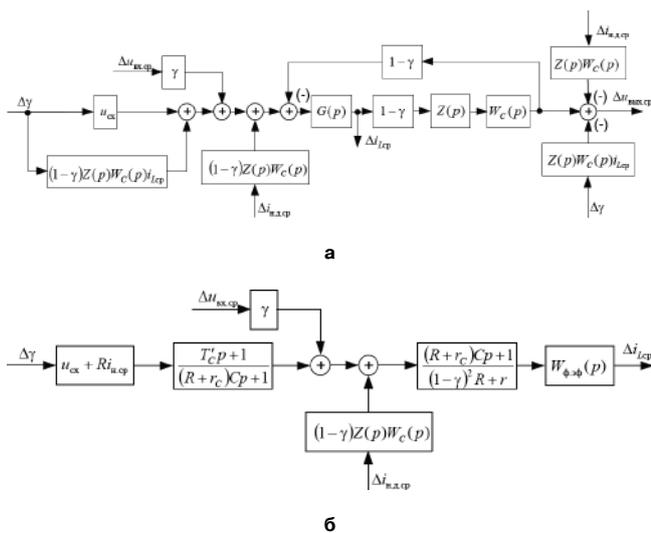


Рис. 2. Линеаризованные усредненные структурные динамические модели инвертирующего преобразователя в режиме РНТ: преобразованная (а), преобразованная к схеме с токовым выходом (б)

Выражения (12)–(14) получаются также исключением величины  $\Delta u_{\text{вых.ср}}$  из уравнений (2). Передаточная функция

$$W_{23}(p) = \frac{\Delta i_{L\text{ср}}(p)}{\Delta i_{\text{н.д.ср}}(p)} \Big|_{\substack{\Delta\gamma=0 \\ \Delta u_{\text{сх}}=0}}$$

при  $R \rightarrow \infty$ , когда  $i_{\text{н.д.ср}} = i_{\text{н.ср}}$  и весь ток нагрузки задается источником тока, позволяет определить влияние тока нагрузки на среднее значение тока дросселя. С учетом равенств

$$\lim_{R \rightarrow \infty} K_{23} = \frac{1}{1-\gamma};$$

$$\lim_{R \rightarrow \infty} T'_1 = (L_{\text{эф}}C)^{0,5};$$

$$\lim_{R \rightarrow \infty} \varsigma_1 = \frac{1}{2} \left[ r_c + \frac{r}{(1-\gamma)^2} \right] \sqrt{\frac{C}{L_{\text{эф}}}}$$

найдем

$$\lim_{R \rightarrow \infty} W_{23}(p) = \frac{\partial i_{L\text{ср}}(p)}{\partial i_{\text{н.ср}}(p)} = \frac{\tau_c p + 1}{1-\gamma} \frac{1}{L_{\text{эф}}Cp^2 + \left[ r_c + \frac{r}{(1-\gamma)^2} \right] Cp + 1}.$$

В установившемся режиме (при  $p=0$ )

$$\frac{\partial i_{L\text{ср}}(p)}{\partial i_{\text{н.ср}}(p)} = \frac{r}{1-\gamma}, \quad (15)$$

что вытекает и из второго равенства (1).

Полученные соотношения (2)–(15) будут справедливы и для обратного преобразователя, если в структурных моделях (рис. 1 и 2) заменить величины  $u_{\text{вх}}$ ,  $i_L$ ,  $L$ ,  $r$  на эти же величины, пересчитанные ко вторичной обмотке трансформатора:  $u''_{\text{вх}} = n_{\text{тр}}u_{\text{вх}}$ ,  $i''_L = i_L/n_{\text{тр}}$ ,  $L'' = n_{\text{тр}}^2 L$ ,  $r'' = n_{\text{тр}}^2 r$ , где  $n_{\text{тр}} = w_2/w_1$ ,  $w_2$  и  $w_1$  — числа витков первичной и вторичной обмоток двухобмоточного дросселя;  $L$  — индуктивность намагничивания дросселя, измеренная со стороны первичной обмотки. Напряжение схемы  $u_{\text{сх}}$  принимает вид  $u_{\text{сх}} = u''_{\text{вх}} + u_{\text{вых.ср}}$ . Тогда параметры фиктивного LC-фильтра будут такими:

$$\begin{aligned} T_1 &= \sqrt{\frac{L_{\text{эф}}C(R+r_c)}{R + n_{\text{тр}}^2 r / (1-\gamma)^2}}; \\ \varsigma_1 &= \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R+r_c}{R + n_{\text{тр}}^2 r / (1-\gamma)^2}} \left\{ \left[ R\parallel r_c + \frac{n_{\text{тр}}^2 r}{(1-\gamma)^2} \right] \times \right. \\ &\quad \left. \times \sqrt{\frac{C}{L_{\text{эф}}}} + \frac{1}{R+r_c} \sqrt{\frac{L_{\text{эф}}}{C}} \right\}, \end{aligned} \quad (16)$$

где эффективная индуктивность, в отличие от (3), определяется как

$$L_{\text{эф}} = \frac{n_{\text{тр}}^2 L}{(1-\gamma)^2}. \quad (17)$$

Выражение (17) приведено, например, в [4].

При этом выражения для частных передаточных функций, кроме  $W_{11}(p)$  и  $W_{13}(p)$ , изменяются:

$$W_{12}(p) = \frac{\partial u_{\text{вых.ср}}(p)}{\partial u_{\text{вх}}(p)} = \frac{n_{\text{тр}} \partial u_{\text{вых.ср}}(p)}{\partial u_{\text{вх}}''(p)} = n_{\text{тр}} K_{12} (\tau_C p + 1) W_{\text{ф.эф}}(p);$$

$$W_{21}(p) = \frac{\partial i_{\text{лср}}(p)}{\partial \gamma(p)} = \frac{n_{\text{тр}} \partial i_{\text{лср}}''(p)}{\partial \gamma(p)} = -n_{\text{тр}} K_{21} (T_C' p + 1) W_{\text{ф.эф}}(p);$$

$$W_{22}(p) = \frac{\partial i_{\text{лср}}(p)}{\partial u_{\text{вх}}(p)} = \frac{n_{\text{тр}}^2 \partial i_{\text{лср}}''(p)}{\partial u_{\text{вх}}''(p)} = n_{\text{тр}}^2 K_{22} (T_C p + 1) W_{\text{ф.эф}}(p);$$

$$W_{23}(p) = \frac{\partial i_{\text{лср}}(p)}{\partial i_{\text{н.д.ср}}(p)} = \frac{n_{\text{тр}} \partial i_{\text{лср}}''(p)}{\partial i_{\text{н.д.ср}}''(p)} = n_{\text{тр}} K_{23} (\tau_C p + 1) W_{\text{ф.эф}}(p).$$

В большинстве методик расчета принимают  $r=0$ , что соответствует линейному изменению тока намагничивания дросселя на интервалах открытого и закрытого состояний силового транзистора. Тогда выражения (16) принимают вид:

$$T_1 = \sqrt{\frac{L_{\text{эф}} C (R + r_C)}{R}},$$

$$\zeta_1 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R + r_C}{R}} \left[ (R \parallel r_C) \sqrt{\frac{C}{L_{\text{эф}}}} + \frac{1}{R + r_C} \sqrt{\frac{L_{\text{эф}}}{C}} \right] = (18)$$

$$= \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R}{R + r_C}} \left( r_C \sqrt{\frac{C}{L_{\text{эф}}}} + \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L_{\text{эф}}}{C}} \right),$$

где обычно  $r_C$  на несколько порядков меньше  $R$ . Например, в приведенном в [4] расчете  $R = 3,2$  Ом при  $i_{\text{н.д.}} = 0$ ,  $r_C = 0,033$  Ом при  $C = 1360$  мкФ.

При  $r = 0$  с учетом приведения индуктивности  $L$  ко вторичной обмотке выражение (8) принимает вид

$$\tau_0 = \frac{\gamma L''}{(1 - \gamma)^2 R_{\text{н.экв}}}, \quad (19)$$

что соответствует приведенному в [4] выражению для частоты  $\omega_{RHP} = 1/\tau_0$ .

Зависимости постоянной времени  $\tau_0$  от относительной длительности включенного состояния силового транзистора показаны на рис. 5а.

С учетом неравенства  $r_C \ll R$  с приведенным в [4] совпадает также выражение для  $T_1$  (16). Однако приведенная в [4] формула, описывающая коэффициент  $2\zeta_1 T_1$ , представляется ошибочной.

При  $r = 0$  согласно (9) получим

$$K_{11} = \frac{u_{\text{сх}}}{1 - \gamma} = \frac{u_{\text{вх}}''}{1 - \gamma} = \frac{u_{\text{вых.ср}}}{\gamma(1 - \gamma)},$$

поскольку согласно (1)  $u_{\text{вх}}'' = (1 - \gamma)u_{\text{вых.ср}} / \gamma$ .

Для сравнения рассчитаем частотные характеристики силовой части обратного преобразователя, работающего в РНТ, при приведенных в [4] значениях параметров:  $u_{\text{вх}} = 80$  В,  $P_{\text{вых}} = 30$  Вт,  $u_{\text{вых.ср}} = 10$  В,  $R = 3,2$  Ом,  $C = 1360$  мкФ,  $r_C = 33$  мОм,  $\gamma = 0,55$ ,  $\tau_C = 44,88$  мкс,  $L = 827$  мкГн,  $L_{\text{эф}} = 41$  мкГн. Из (17) найдем

$$n_{\text{тр}} = (1 - \gamma) \sqrt{\frac{L_{\text{эф}}}{L}} = (1 - 0,55) \cdot \sqrt{\frac{41}{827}} = 0,1,$$

а из первого выражения (1)

$$u_{\text{вх}}'' \cong \frac{1 - \gamma}{\gamma} u_{\text{вых.ср}} = \frac{1 - 0,55}{0,55} \cdot 10 = 8,182 \text{ В.}$$

Тогда согласно (9) при  $u_{\text{сх}} = u_{\text{вх}}'' + u_{\text{вых}}$

$$K_{11} = \frac{8,182 + 10}{1 - 0,55} = 40,404.$$

По формуле (19) при  $R_{\text{н.экв}} = R = 3,2$  Ом вычислим

$$\tau_0 = \frac{0,55 \cdot 41 \cdot 10^{-6}}{3,2} = 7,047 \text{ мкс};$$

$$\omega_{RHP} = \frac{1}{\tau_0} = 1,419 \cdot 10^{-6} \text{ рад/с.}$$

По формуле (16) определим

$$T_1 = \sqrt{\frac{3,2 + 0,033}{3,2} \cdot 41 \cdot 10^{-6} \cdot 1360 \cdot 10^{-6}} = 0,2373 \cdot 10^{-3} \text{ с};$$

$$2\zeta_1 T_1 = \tau_C + \frac{L_{\text{эф}}}{R} = 44,88 \cdot 10^{-6} + \frac{41 \cdot 10^{-6}}{3,2} = 57,69 \cdot 10^{-6} \text{ с};$$

$$\zeta_1 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{3,2}{3,2 + 0,033}} \left( 0,033 \sqrt{\frac{1360}{41}} + \frac{1}{3,2} \sqrt{\frac{41}{1360}} \right) = 0,12153.$$

АЧХ фильтра, образованного эффективной индуктивностью  $L_{\text{эф}}$  и выходной емкостью  $C$ , определяется выражением

$$|W_{\text{ф.эф}}(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega^2 T_1^2)^2 + (2\zeta_1 T_1 \omega)^2}},$$

а ФЧХ –

$$\varphi_{\text{ф.эф}} = \begin{cases} -\arctg \frac{2\zeta_1 T_1 \omega}{1 - (\omega T_1)^2}, & 0 \leq \omega T_1 \leq 1; \\ -\pi - \arctg \frac{2\zeta_1 T_1 \omega}{1 - (\omega T_1)^2}, & \omega T_1 \geq 1. \end{cases}$$

Представляя согласно (7) передаточную функцию силовой части обратного преобразователя по управляющему воздействию в виде

$$W_{11}(p) = W_{11}^0(p) W_{\phi, \text{эф}}(p),$$

где  $W_{11}^0(p)$  – передаточная функция, объединяющая нули функции  $W_{11}(p)$ ,

$$W_{11}^0(p) = K_{11}(1 - \tau_0 p)(1 + \tau_c p).$$

Тогда АЧХ  $|W_{11}^0(j\omega)|$

$$|W_{11}^0(j\omega)| = K_{11} \sqrt{[1 + (\omega\tau_0)^2][1 + (\omega\tau_c)^2]},$$

а ФЧХ –  $\varphi_0(\omega) = \arctg \omega\tau_0 + \arctg \omega\tau_c$ .

Частотные характеристики, соответствующие передаточным функциям  $W_{\phi, \text{эф}}(p)$ ,  $W_{11}^0(p)$  и  $W_{11}(p)$  при приведенных в [4] значениях параметров, построены на рис. 3.

Режим прерывистого тока. Известно, что в режиме прерывистого тока (РПТ) силовая часть преобразователя описывается нелинейным дифференциальным уравнением первого порядка. Однако динамические модели для режима РПТ существенно усложняются тем, что для определения времени спада тока  $t_c$  на каждом периоде переключений приходится решать нелинейное алгебраическое уравнение, в то время как в РНТ это время определяется просто как  $t_c = T - t_1$ . Усреднение уравнений состояния силовой части не освобождает от необходимости решения указанного нелинейного уравнения. Известна усредненная структурная динамическая модель инвертирующего преобразователя в РПТ, представленная на рис. 4 [2]. Однако эта модель сложна для использования, поэтому обычно используются приближенные модели, полученные в предположении  $\gamma = 0$ . Тогда ток силового дросселя представляет собой последовательность импульсов треугольной формы с основанием  $t_1 + t_c$  и высотой  $I_{L, \text{max}} = u_{\text{вх}} t_1 / L$ . Как в статике, так и в динамике, справедливы выражения для усредненных за период переключений  $T$  средних значений токов нагрузки и силового дросселя

$$i_{\text{н.ср}} = \frac{u_{\text{вх}}}{2L} \gamma \gamma_c T; \quad i_{L, \text{ср}} = \frac{u_{\text{вх}}}{2L} \gamma (\gamma + \gamma_c) T, \quad (20)$$

где  $\gamma = t_1 / T$ ,  $\gamma_c = t_c / T$ ;

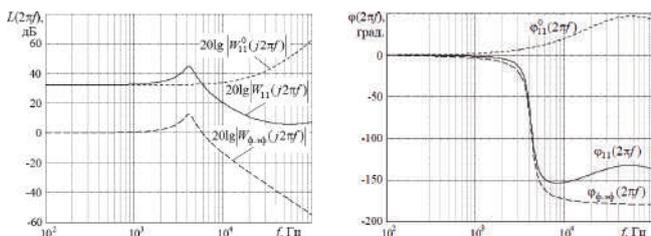


Рис. 3. Частотные характеристики силовой части в РПТ: а – АЧХ; б – ФЧХ

$$\gamma_c = \gamma \frac{u_{\text{вх}}}{u_{\text{вх.ср}}}. \quad (21)$$

С учетом приближенного выражения (20) для  $i_{L, \text{ср}}$  и схемы на рис. 4а приходим к более простой, но приближенной нелинейной структурной модели (рис. 4б).

Как видно из выражений (20), средние значения токов нагрузки и дросселя связаны соотношением

$$i_{\text{н.ср}} = \frac{\gamma_c i_{L, \text{ср}}}{\gamma + \gamma_c}.$$

Дифференцируя выражение

$$i_{\text{н.ср}} = \frac{T}{2L} \frac{u_{\text{вх}}^2 \gamma^2}{u_{\text{вх.ср}}}, \quad (22)$$

получающееся из (20) с учетом (21), получим равенство

$$\Delta i_{\text{н.ср}} = \frac{T}{2L} \left[ \frac{2\gamma u_{\text{вх}} (\gamma \Delta u_{\text{вх}} + u_{\text{вх}} \Delta \gamma)}{u_{\text{вх.ср}}} - \left( \frac{u_{\text{вх}} \gamma}{u_{\text{вх.ср}}} \right)^2 \Delta u_{\text{вх.ср}} \right],$$

которое с учетом (22) принимает вид

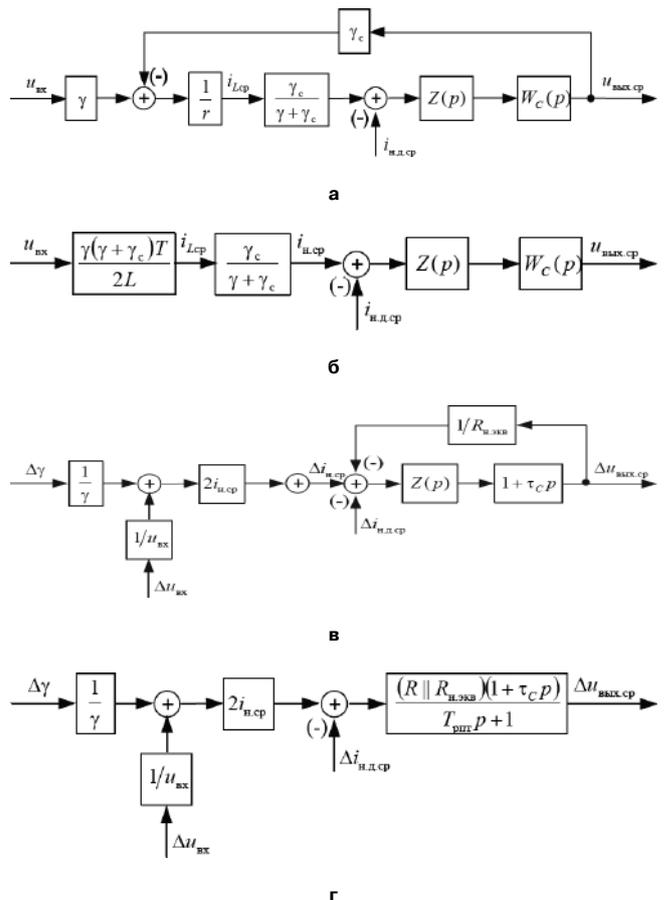


Рис. 4. Структурные динамические модели инвертирующего преобразователя в РПТ: нелинейная (а), нелинейная упрощенная (б), линеаризованная (в), линеаризованная преобразованная (г)

$$\Delta i_{н.ср} = 2i_{н.ср} \left( \frac{\Delta \gamma}{\gamma} + \frac{\Delta u_{вх}}{u_{вх}} \right) - \frac{i_{н.ср} \Delta u_{вых.ср}}{u_{вых.ср}}. \quad (23)$$

Тогда, основываясь на уравнении (23) и выражении

$$\Delta u_{вых.ср} = Z(p)(1 + \tau_c)(\Delta i_{н.ср} - \Delta i_{н.д.ср}),$$

приходим к представленной на рис. 4в структурной схеме, которая после преобразования замкнутого контура принимает наиболее простой вид (рис. 4г), где  $T_{РПТ}$  – постоянная времени силовой части в РПТ, определяемая выражением

$$T_{РПТ} = (R \parallel R_{н.экв} + r_c)C. \quad (24)$$

В литературе в большинстве случаев рассматривается случай, когда вся нагрузка преобразователя представляется сопротивлением  $R$ , т. е.  $\Delta i_{н.д.ср} = 0$ ,  $R_{н.экв} = R$ . Кроме того учитывается, что  $r_c \ll R$ . Тогда  $T_{РПТ} = (R + r_c)C/2 \approx RC/2$ .

Из линеаризованной структурной модели (рис. 4г) следует операторное соотношение (6), где

$$W_{1j}(p) = \frac{K_{1j}(1 + \tau_c p)}{1 + T_{РПТ} p}, \quad (25)$$

где  $j = 1, 2, 3$ , и, в отличие от РНТ,

$$K_{11} = \frac{2i_{н.ср}(R \parallel R_{н.экв})}{\gamma},$$

$$K_{12} = \frac{2i_{н.ср}(R \parallel R_{н.экв})}{u_{вх}}, \quad (26)$$

$$K_{13} = -(R \parallel R_{н.экв}).$$

Соотношения (25), (26) справедливы и для обратноходового преобразователя, сомнение может вызвать только выражение для  $K_{12}$ . Однако после замены  $u_{вх}$  на  $u''_{вх}$  получим

$$\frac{\partial u_{вых.ср}}{\partial u''_{вх}} = \frac{2i_{н.ср}(R \parallel R_{н.экв})}{u''_{вх}}.$$

Затем с учетом равенства  $u''_{вх} = n_{тр} u_{вх}$

$$K_{12} = \frac{\partial u_{вых.ср}}{\partial u_{вх}} = \frac{n_{тр} \partial u_{вых.ср}}{\partial u''_{вх}} = n_{тр} \frac{2i_{н.ср}(R \parallel R_{н.экв})}{u''_{вх}} = \frac{2i_{н.ср}(R \parallel R_{н.экв})}{u_{вх}},$$

что и требовалось показать.

В случае, когда вся нагрузка преобразователя представляется сопротивлением  $R$ , имеем  $R_{н.экв} = R$ , согласно (24)  $T_{РПТ} = RC/2$  и коэффициенты передачи (26) принимают вид

$$K_{11} = \frac{u_{вых.ср}}{\gamma}; \quad K_{12} = \frac{u_{вых.ср}}{u_{вх}}; \quad K_{13} = -\frac{R}{2}; \quad (27)$$

Для сравнения на рис. 5б приведены зависимости коэффициентов усиления силовой части от  $\gamma$  в РНТ и РПТ при  $u_{вых.ср} = 10В$ .

Из передаточной функции  $W_{13} = \partial u_{вых.ср} / \partial i_{н.д.ср}$  можно найти операторное выходное сопротивление преобразователя. Для этого необходимо принять, что ток  $i_{н.д.ср}$  представляет собой полный ток нагрузки  $i_{н.ср}$ , т. е. необходимо положить  $R \rightarrow \infty$ . Тогда  $K_{13} = -R_{н.экв} = -u_{вых.ср} / \partial i_{н.д.ср}$  и

$$W_{13}(p) = \frac{\partial u_{вых.ср}}{\partial i_{н.ср}} = -\frac{R_{н.экв}(1 + \tau_c p)}{1 + T_{РПТ} p}. \quad (28)$$

Интересно отметить, что согласно (28) выходное сопротивление преобразователя в установившемся режиме (при медленных изменениях токов и напряжений) совпадает с эквивалентным сопротивлением нагрузки  $R_{н.экв} = u_{вых.ср} / \partial i_{н.д.ср}$  независимо от вида нагрузки (только активное сопротивление  $R$ ; сопротивление  $R$  и включенный параллельно с ним источник тока  $i_{н.д.ср}$ ; только источник тока  $i_{н.ср} = i_{н.д.ср}$ ). Для проверки этого свойства продифференцируем равенство (22), полагая переменными только  $i_{н.ср}$  и  $u_{вых.ср}$ :

$$\frac{\partial u_{вых.ср}}{\partial i_{н.ср}} = -\frac{T}{2L} \frac{u_{вх}^2 \gamma^2}{i_{н.ср}} = -\frac{u_{вых.ср}}{i_{н.ср}} = -R_{н.экв}.$$

Тогда постоянная времени выходной цепи в РПТ  $T_{РПТ} = C(R_{вых} \parallel R_{н.экв}) = R_{н.экв} C/2$ , что подтверждает ранее найденное выражение для ТРПТ.

Подставляя в (22)  $i_{н.ср} = u_{вых.ср} / R_{н.экв}$ , получим равенство

$$u_{вых.ср} = u_{вх} \gamma \sqrt{\frac{TR_{н.экв}}{2L}},$$

что означает линейность регулировочной характеристики инвертирующего преобразователя в РПТ при  $R_{н.экв} = \text{const}$  [1].

В рекомендациях по применению микросхем TOPSwitch [4] приведено выражение для передаточной функции силовой части обратноходового преобразователя по управляющему воздействию  $\gamma$  в РПТ:

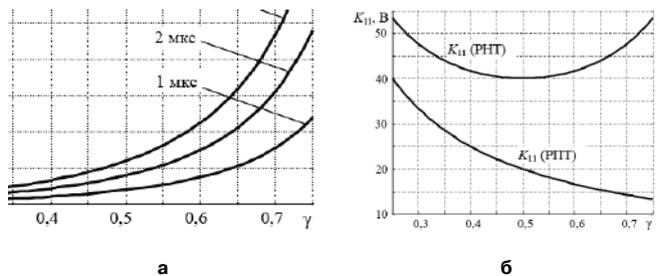


Рис. 5. Зависимости постоянной времени  $\tau_0$  (а) и коэффициента усиления силовой части (б) от относительной длительности включенного состояния силового транзистора  $\gamma$  при  $u_{вых.ср} = 10 В$

$$P(s) = \frac{\partial u_{\text{вых.ср}}}{\partial \gamma} = K_P \frac{1 + s/\omega_{ESR}}{1 + s/\omega_P},$$

где при наших обозначениях параметров схемы имеем

$$K_P = n_{\text{тр}} u_{\text{вых.ср}} / \gamma; \omega_P = 2/(RC), \omega_{ESR} = 1/(r_C C).$$

Как видно, в выражение для  $K_P$  в отличие от формулы для  $K_{11}$  (27) в работе [4] ошибочно введен коэффициент трансформации  $n_{\text{тр}} = w_2/w_1$ . В остальном  $P(s)$  совпадает с  $W_{11}(p)$ , а именно, частота полюса передаточной функции  $\omega_P$  соответствует выражению для постоянной времени  $T_{\text{рпг}}$  (24) при  $R_{\text{н.экв}} = R$ ,  $r_C = 0$ . Частота нуля  $\omega_{ESR}$  соответствует постоянной времени выходного конденсатора  $\tau_C = r_C C$ .

Передаточные функции  $W_{11}(p)$  и  $W_{12}(p)$  с коэффициентами согласно (27) полностью совпадают с приведенными в разделе П2 книги [7] передаточными функциями инвертирующего преобразователя при  $r_C = 0$ . Полученные результаты совпадают также с [9].

### Выводы

1. Обоснованы усредненные структурные динамические модели силовой части инвертирующего импульсного преобразователя в режимах непрерывного и прерывистого токов силового дросселя, представленные в более общем виде, чем известные из литературы.

2. Полученные модели проверены сравнением с известными, которые представляют собой частные случаи полученных в данной статье.

3. Предлагаемые динамические модели могут быть использованы для реализации частотных методов синтеза систем управления инвертирующим импульсным преобразователем.

### Литература

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

2. Иванов А. Г., Белов Г. А., Сергеев А. Г. Системы управления полупроводниковыми преобразователями. Чебоксары: Изд-во Чуваш. гос. ун-та, 2010. — 447 с.

3. TOPSwitch-GX. Flyback Design Methodology. Application Note AN-32. <http://www.powerint.com/en/design-support/application-notes>.

4. 9 Simple Steps to Stable Control Loops in Designs Using TOPSwitch Families of Switcher ICs. Application Note AN-57. <http://www.powerint.com/en/design-support/application-notes>.

5. Brown M. Power supply Cookbook. — 2nd ed. — Newnes, 2001. — 265 p.

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

7. Северис Р., Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания: пер. с англ. — М.: Энергоатомиздат, 1988. — 294 с.

8. Четти П. Проектирование ключевых источников электропитания: пер. с англ. — М.: Энергоатомиздат, 1990. — 240 с.

9. Белов Г. А., Серебрянников А. В., Павлова А. А. Структурные динамические модели и частотный метод синтеза двухконтурных систем управления импульсными преобразователями // Силовая электроника, 2008, №3, С. 98–106.

**Белов Геннадий Александрович**, д. т. н., профессор, заведующий кафедрой промышленной электроники ФГБОУ ВПО «ЧГУ им. И.Н. Ульянова» (г. Чебоксары), тел.: (8352)581259, e-mail: [belovga\\_chuvsu@rambler.ru](mailto:belovga_chuvsu@rambler.ru);

**Малинин Григорий Вячеславович**, к. т. н., доцент кафедры промышленной электроники ФГБОУ ВПО «ЧГУ им. И.Н. Ульянова», тел.: (8352)581259, e-mail: [malgrig6@rambler.ru](mailto:malgrig6@rambler.ru);

**Семенов Юрий Матвеевич**, д. ф.-м. н., доцент, заведующий кафедрой системного анализа и математического моделирования ФГБОУ ВПО «ЧГУ им. И.Н. Ульянова», тел.: (8352)450301.

В. П. Лазарев, Е. А. Карпенко

## УПРАВЛЯЕМЫЙ LED ДРАЙВЕР

V. P. Lazarev, Karpenko E. A.

Controlled LED driver

В статье рассматривается энергоэффективная управляемая система искусственного освещения. Такая система может использоваться для освещения как уличных объектов, так и внутри помещения. Система состоит из отдельных устройств, объединенных между собой общей шиной управления и может быть настроена и сконфигурирована практически под любую задачу конкретного пользователя. Основным узлом системы является встраиваемый в светильник источник питания с функцией управления, ему и уделено основное внимание в этой статье.

**Ключевые слова:** импульсный источник питания, стабилизация тока, модем интерфейса RS-485.

In this article energy-efficient lighting controlled system is considered. This system can be used for lighting outdoor and indoor objects. The system consists of separate devices united among themselves by common control bus and can be adjusted and configured for any task of the specific user. The main unit of system is the integrated power supply with control function, and the main attention is paid to it in this article.

**Key words:** switched mode power supply, current stabilization, RS-485 interface modem.

На сегодняшний день большинство офисных и производственных помещений освещаются светильниками с лампами дневного света. Но с каждым днем все более привлекательными выглядят светодиодные решения. Преимущества светодиодных источников света перед привычными классическими люминесцентными светильниками, а тем более перед лампами накаливания, очевидны. Во-первых, срок службы светодиодов многократно превышает срок службы любого другого источника света, к тому же их световые характеристики практически не меняются в течение всего периода эксплуатации. Во-вторых, при равном световом потоке, светодиоды потребляют приблизительно в десять раз меньше электричества, чем обычные лампы накаливания, на семьдесят процентов меньше, например, чем лампы ДРЛ, и вдвое меньше люминесцентных ламп. Следует также отметить и экологичность светодиодов, ведь они не содержат ядовитых газов и химических соединений.

Второй немаловажной тенденцией развития световых технологий, является автоматизация управления освещением. Иными словами, освещение становится “умным”. Мы привыкли, что включение и выключение светильников производится вручную обычным выключателем. В связи с этим, часто возникают ситуации, когда в помещении нет персонала, а светильники включены, или днем, когда естественного освещения вполне достаточно, а светильники продолжают работать на полную мощность. Особенно ощутимо это в производственных помещениях и больших офисах. Все эти факторы не способствуют экономии электроэнергии.

В статье рассматривается, безусловно, самый важный узел управляемого светодиодного светильника и системы, построенной на его основе – управляемый импульсный источник питания. Известно, что питание светодиода осуществляется

постоянным стабилизированным током и источник питания, предназначенный для этой цели, обычно называют “светодиодный драйвер” (*LED driver*).

### Составные части системы освещения

В состав системы входят следующие устройства: управляющий компьютер, со специализированным программным обеспечением; преобразователь интерфейса USB/RS-485; датчики движения и освещенности, поддерживающие обмен данными по интерфейсу RS-485; исполнительные устройства – энергоэффективные светодиодные светильники (далее – ЭСС). Преобразователь интерфейсов и датчики выбираются проектировщиком под конкретные задачи на этапе проектирования системы из широкого ассортимента таких устройств, представленных на современном рынке и в данной статье не рассматриваются. В состав ЭСС, помимо светодиодных панелей, входит встроенный управляемый источник тока, (в дальнейшем – УИТ), которому и посвящена эта статья. Рассмотрим более подробно принцип его работы.

Источник питания делится на два блока: сам импульсный источник питания со стабилизацией тока (силовая часть) и блок интерфейса RS-485 (логическая часть).

### Силовая часть

Силовая часть представляет собой классический импульсный обратный источник питания со стабилизацией выходного тока, построенный на специализированной микросхеме HV9961 – драйвере светодиодов с режимом регулирования по среднему току. Данная микросхема одно из самых удачных и привлекательных решений для проектирования питающего светодиодный светильник источника питания. Данная микросхема имеет невысокую стоимость и широко применяется за-

рубежными производителями источников питания для светодиодов. Одно из главных преимуществ выбранного схемотехнического решения – это возможность регулирования тока светодиодов по усредненному току в индукторе, опираясь только на ток, протекающий через внешний силовой ключ микросхемы. Таким образом, нет необходимости применять токоизмерительные резисторы в цепи нагрузки, как следствие повышается стабильность и точность выходных параметров УИТ, а также уменьшаются габариты печатной платы и тепловыделение. Плюс режим критической проводимости, в котором работает драйвер, обеспечивает довольно высокое качество потребления энергии (Power factor > 0.96) и позволяет отказаться от дополнительного корректора мощности. Функциональная блок-схема HV9961 приведена на рис. 1, а принципиальная схема всего УИТ на рис. 2. Подробно принцип работы микросхемы, ее параметры и характеристики, в том числе осциллограммы всех процессов, приведены в технической документации (*datasheet*) на сайте производителя [www.supertex.com](http://www.supertex.com).

Выпрямленное напряжение с сетевого выпрямителя подается на вывод Vin микросхемы и через первичную обмотку силового трансформатора (дресселя) на сток МОП-транзистора VT1. Резистор R5 задает продолжительность выключенного состояния ключа VT1. К выводу CS микросхемы прикладывается падение напряжения на токоограничивающем резисторе R6.

Питание микросхемы осуществляется через вывод Vin очень широким диапазоном напряжений

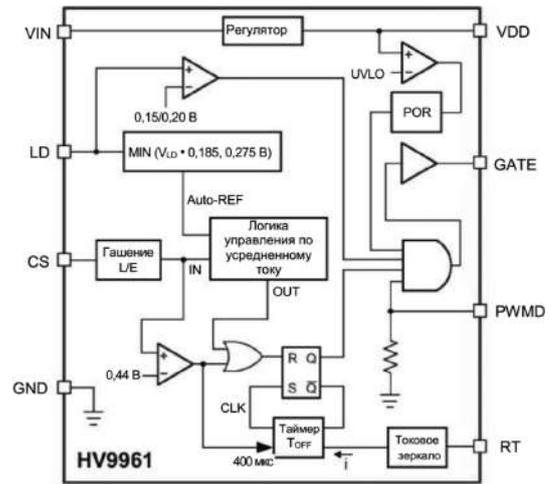


Рис. 1. Блок-схема HV9961

постоянного тока: 8–450 В. Встроенный стабилизатор формирует постоянное напряжение 7,5 В на вывод Vdd, которое может использоваться как для питания внутренних так внешних цепей микросхемы. Стабилизатор напряжения на транзисторе VT2 является дополнительным источником питания приемной части оптопары обратной связи. Сигнал обратной связи с оптопары подается на вывод LD микросхемы. Обратная связь построена по классической схеме на оптопаре U1 и источнике опорного напряжения VD11 и служит для ограничения выходного напряжения на заданном уровне. Это необходимо, например, при отключенной нагрузке. Вывод PWM микросхемы – это вход внешнего

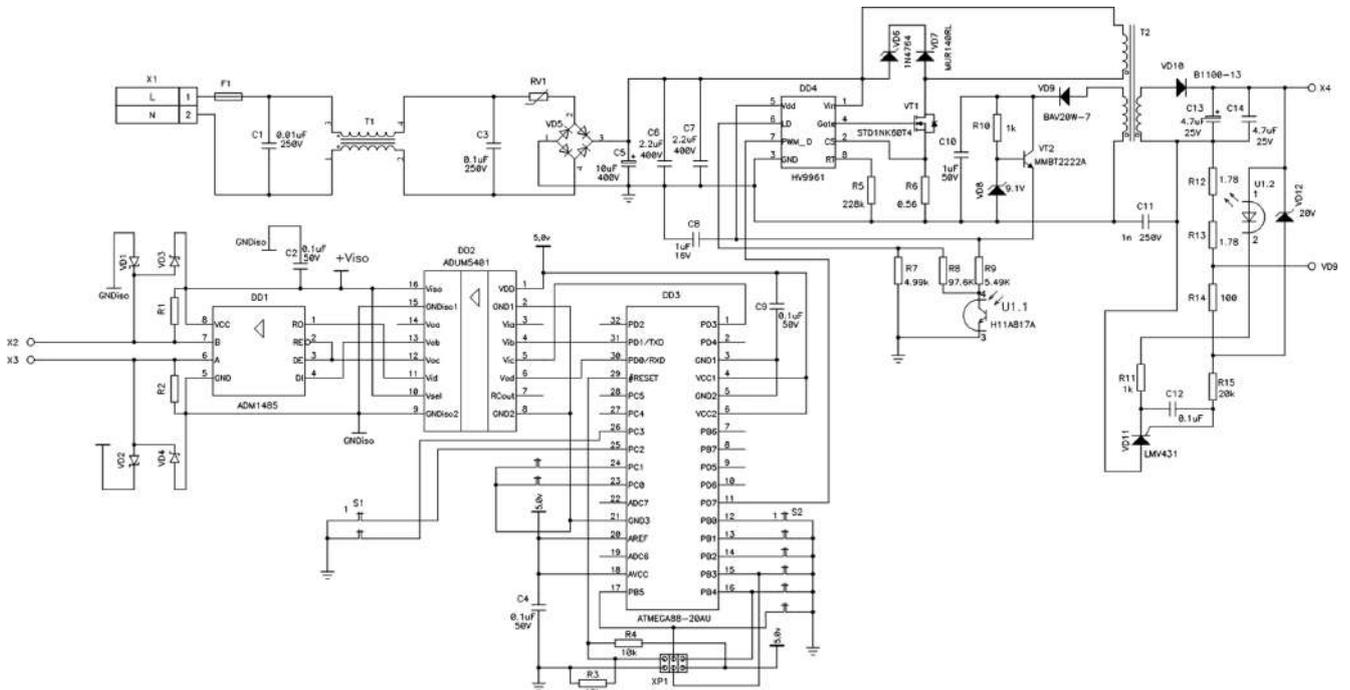


Рис. 2. Электрическая схема системы искусственного освещения

ШИМ-регулятора, позволяющий регулировать ток нагрузки и управлять им. В нашем случае управляющий сигнал подается с микроконтроллера DD3.

#### Логическая часть

Управление величиной светового потока светодиодных светильников производится при помощи управляющего компьютера по физическому протоколу RS-485 и логическому протоколу Modbus. Информация передается отдельными пакетами, состоящими из кадров, которые следуют один за другим по двухпроводной линии связи и приходят на драйвер интерфейса – микросхему DD3 ADM1485. Микросхема ADM1485 является стандартным преобразователем интерфейса RS485 в UART интерфейс. Данные пакета из микросхемы DD3 ADM1485 приходят на вход микроконтроллера DD1 ATMEGA88-20AU через микросхему гальванической развязки UART интерфейса DD2 ADUM5401, гальваническая прочность которой рассчитана на 2,5 кВ. Также микросхема ADUM5401 имеет в своем составе развязывающий преобразователь постоянного напряжения, который обеспечивает питание драйвера интерфейса ADM1485. Принимаемая информация содержит в себе адрес светильника, для которого она предназначена, и данные. Каждый светильник в системе имеет свой уникальный адрес от 1 до 255, который прошивается в микроконтроллер. Данные содержат информацию о яркости, таким образом, с управляющего компьютера можно управлять световым потоком каждого светильника независимо от остальных. Информация обрабатывается микроконтроллером DD1 и выдается управляющему компьютеру в формате ответа соответствующего протоколу Modbus. Получив ответ, управляющий компьютер получает информацию о том, что данный светильник исправен. В зависимости от конфигурации системы и настроек, установленных в программном обеспечении по управлению системой, микроконтроллер DD1 обрабатывая принятые данные, заносит значения скважности ШИМ в регистр совпадения счетчика T0, настроенного для работы в режиме “быстродействующий ШИМ” (Fast PWM). При совпадении значений в счетном регистре и регистре OCR0A, 6-й вывод порта D, являющийся выходом ШИМ, устанавливается в высокий уровень. Значение регистра OCR0A хранится в энергонезависимой памяти микроконтроллера.

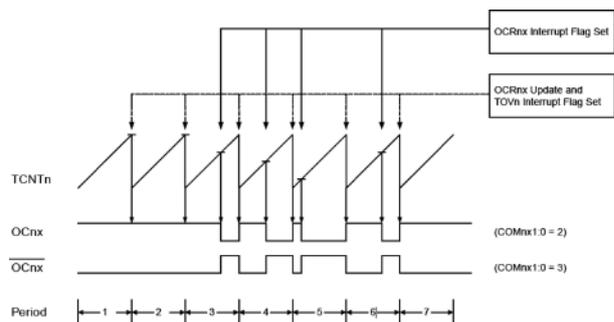


Рис. 3. Временная диаграмма работы “быстродействующего ШИМ” (Fast PWM)

Значение в счетном регистре продолжает увеличиваться, в момент обнуления регистра напряжения на выходе ШИМ устанавливается в ноль. На рис. 3 представлена временная диаграмма работы ШИМ.

Таким образом, на вход PWM\_D микросхемы U2 подается сигнал с определенной скважностью, соответствующей необходимому световому потоку. Для микросхемы U2, которая сама является ШИМ контроллером, этот сигнал является корректирующим. Таким образом, блок стабилизатора тока источника питания стабилизирует максимальный ток в нагрузку, а управляясь внешним сигналом ШИМ может уменьшать ток в нагрузку от максимально допустимого до нуля.

#### Заключение

Макет описанной схемы, прошел все необходимые испытания и проверки и на данный момент готовится к выпуску пробная промышленная партия. Также, следует отметить, что ЭСС с описанным УИТ может работать как отдельный, независимый светильник. В данном случае логическую часть можно просто исключить.

*Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации.*

**Лазарев Владимир Петрович**, руководитель группы разработчиков отдела электронной аппаратуры ЗАО “ТоргСервис”, г. Мытищи, e-mail: lazarevladimir.australian@yandex.ru;

**Карпенко Евгений Александрович**, инженер - электроник отдела электронной аппаратуры ЗАО “ТоргСервис”, г. Мытищи, e-mail: torgservis.karpenko@gmail.com.

Д. А. Шевцов, И. С. Турченко

## МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОЧИХ И АВАРИЙНЫХ РЕЖИМОВ В РЕГУЛИРУЕМОМ ВЫПРЯМИТЕЛЬНОМ УСТРОЙСТВЕ НА ОСНОВЕ УПРАВЛЯЕМОГО ОДНООБМОТОЧНОГО ДРОССЕЛЯ НАСЫЩЕНИЯ

D. A. Shevtsov,  
I. S. Turchenko

В статье приведены результаты моделирования схемы однофазного регулируемого выпрямительного устройства на основе управляемого однообмоточного дросселя насыщения.

Исследованы процессы рабочих и аварийных режимов работы устройства при различных токах управления без выходного сглаживающего фильтра.

Представлены графики процессов в устройстве при включении на короткозамкнутую нагрузку, а также при закорачивании уже работающей нагрузки. Продемонстрирована способность ОДН обеспечивать защиту от короткого замыкания нагрузки в описанных выше аварийных режимах. Подчеркивается целесообразность применения предложенного устройства для авиационных систем электроснабжения.

**Ключевые слова:** однообмоточный дроссель насыщения, аморфный сплав, регулируемое выпрямительное устройство, короткое замыкание нагрузки.

Rectifier Unit Based On Controllable Single-Winding Saturable Core Inductor Operating and Emergency Modes Simulation

The paper lists simulation results of a single-phase regulated rectifier unit based on controllable single-winding saturable inductor.

Unit working processes under operating and emergency modes are examined at various control currents without an output smoothing filter.

Timing charts of load-on processes of the device are presented under emergency modes such as load fault close-in and operating load shorting. Short circuit protection capability of the single-winding saturable inductor is demonstrated in mentioned above modes.

The suitability of proposed unit for aircraft power supply systems needs is stressed.

**Key words:** single-winding saturable inductor, amorphous alloy, regulated rectifying device, load shorting.

Для обеспечения надежности и повышения эффективности авиационных систем электроснабжения крайне важно качество и безопасность выходных параметров преобразователей, входящих в их состав. Для этого необходим контроль аварийных режимов и их устранение. Наиболее распространенными из таких режимов являются короткие замыкания цепей нагрузки. При таких режимах величина тока короткого замыкания может превышать величину рабочего тока на несколько порядков, что может нарушить работу системы распределения энергии.

Эффективно исследовать различные режимы работы устройства и смотреть реакцию системы на внешние воздействия позволяет использование компьютерного моделирования. Это позволяет моделировать работу системы в критических и переходных режимах, не прибегая к натурному моделированию, а значит, не опасаясь выхода из строя оборудования. Детальное рассмотрение рабочих и аварийных режимов позволит спроектировать более надёжное устройство, что приведет к повышению отказоустойчивости системы.

Рассмотрим схему однофазного регулируемого выпрямительного устройства [1] (РВУ) на основе двух управляемых однообмоточных дросселей насыщения (ОДН), работающих в цепи постоян-

ного тока (рис. 1) без выходного сглаживающего фильтра.

Моделирование работы схемы было проведено с использованием программы *OrCAD*, в которой

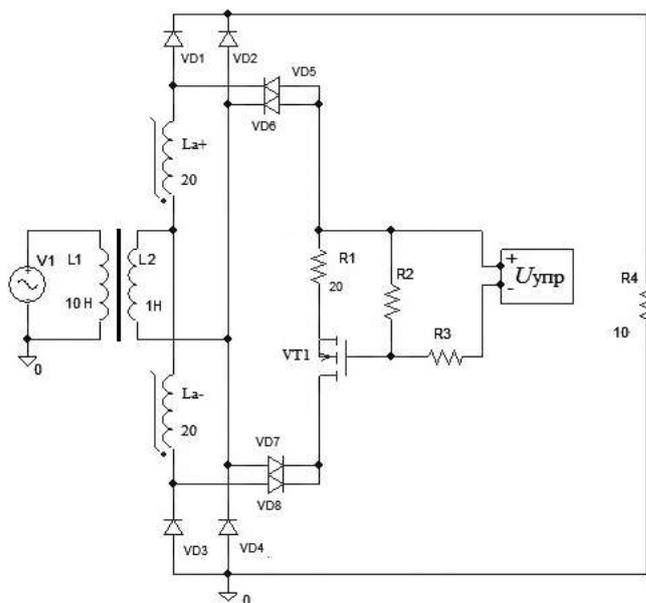


Рис. 1. Схема однофазного РВУ на ОДН в цепи постоянного тока

возможно задание параметров петли магнитного гистерезиса сердечника ОДН (рис. 2) [2].

Принцип действия ОДН был детально рассмотрен в [1]. В этой статье более подробно опишем процесс управления режимом работы ОДН с помощью МДП-транзистора. Как видно на рис. 1 транзистор VT1 подключается к дросселям насыщения La+ и La- через дополнительные развязывающие диоды VD5–VD8, при этом VT1 работает в активной области как управляемый источник тока. Максимальный необходимый для обеспечения регулирования ток через транзистор ограничивается на уровне:

$$I_{c \text{ макс}} = \frac{U_{\text{упр макс}} - U_{\text{пор}}}{R_1},$$

где  $I_{c \text{ макс}}$  – максимальный необходимый для обеспечения регулирования ток стока транзистора VT1 (максимальный ток управления);

$U_{\text{упр макс}}$  – необходимое максимальное для обеспечения регулирования напряжение управления;

$U_{\text{пор}}$  – пороговое напряжение транзистора VT1.

При этом ток  $I_{c \text{ макс}}$  связан с параметрами ОДН следующим соотношением:

$$H_{\text{нас дин}} l = i_{c \text{ макс}} w H_{\text{нас дин}},$$

где  $H_{\text{нас дин}}$  – напряженность насыщения с учетом расширения петли гистерезиса при работе на переменном токе;

$l$  – средняя длина магнитной силовой линии;

$w$  – число витков обмотки.

В рабочем режиме La+ будет намагничиваться по контуру: L2 – La+ – VD1 – R4 – VD4 – L2. А в управляющем режиме размагничивается по контуру: VT1 – R1 – VD5 – La+ – L2 – VD7 – VT1. Режимы работы ОДН La- аналогичны La+, но идут с ним в противофазе со сдвигом в половину периода сетевого напряжения.

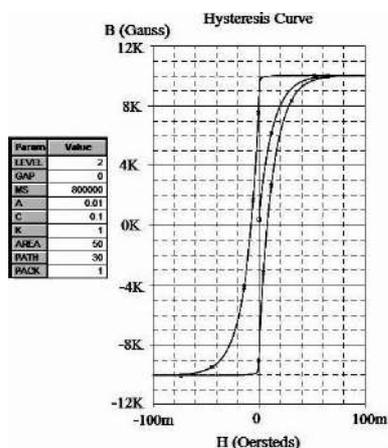


Рис. 2. Статическая петля магнитного гистерезиса материала для сердечника дросселя насыщения

Достоинства такого вида управления заключаются в следующем:

1) Поскольку петля магнитного гистерезиса сердечника ОДН вертикальная, то величина  $H_{\text{нас}}$  выбранного материала сердечника мала относительно аналогичного параметра традиционных магнитомягких материалов, следовательно, будет относительно мал и ток  $I_{c \text{ макс}}$ , что позволяет судить о более низкой мощности потерь на управление;

2) В схеме рис. 1 режимом размагничивания обоих ОДН управляет только один транзистор VT1.

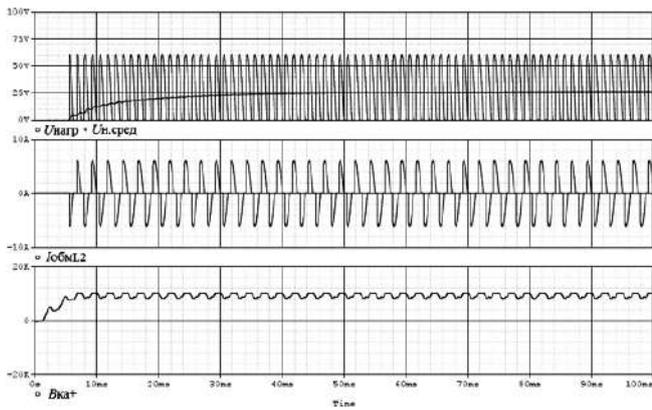
Для перекрытия всего диапазона тока нагрузки от 0 до порядка 100 А достаточно тока управления, значение которого при использовании современных аморфных и нанокристаллических магнитных материалов с прямоугольной петлей гистерезиса находится в интервале от 0 до порядка 10 мА [1].

На рис. 3 представлены результаты моделирования схемы, приведенной на рис. 1 при действующем значении сетевого напряжения  $E_{\text{пит}} = 115$  В (источника V1) и частотой 400 Гц, при сопротивлении нагрузки  $R_4 = 10$  Ом, без выходного фильтра. При моделировании работы схемы приняты следующие параметры дросселей насыщения: число витков обмотки  $w = 20$ , сердечники ГМ32ДС К25 × 15 × 10 (Гаммамет) кольцевые, выполненные из нанокристаллического материала ГМ412А на основе железа, с площадью поперечного сечения  $S_n = 50$  мм<sup>2</sup> и средней длиной магнитной силовой линии  $l = 30$  мм [3].

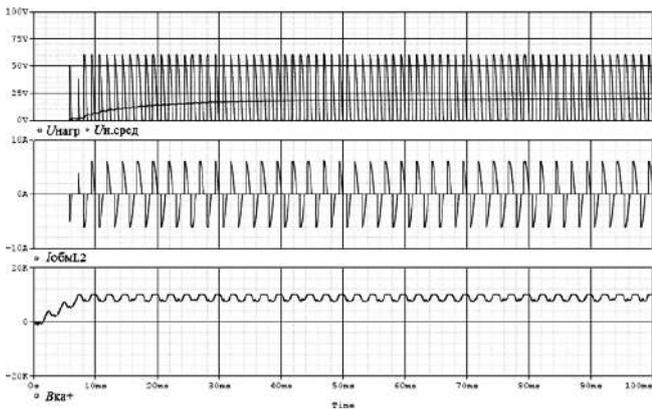
Графики отражают изменения во времени действующего значения напряжения на нагрузке  $U_{\text{нагр}}$ , тока  $I_{\text{обмL2}}$  вторичной обмотки трансформатора TV1, индукций  $B_{\text{Ka}+}$  и  $B_{\text{Ka}-}$  дросселей La+ и La- соответственно при токах управления (токах  $I_{c \text{ ст}}$  транзистора VT1), равных 0 А; 0,15 мА; 0,9 мА.

По результатам проведенного моделирования построена регулировочная характеристика зависимости среднего значения напряжения нагрузки от различных токов управления ( $I_{\text{упр}} = I_{c \text{ ст.VT1}}$ ) (рис. 4).

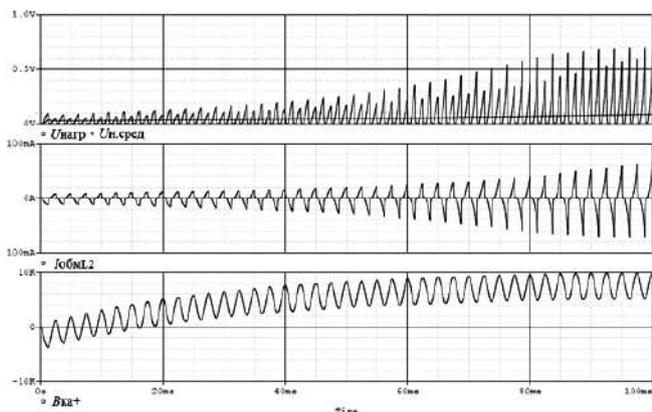
Как было отмечено в [1], однообмоточные дросселя насыщения способны обеспечивать защиту от короткого замыкания (КЗ) нагрузки. Для моделирования аварийных режимов однофазного РВУ на ОДН без защиты использовалась схема, представленная на рис. 1. Для моделирования аварийных режимов при наличии защиты использовалась схема, представленная на рис. 5. При этом в качестве датчика тока использовался трансформатор TV2, представленный на рис. 5 обмотками L3 (первичная) и L4 (вторичная). На рис. 5 блок защиты (БЗ) выполнен на трансформаторном датчике тока (ТДТ) и триггере на операционном усилителе U1, диодах VD13–VD14 и резисторах R42–R44. ТДТ состоит из обмоток L3, L4 трансформатора TV2, выпрямителя, выполненного на диодах VD9–VD12 и резистора R40. Короткое замыкание нагрузки имитируется включением ключа S1. При этом включение S1 при режиме включения на короткозамкнутую нагрузку



а



б

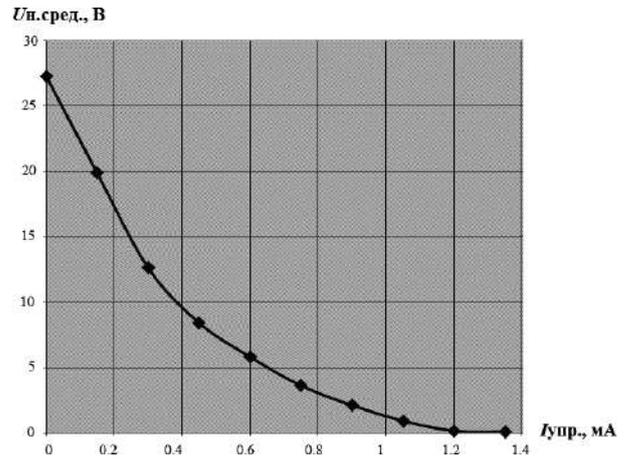


в

**Рис. 3. Результаты моделирования рабочего режима однофазного РВУ на ОДН при:**  
 а –  $I_{упр1} = 0 \text{ мА}$ ; б –  $I_{упр2} = 0,15 \text{ мА}$ ; в –  $I_{упр3} = 0,9 \text{ мА}$

происходило в момент времени 0мс. В режиме короткого замыкания уже работающей нагрузки включение S1 происходило в момент времени, равный 50мс.

На рис. 6 представлены графики изменения во времени тока вторичной обмотки трансформатора TV1 при: а – включении на короткозамкнутую нагрузку при отключенной защите (схема на рис. 1 при  $U_{упр} = 0$ ); б – включении на короткозамкнутую нагрузку при работающем БЗ (схема на рис. 5); в –



**Рис. 4. Регулировочная характеристика однофазного РВУ на ОДН**

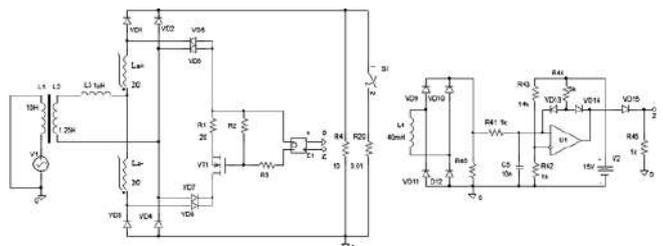
при закорачивании уже работающей нагрузки при работающем БЗ (схема на рис. 5).

По рис. 6а видно, что при отключенном БЗ (см. рис.1 при напряжении управления  $U_{упр} = 0 \text{ В}$ ,  $I_{упр} = 0 \text{ мА}$ ), при коротком замыкании нагрузки ток вторичной обмотки трансформатора TV1  $I_{обмL2}$  достигает значений порядка 1 КА.

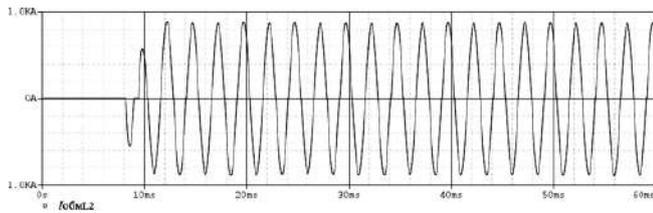
По рис. 6б видно, что при включении на короткозамкнутую нагрузку (при  $R_{н} = 0,01$ ) и при наличии БЗ (рис. 5), ток вторичной обмотки TV1 ограничен на уровне миллиампер, соответственно ограничен и ток источника V1. Следовательно, получаем защиту от КЗ в нагрузке при включении на короткозамкнутую нагрузку, причем защита реализуется на ОДН, работающем в цепи постоянного тока.

По рис. 6в видно, что при закорачивании уже работающей нагрузки при наличии БЗ (рис. 5), ток  $I_{обмL2}$  вторичной обмотки TV1 ограничен на уровне миллиампер, что демонстрирует способность ОДН обеспечивать защиту при данном аварийном режиме.

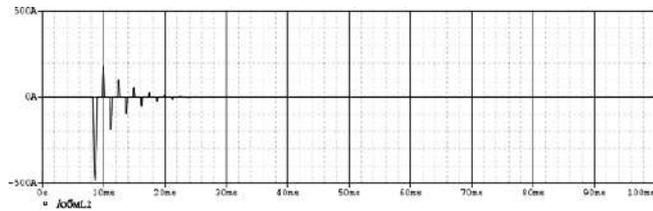
Таким образом, по результатам моделирования видно, что ОДН, включенные в цепь постоянного тока, способны регулировать выходное напряжение, а также способны обеспечивать защиту от КЗ в схеме однофазного РВУ при аварийных режимах включения на короткозамкнутую нагрузку и при закорачивании уже работающей нагрузки. При этом процесс размагничивания обоих дросселей



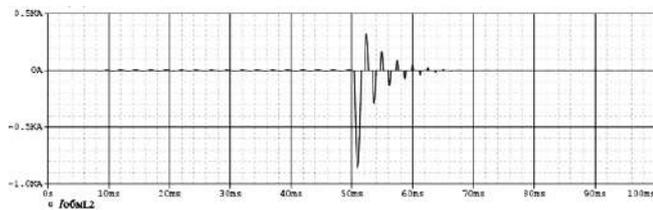
**Рис. 6. Результаты моделирования аварийных режимов работы однофазного РВУ на ОДН в цепи постоянного тока**



а



б



в

Рис. 6. Результаты моделирования аварийных режимов работы однофазного РВУ на ОДН в цепи постоянного тока

управляется через один транзистор током порядка миллиампер. Следует отметить, что было проведено

моделирование схемы без сглаживающего фильтра. При наличии выходного фильтра, и в зависимости от его типа, процессы в схеме будут отличаться от приведенных, что будет показано в последующих статьях.

#### Литература

1. Шевцов Д. А., Турченко И. С. Бортовые регулируемые выпрямительные устройства на основе управляемого однообмоточного дросселя насыщения // Практическая силовая электроника, №1 (49), 2013, С. 37 – 41.

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

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

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

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

Д. О. Варламов, В. Г. Еременко, А. А. Лавриков

## МОДЕЛИРОВАНИЕ УСТРОЙСТВА БАЛАНСИРОВКИ С РАССЕИВАЮЩИМИ РЕЗИСТОРАМИ ДЛЯ ЛИТИЙ-ИОННОЙ АККУМУЛЯТОРНОЙ БАТАРЕИ

D. O. Varlamov, V. G. Eremenko,  
A. A. Lavrikov

Simulation of Balancer With Dissipative Resistors  
for Lithium-Ion Battery

В статье описана модель устройства балансировки с рассеивающими резисторами, созданная в программе Matlab Simulink. Рассматриваются результаты моделирования разбалансированной батареи при наличии в ней дефектного аккумулятора.

Ключевые слова: устройство балансировки, моделирование, MATLAB Simulink, аккумуляторная батарея.

This paper describes a model of balancing device with dissipative resistors, created in Matlab Simulink. Simulation results of unbalanced battery with one defective cell are considered.

Key words: balancer, switched capacitor, simulation, MATLAB Simulink, battery.

Эффективность использования литиевой аккумуляторной батареи может быть повышена, если с ней используются специальные устройства балансировки.

Всего существуют два способа балансировки напряжений на аккумуляторах батареи: “активный” и “пассивный” [1]. При активном способе балансировки производится распределение энергии от более заряженных аккумуляторов к менее заряженным аккумуляторам в батарее. Пассивный способ предполагает рассеивание избыточной энергии аккумуляторов, поэтому его также называют способом “рассеивающих резисторов”. Хотя резистивный способ по определению обладает меньшей эффективностью, он является более простым в реализации.

Алгоритм балансировки с рассеивающими резисторами в упрощенном виде может быть описан следующим образом:

- измеряются напряжения всех аккумуляторов в АБ;
- определяется аккумулятор с наименьшим напряжением;
- к остальным аккумуляторам подключаются рассеивающие резисторы и разряд на них производится до тех пор, пока напряжение разряжаемых аккумуляторов не сравнится с напряжением аккумулятора с минимальным напряжением.

### Моделирование устройства балансировки аккумуляторной батареи

Для анализа работы устройства балансировки, авторами статьи была разработана модель этого устройства (рис. 1) в программе Matlab Simulink и произведено его моделирование с литиевой батареей, состоящей из четырех аккумуляторов емкостью 10 А · ч. В качестве модели аккумулятора была взята стандартная модель *Li-Ion* аккумулятора в *Matlab*

*Simulink* [2], характеристики которой представлены на рис. 2.

Моделирование проведено для двух условий:

– в первом условии степени заряда аккумуляторов Cell11–Cell13 составляют 95%, а степень заряда аккумулятора Cell14 составляет 65%. Дельта степеней зарядов аккумуляторов составляет 30%. Емкости всех аккумуляторов одинаковы;

– во втором условии один из аккумуляторов (Cell14) считается дефектным и обладающим меньшей на 20% емкостью, чем у других аккумуляторов.

Для обоих условий разрядный и зарядный токи равны и составляют 10 А.

### Цель разряда и заряда батареи

Разряд батареи в разработанной модели осуществляется при подключении к батарее нагрузки  $R_{load}$  посредством открытия силового ключа Switch L. Значение сопротивления  $R_{load}$  приблизительно можно определить по формуле:

$$R_{load} = \frac{U_{зар95} \cdot n}{I_{разр}} = \frac{3,9 \cdot 4}{10} = 1,56 \text{ Ом}, \quad (1)$$

где:  $U_{зар95} = 3,9 \text{ В}$  – напряжение *Li-Ion* аккумулятора без нагрузки, со степенью заряда 95% (рис.2).  $I_{разр} = 10 \text{ А}$ ,  $n$  – количество аккумуляторов в батарее.

Заряд батареи осуществляется при подключении к батарее источника напряжения  $V_{Source}$  (20 В) с внутренним сопротивлением  $R_{int}$  посредством открытия силового ключа Switch S. Значение сопротивления  $R_{int}$ , которое следует установить в модели, приблизительно можно определить по формуле:

$$R_{int} = \frac{U_{source} - U_{зар} \cdot n}{I_{зар}} = \frac{20 - 4,1 \cdot 4}{10} = 0,36 \text{ Ом}, \quad (2)$$

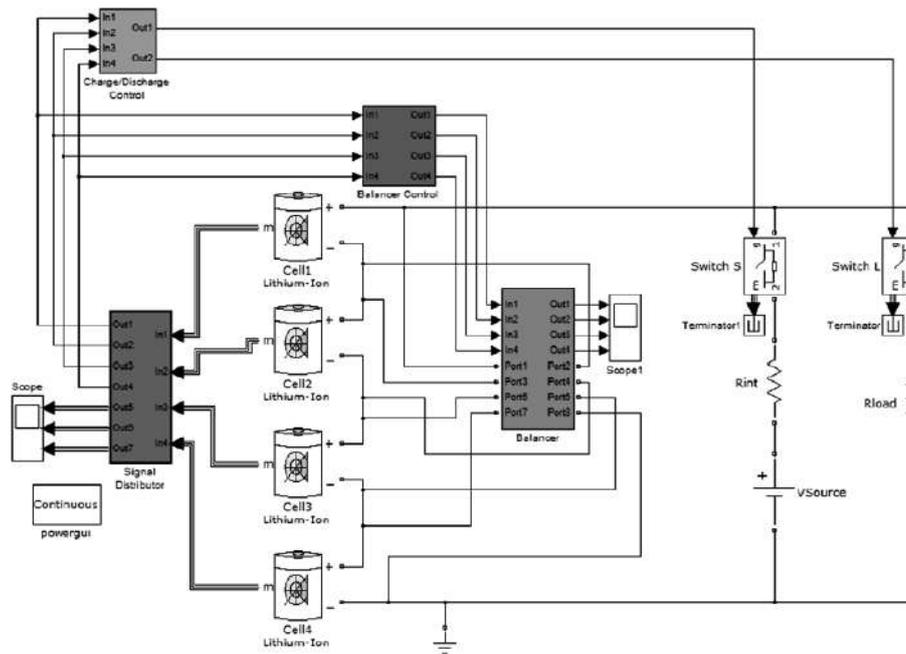


Рис. 1. Схема модели устройства балансировки

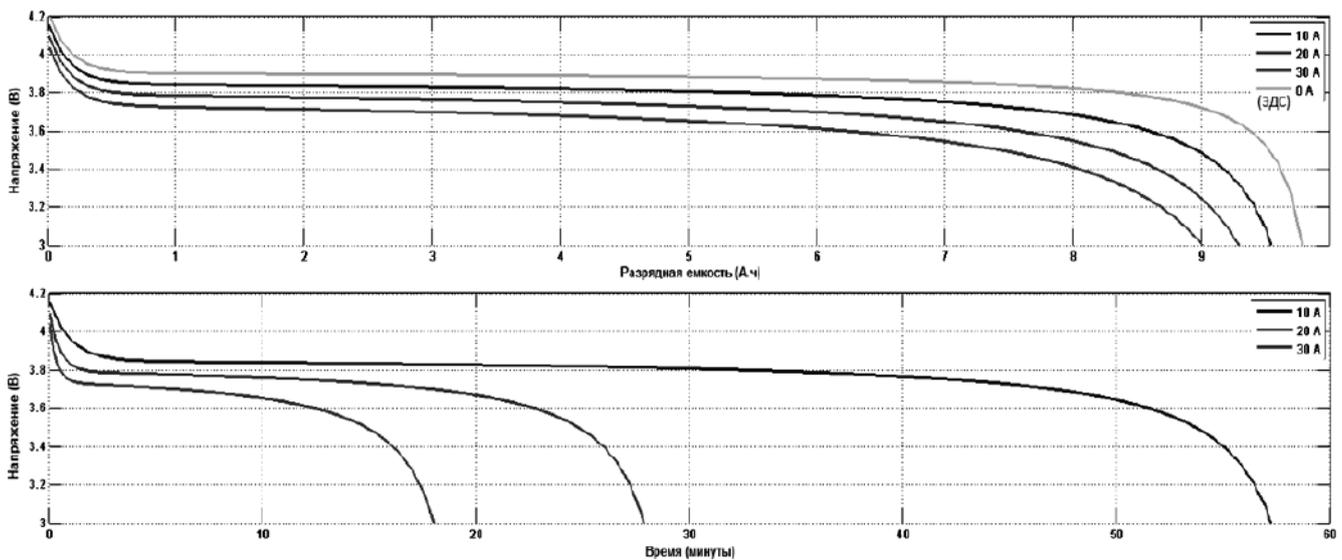


Рис. 2. Разрядные характеристики стандартной модели Li-Ion аккумулятора в Matlab Simulink

где:  $U_{зар} = 4,1 \text{ В}$  – напряжение заряженного *Li-Ion* аккумулятора,  $I_{зар} = 10 \text{ А}$ .

Значения сопротивлений всех силовых ключей на схеме модели в открытом состоянии выбраны одинаковыми и равными 1 МОм, как у лучших современных *MOSFET* транзисторов.

**Подсистемы, находящиеся на схеме**

Блок *Signal Distributor* направляет сигналы от аккумуляторов с информацией о токе (I, A), напряжении (V, В) и степени заряда (%) с мультиплексированных входов In1-4 на осциллограф (мультиплексированные выходы Out5-7). На блоки *Charge/Discharge Control*

и *Control Equalizer* через выходы Out1-4 подает сигналы с информацией о напряжении на аккумуляторах.

Блок *Charge/Discharge control* (рис. 3) отвечает за управление зарядом и разрядом батареи. Эта подсистема через выходы Out1 и Out2 управляет зарядом и разрядом батареи. Алгоритм работы подсистемы следующий:

– как только (при разряде) напряжение на каком либо аккумуляторе опустится ниже допустимого уровня (3 В), подсистема отключит нагрузку и подключит источник напряжения, посылая сигналы логической “1” и логического “0”, соответственно с выходов Out1 и Out2;

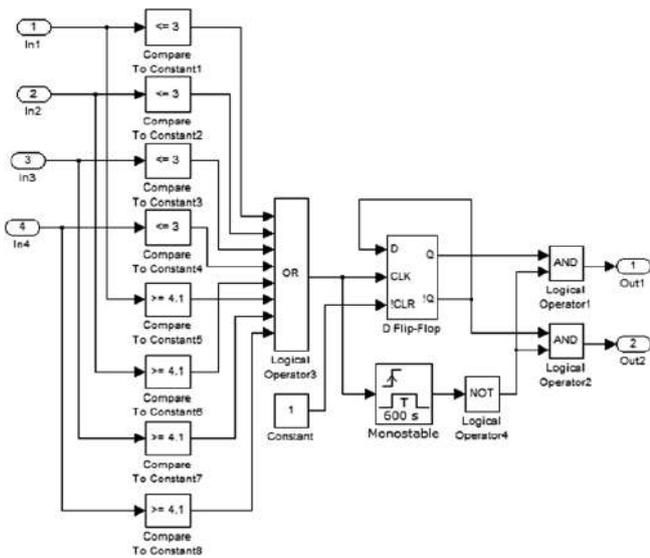


Рис. 3. Блок управления зарядом/разрядом батареи

– как только (при заряде) напряжение на каком либо аккумуляторе превысит допустимый уровень (4,1В), подсистема отключит батарею от источника напряжения и подключит нагрузку, посылая сигналы логического “0” и логической “1”, соответственно с выходов Out1 и Out2.

После окончания каждого заряда/разряда батареи, перед следующим этапом разряда/заряда выдерживается пауза в 10 мин (600 с).

Блок Balancer (рис. 4) содержит рассеивающие резисторы Rb1-4 и подключающие их ключи Switch1-4, управляемые через входы In1-4.

Блок Balancer Control (рис. 5) управляет подключением рассеивающих резисторов к аккумуляторной батарее. Сопротивление каждого балансировочного резистора составляет 5 Ом, что

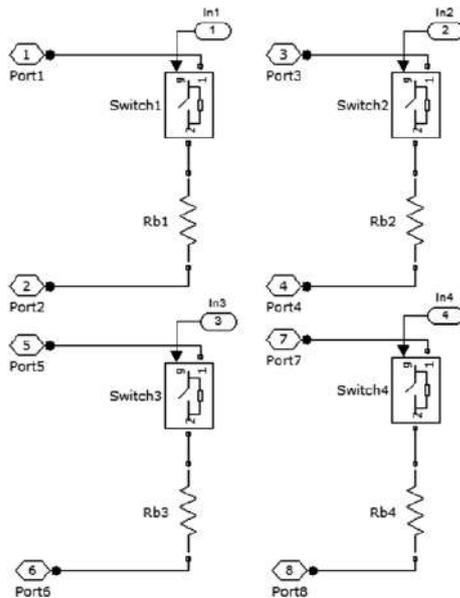


Рис. 4. Блок подключения балансировочных резисторов

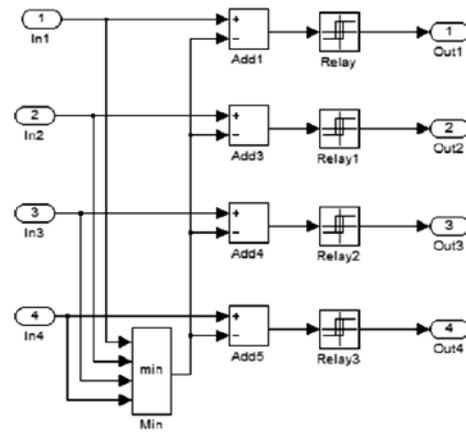


Рис. 5. Блок управления устройством балансировки

позволяет производить балансировку током  $\approx 0,8$  А.

На вход In1 приходит информация о напряжении на аккумуляторе Cell1, на другие 3 входа приходит соответственно информация о напряжении других трех аккумуляторов. Далее производится расчет:

$$\Delta U_{\min} = U_i - U_{\min},$$

где  $\Delta U_i$  – дельта напряжений для  $i$ -го входного сигнала,  $U_i$  – напряжение для  $i$ -го входного сигнала,  $U_{\min}$  – минимальное напряжение среди всех входных сигналов.

С помощью компонентов Relay производится решение о подключении рассеивающих резисторов (граничные значения задаются в меню этих компонентов).

Если  $\Delta U_i > 0$ , то к  $i$ -му аккумулятору с напряжением  $U_i$  будет подключен рассеивающий резистор, что будет способствовать уменьшению  $\Delta U_i$ .

Когда дельта напряжений для  $i$ -го входного сигнала дойдет до 0 ( $\Delta U_i = 0$ ), то рассеивающий резистор  $R_i$  будет отключен от  $i$ -го аккумулятора.

Если  $\Delta U_i$  превысит 0,03 В, то к  $i$ -му аккумулятору снова будет подключен рассеивающий резистор.

Блок Powergui представляет собой графический интерфейс пользователя пакета моделирования энергетических систем. Он необходим для задания типа и параметров моделирования (шаг интегрирования). Его параметры были выбраны по умолчанию.

**Анализ результатов моделирования**

Результаты моделирования для первого условия, представлены на рис. 6, из которого видно, что дельта степеней заряда стремится к нулю. Выравнивание степеней заряда с точностью до 1% достигается через  $1,7 \cdot 10^4$  с (4 ч 43 мин 20 с). Продолжительность разряда возросла от 2223 с (37 мин 3 с) до 3390 с (56 мин 30 с).

Результаты моделирования для второго условия, представлены на рис. 7. Выравнивание степеней

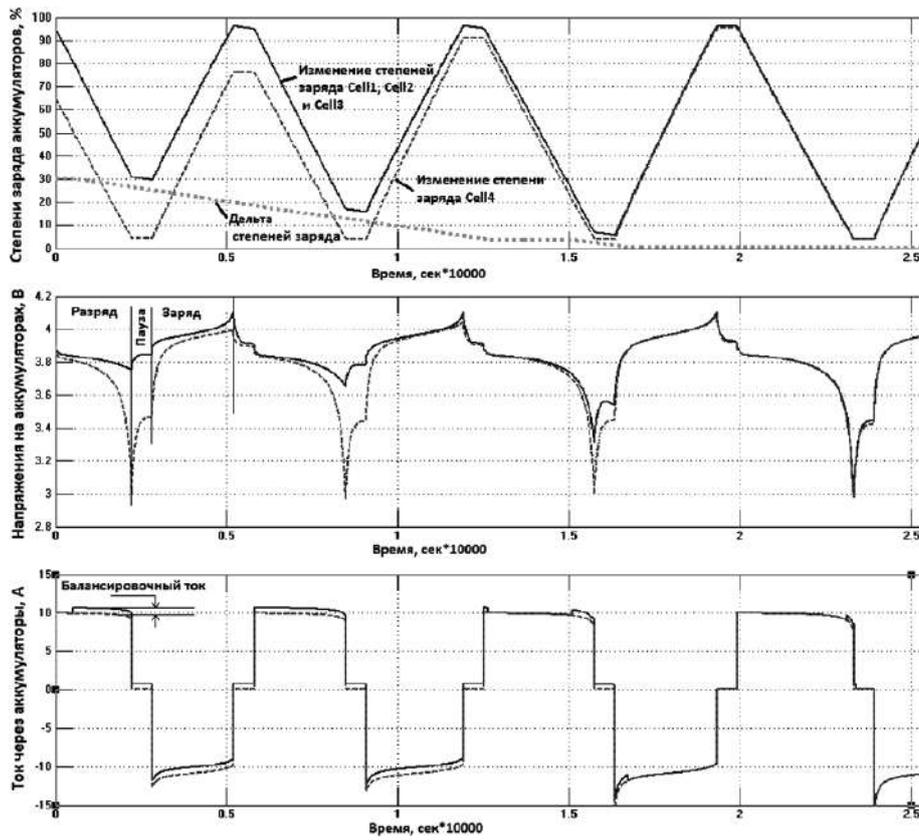


Рис. 6. Результаты моделирования при одинаковых емкостях аккумуляторов

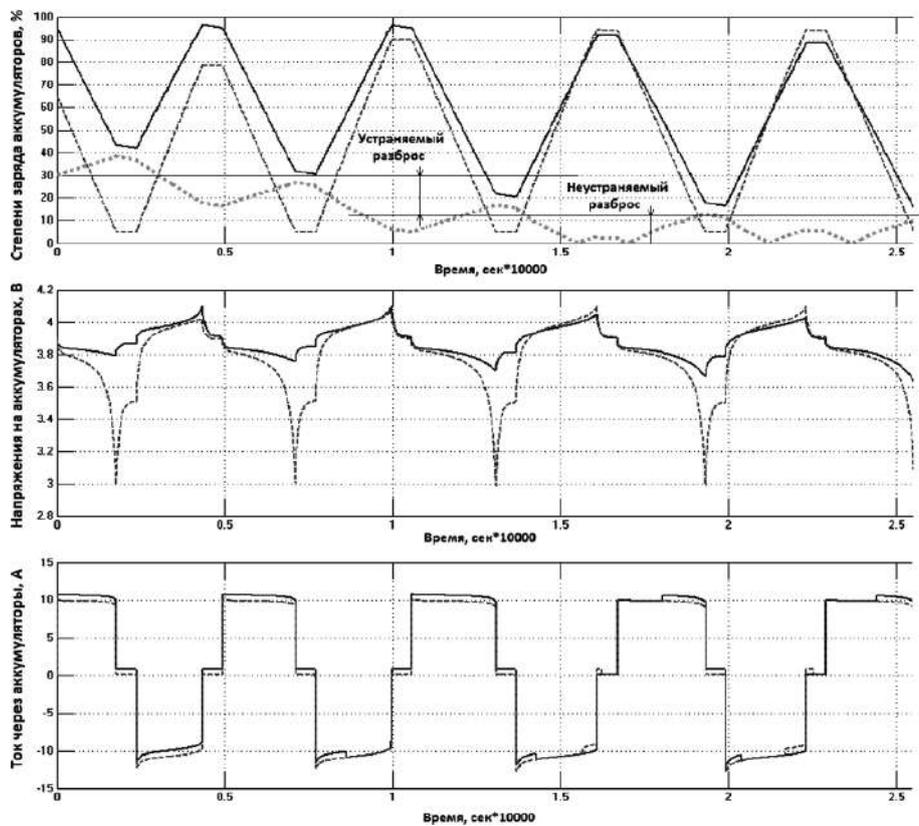


Рис. 7. Результаты моделирования при емкости одного из аккумуляторов меньше на 20%

заряда до 13% достигается через  $1,8 \cdot 10^4$  с (5 ч). Продолжительность разряда возросла от 1768 сек (29 мин 28 с) до 2631 с (43 мин 51 с).

#### Выводы

В приведенной статье показана возможность создания модели резистивного устройства балансировки и описана ее работа с *Li-Ion* аккумуляторной батареей.

Как видно из рис. 6, дельта степеней заряда периодически возрастает и падает. Это вызвано тем, что у аккумулятора с меньшей емкостью (Cell14) скорость заряда и разряда будет больше чем у других аккумуляторов, следовательно, заряд и разряд батареи будет ограничиваться по этому аккумулятору. Полностью сбалансировать батарею с аккумуляторами различных емкостей невозможно.

На основе полученных при заданных условиях результатов моделирования можно увидеть положительный эффект от балансировки, заключающийся в увеличении времени разряда аккумуляторной батареи на 52% и на 49% при одном дефектном аккумуляторе.

#### Литература

1.  *Davide Andrea*. Battery management Systems for Large Lithium-Ion Battery Packs/Artech House, 685 Canton Street, Norwood, MA 02062/ 2010.
2. <http://www.mathworks.com/help/toolbox/physmod/powersys/ref/battery.html>.

**Варламов Дмитрий Олегович**, старший преподаватель кафедры "Автотракторное электрооборудование" Университета Машиностроения, тел.: +7(499)163-51-56, e-mail: varlamovd@mail.ru;

**Еременко Владимир Григорьевич**, д. т. н., профессор кафедры ЭКАО (Электротехнические комплексы автономных объектов) МЭИ. тел.: +7(499)362-71-00, e-mail: eremenko1937@yandex.ru;

**Лавриков Алексей Александрович**, к. т. н., старший преподаватель кафедры "Автотракторное электрооборудование" Университета Машиностроения, тел. 8(495)353-35-02, e-mail: lavrikov@mail.ru.

С. В. Федоров, А. В. Бондарев, Ф. К. Яппаров

# АНАЛИЗ ГАРМОНИЧЕСКОГО СОСТАВА ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ НЕПОСРЕДСТВЕННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

S. V. Fedorov, A. V. Bondarev, F. K. Yapparov

В статье представлены способы формирования выходного напряжения в непосредственных преобразователях частоты. Приведен анализ гармонического состава выходного напряжения. Сделаны выводы о качестве выходного напряжения.

Ключевые слова: непосредственный преобразователь частоты, гармонический анализ выходного напряжения.

Cycloconverter Output Voltage Harmonic Content Analysis

This article presents methods of a cycloconverter output voltage forming. Analysis of output voltage harmonic content was carried out. Inferences are drawn concerning the quality of cycloconverter output voltage.

Key words: cycloconverter, output voltage Fourier analysis.

Выходное напряжение преобразователей частоты (ПЧ) в общем случае имеет несинусоидальную форму. Степень несинусоидальности напряжения характеризуется коэффициентом гармоник по напряжению  $K_g$ . Несинусоидальность напряжения, питающего асинхронный двигатель, приводит к тому, что высшие гармоники прямой последовательности создают полезный момент, а обратной – тормозной момент, а нулевой последовательности – пульсирующее поле. Они вызывают дополнительные потери в электрическом двигателе, перегрев электрической машины, снижение момента, очень сильные помехи в питающей сети. В связи с отрицательным влиянием высших гармоник на работу электрооборудования содержание их обычно регламентируется [1].

Для определения качества выходного напряжения непосредственных преобразователей частоты необходимо произвести гармонический анализ данного напряжения в диапазоне частот, требуемом для управления асинхронным двигателем. Данный анализ показал бы возможности по уменьшению коэффициента гармоник  $K_g$ , а также степень данного уменьшения. Результат, полученный с помощью этих исследований, мог бы выявить новые возможности уменьшения  $K_g$ .

В качестве анализа была выбрана схема матричного непосредственного преобразователя частоты (НПЧ) с прямым преобразованием, в котором используется способ формирования выходного напряжения, основанный на циклическом подключении нагрузки поочередно к каждой из фаз источника. Схема преобразователя частоты с идеальными полностью управляемыми ключами переменного тока показана на рис. 1. С помощью этих ключей нагрузка подключается к разным фазам источника [2].

Выходное напряжение НПЧ формируется из “вырезанных” участков синусоид входного много-

фазного напряжения. Выходное напряжение имеет несинусоидальную “пилообразную” форму, которую условно можно аппроксимировать синусоидой [3].

При построении кривой выходного напряжения НПЧ для гармонического анализа была использована модулирующая функция

$$M(t) = \arcsin[r \cdot \sin(\omega_{\text{ВЫХ}} t)],$$

представленная как функция времени для одного периода выходной частоты при  $r = 1$  и  $r = 0,5$ . На рис. 2 показаны модулирующие функции  $M(t)$  для  $r = 1$  и  $r = 0,5$ . Также приведены наклонные параллельные линии  $f_{11}, f_{12}, f_{13}, \dots, f_{1n}$ , наложенные на модулирующие функции. Данные линии представляют собой синхронизирующие функции положительного типа, определяемые следующими зависимостями [4]: для трехфазного входного напряжения  $f_{1i} = 2i\pi/3 - \omega_{\text{ВХ}} t$ ; для шестифазного входного напряжения  $f_{1i} = i\pi/3 - \omega_{\text{ВХ}} t$ ; для двенадцатифазного входного напряжения  $f_{1i} = i\pi/6 - \omega_{\text{ВХ}} t$ ,  $i = 1, 2, \dots$

Функции  $f_{1i}$  необходимы для определения точек пересечения их с модулирующей функцией  $M(t)$ . Значения времени их пересечения будут являться временем переключения с одной фазы входного

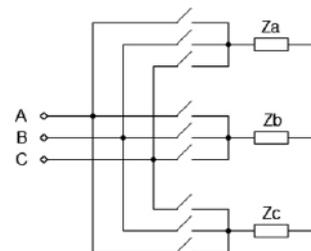


Рис. 1. Схема преобразователя частоты с идеальными полностью управляемыми ключами переменного тока

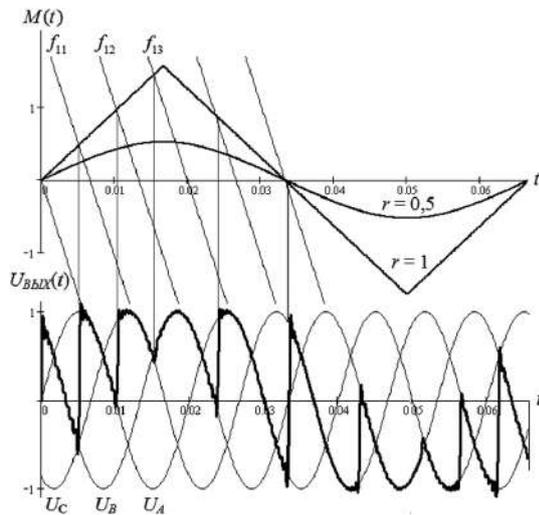


Рис. 2. Формирование кривой выходного напряжения

напряжения на другую, формируя, таким образом, выходное напряжение  $U_{\text{вых}}(t)$  (рис. 2).

Алгоритм работы силовых ключей строится таким образом, чтобы в каждый момент времени нагрузка НПЧ была подключена к одной фазе источника питания. Регулирование выходной частоты осуществляется изменением частоты модулирующей функции, а, следовательно, выходная частота  $\omega_{\text{вых}}$  изменяется дискретно. Она зависит от частоты повторения синхронизирующих функций. При этом каждая полуволна модулирующей функции  $M(t)$  разбивается функциями  $f_{1i}$  на равные по времени участки в точках их пересечения с осью времени. В таком случае зависимость выходной частоты  $\omega_{\text{вых}}$  от частоты входного сигнала  $\omega_{\text{вх}}$  будет иметь вид:

$$\omega_{\text{вых}} = 3\omega_{\text{вх}}/(2N) \text{ — для трехфазного входного напряжения;}$$

$$\omega_{\text{вых}} = 3\omega_{\text{вх}}/(N) \text{ — для шестифазного входного напряжения;}$$

$$\omega_{\text{вых}} = 6\omega_{\text{вх}}/(N) \text{ — для трехфазного входного напряжения,}$$

где  $N$  — число синхронизирующих функций  $f_{1i}$ , укладываемых в одной полуволне  $M(t)$ .

Все вычисления были произведены в системе *MathCAD*, что позволяет использовать эти данные в других исследованиях. В результате для трехфазного входного напряжения на выходе НПЧ получим сигнал в следующем диапазоне частот (табл. 1).

Таблица 1. Значения частот выходного напряжения при трехфазном входном напряжении

№	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
v, Гц	37,5	25	18,75	15	12,5	10,714	9,375	8,33	7,5	6,818
№	11	12	13	14	15	16	17	18	19	...
v, Гц	6,25	5,769	5,357	5	4,688	4,412	4,167	3,947	3,75	...

При увеличении числа фаз входного напряжения с трех до шести число частот внутри диапазона увеличивается вдвое. Следовательно, плавность ре-

гулирования частоты вращения двигателя повышается. Данный диапазон частот вполне подходит для плавного пуска асинхронного электродвигателя, а также для регулирования частоты его вращения.

При анализе гармонического состава выходного напряжения НПЧ был использован метод, основанный на рядах и интеграле Фурье. Данный метод заключается в том, что характеризующая электромагнитный процесс периодическая функция может быть представлена тригонометрическим рядом Фурье [5]:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cos(k\omega_1 t) + b_k \sin(k\omega_1 t)], \quad (1)$$

где  $\omega_1 = 2\pi/T$ ;  $k = 1, 2, \dots$ ;

$$\begin{cases} a_0 = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) dt; \\ a_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cos(k\omega_1 t) dt; \\ b_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \sin(k\omega_1 t) dt. \end{cases}$$

Поскольку в нашем случае мы аппроксимируем синусоидальный сигнал, а функция  $f(t) = E_0 \sin(\omega t)$  является нечетной, то  $a_0 = a_k = 0$  и выражение (1) примет вид:

$$f(t) = \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin(k\omega_1 t),$$

где

$$b_k = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f(t) \sin(k\omega_1 t) dt$$

Для НПЧ при формировании выходного напряжения было использовано шести и двенадцати фазное входное напряжение. При этом применялась как синусоидальная модуляция ( $r = 0,5$ ), так и треугольная ( $r = 1$ ). Графики, характеризующие зависимость коэффициента гармоник  $K_g$  от частоты, приведены на рис. 3, 4.

Среднее значение  $K_g$  для кривой  $K_g 1$  составляет 41,596 %, для кривой  $K_g 2$  — 28,342 % (рис. 3). Разность между наибольшим и наименьшим значениями для кривой  $K_g 1$  составляет 7,2 %, для кривой  $K_g 2$  — 5 %.

Среднее значение  $K_g$  для кривой  $K_g 3$  составляет 36,37%, для кривой  $K_g 4$  — 20,498% (рис. 4). Разность между наибольшим и наименьшим значениями для кривой  $K_g 3$  составляет 5,7%, для кривой  $K_g 4$  — 11,7%.

Следовательно, увеличение числа фаз приводит к уменьшению гармоник выходного напряжения. Также можно отметить, что в области частот до

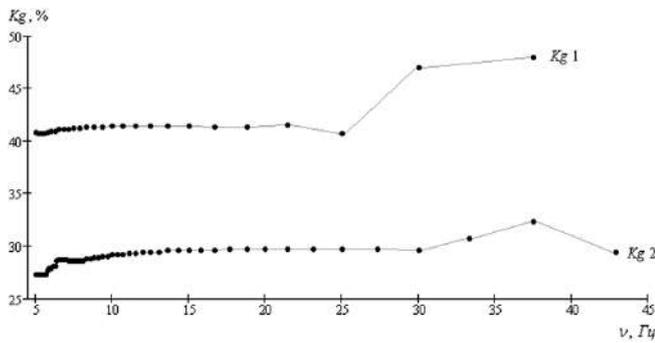


Рис. 3. Зависимость  $K_g$  от частоты при формировании выходного напряжения НПЧ с синусоидальной модуляцией ( $r = 0,5$ ):  
 $K_{g1}$  — для шестифазного входного напряжения;  
 $K_{g2}$  — для двенадцатифазного входного напряжения

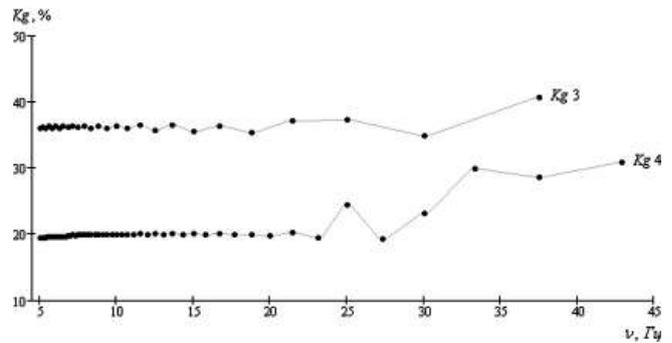


Рис. 4. Зависимость  $K_g$  от частоты при формировании выходного напряжения НПЧ с синусоидальной модуляцией ( $r = 1$ ):  
 $K_{g3}$  — для шестифазного входного напряжения;  
 $K_{g4}$  — для двенадцатифазного входного напряжения

25 Гц коэффициент гармоник  $K_g$  практически не зависит от частоты выходного сигнала и его можно считать постоянным для заданного числа фаз и вида модулирующей функции  $M(t)$ .

### Выводы

На основе анализа способов аппроксимации выходного напряжения НПЧ, можно сделать следующие выводы.

1. Недостатки использования для аппроксимации “резанной” синусоиды заключаются в ограничении возможности уменьшения коэффициента гармоник выходного напряжения. Это означает, что для каждого значения частоты, получаемого на выходе синусоидального сигнала, можно путем аппроксимации его участками синусоид многофазного напряжения получить исходную кривую с определенным коэффициентом гармоник. Причем дальнейшее уменьшение коэффициента гармоник для данной частоты путем изменения степени “урезанности” синусоиды в качестве формы элемента аппроксимирующего сигнала не возможно. Существенным недостатком является низкое качество выходного напряжения в части гармонического состава, т. е. высокое значение коэффициента гармоник. Так при шестифазном входном напряжении среднее значение  $K_g$  не менее 36,37%, а при двенадцатифазном не менее 20,498%.

2. Достоинством аппроксимации участками “резанной” синусоиды в НПЧ является возможность уменьшения коэффициента гармоник за счет увеличения числа фаз входного напряжения. Однако анализ зависимостей, показанных на рисунках 3, 4, показывает, что увеличения числа фаз не дает существенного снижения  $K_g$ . Так при треугольной модуляции с увеличением числа фаз с шести до двенадцати среднее значение  $K_g$  уменьшается в 1,77 раза. При синусоидальной модуляции среднее значение  $K_g$  уменьшается в 1,468 раза. Но так как

непосредственное преобразование не дает точной аппроксимации синусоидального сигнала, то вышеуказанная степень уменьшения не является достаточной для получения качественного выходного напряжения.

### Литература

1. Розанов Ю. К. Основы силовой электроники. — М.: Энергоатомиздат, 1992. — 296 с.: ил.
2. Карташов Р. П., Кулиш А. К., Чехет Э. М. Тиристорные преобразователи частоты с искусственной коммутацией. — К.: “Техніка”, 1979. 152 с. Список лит.: С. 147—150.
3. Жемеров Г. Г. Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью. М.: “Энергия”, 1977.
4. Джюджи Л., Пели Б. Силовые полупроводниковые преобразователи частоты: Теория, характеристики, применение. Пер. с англ. — М.: Энергоатомиздат, 1983. — 400 с., ил.
5. Кугушев А. М., Голубева Н. С. Основы радиоэлектроники. (Линейные электромагнитные процессы). — М., “Энергия”, 1969. 880 с., 534 илл.
6. Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники: Учебник. — Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2000. — Ч. 2 — 197 с.

**Федоров Сергей Витальевич**, старший преподаватель кафедры Электроснабжения промышленных предприятий, филиала Оренбургского государственного университета в г. Кумертау, тел.: 8 927 3458730, e-mail: s.v.fedorov@inbox.ru;

**Бондарев Андрей Владимирович**, к. т. н., заведующий кафедрой Электроснабжения промышленных предприятий, филиала Оренбургского государственного университета в г. Кумертау, тел.: 8(34761) 57330, e-mail: kafedraepp@kfosu.edu.ru;

**Яппаров Фанис Камилович**, декан транспортно-энергетического факультета филиала Оренбургского государственного университета в г. Кумертау, тел.: 8(34761) 57330, e-mail: aah@kfosu.edu.ru.

Ю. М. Иньков, Я. А. Бредихина, Т. Н. Фадейкин

## ПОТЕРИ МОЩНОСТИ В КОНДЕНСАТОРАХ ФИЛЬТРА УПРАВЛЯЕМОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ ЭЛЕКТРОПОДВИЖНОГО СОСТАВА

Y. M. Inkov, Ya. A. Bredihina,  
T. N. Fadeykin

Power losses in electrically propelled vehicles  
controlled rectifier filter capacitors

В статье приводятся результаты сравнительного анализа потерь мощности в фильтровых конденсаторах, устанавливаемых на выходе выпрямителей и импульсных преобразователей постоянного напряжения для тяговых электроприводов, применяемых на электроподвижном составе магистральных железных дорог и вагонах метрополитена.

Ключевые слова: конденсатор, управляемый выпрямитель, импульсный преобразователь, фильтр, автономный инвертор напряжения, исполнительный двигатель, ряд Фурье.

The article presents the results of comparative analysis of power losses in filter capacitors, mounted at the output of a rectifier and switched mode DC-DC converters for traction electric drives now in use for main-line railways electrically propelled vehicles and subway carriages.

Keywords: capacitor, controlled rectifier, switched mode converter filter, off-line voltage inverter, actuating motor, Fourier series.

На эксплуатируемом на железных дорогах России электроподвижном составе (ЭПС), получающем питание от контактной сети однофазного переменного тока напряжением 25 кВ, в основном применяют тяговые электродвигатели (ТЭД) пульсирующего тока последовательного возбуждения.

В этом случае силовая цепь ЭПС содержит тяговый трансформатор, управляемый многозонный выпрямитель, сглаживающий дроссель и тяговые электродвигатели (ТЭД).

На ЭПС новых поколений в качестве тяговых начинают применять трехфазные асинхронные электродвигатели с короткозамкнутым ротором, трехфазные синхронные электродвигатели, а также трехфазные индукторные двигатели [1]. В этом случае при наличии контактной сети переменного тока структурная схема силовой цепи ЭПС будет иметь вид, представленный на рис. 1. Независимо от типа исполнительного двигателя (ИД) парал-

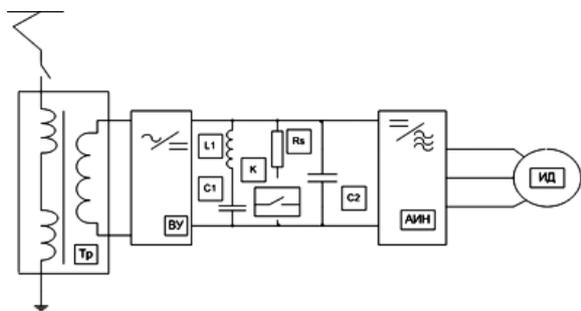


Рис. 1. Структурная схема тягового электропривода электровоза переменного тока с асинхронными тяговыми двигателями: Tr – трансформатор; ВУ – выпрямительная установка (преобразователь 4 qS); L1 C1 – выходной фильтр выпрямительной установки; R3 – резистор защиты промежуточного звена постоянного напряжения от динамических перенапряжений; К – контактор; C2 – входной фильтр АИН; АИН – автономный инвертор напряжения; ИД – исполнительный тяговый двигатель

ельно входным зажимам автономного инвертора напряжения (АИН) подключают конденсатор значительной емкости.

Поскольку на выпрямительную установку возложены функции регулирования уровня напряжения, прикладываемого к обмоткам исполнительного двигателя, величину ее выходного напряжения регулируют в достаточно широком диапазоне (от единиц вольт до напряжения, соответствующего номинальному напряжению ИД). При этом угол регулирования ключевых элементов выпрямительной установки изменяется практически от 0 до  $\pi/2$ .

При таком регулировании напряжение на конденсаторе фильтра в двух граничных режимах управления будет иметь вид, представленный на рис. 2. Поскольку одним из основных требований к электрооборудованию перспективного ЭПС с бесколлекторными тяговыми двигателями является высокое значение К.П.Д., важное значение имеет определение мощности потерь во всех элементах силового электрооборудования и разработка рекомендаций по их уменьшению.

Для расчета мощности потерь в конденсаторе C2 входного фильтра АИН кривую выпрямленного напряжения для двух граничных режимов удобно представить в виде гармонического ряда Фурье, что хорошо согласуется с формулами для определения мощности потерь в конденсаторах фильтров [2].

В работе гармонический анализ кривых выходного напряжения выпрямителя выполнен в программном пакете *MathCAD*.

Совокупность членов ряда Фурье может быть представлена в виде дискретных и амплитудных фазовых спектров. Спектральный состав кривой выпрямленного напряжения при  $\alpha = \pi/2$  приведен на рис. 3.

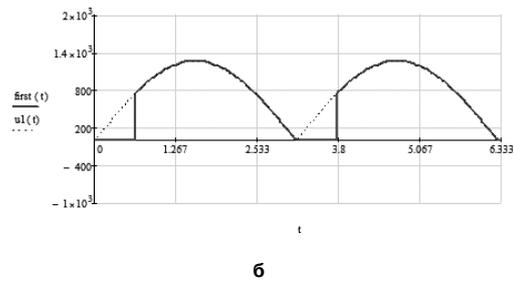
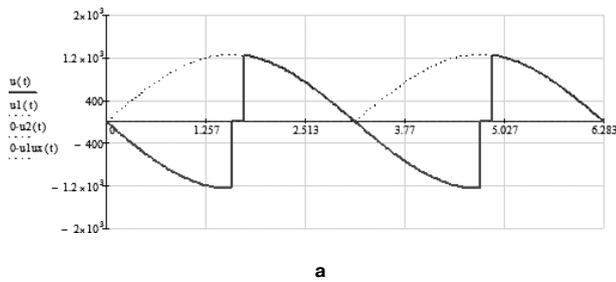


Рис. 2. Идеализированная кривая выходного напряжения выпрямителя при угле регулирования  $\alpha = \pi/2$ (а) и  $\alpha = 0$  (б)

Вычисляем коэффициенты разложения в ряд Фурье для  $T = \pi$ ;  $\omega_1 = 2\pi/T$ :

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt = -61,123; \quad a(n) = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \cdot \cos(n\omega_1 t) dt;$$

$$b(n) = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \cdot \sin(n\omega_1 t) dt;$$

По результатам расчета построен амплитудный спектр периодической последовательности кривой выпрямленного напряжения, приведенный на рис. 4. Построенная аппроксимация для  $n = 20$  (сплошная линия) и исходная кривая (пунктирная линия) приведены на рис. 5.

Точность построения можно оценить методом наименьших квадратов, в нашем случае как видно из графика на рис. 6 для расчетов достаточно взять 20 гармоник.

Аналогичные расчеты выполнены для угла регулирования  $\alpha = 0$  при  $T = \pi$ ;  $\omega_1 = 2\pi/T$  (рис. 7–10).

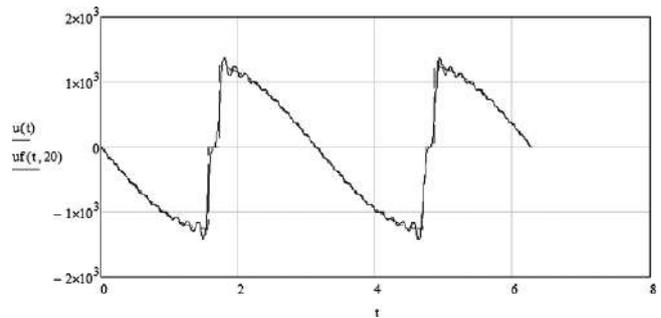


Рис. 4. Амплитудный спектр периодической последовательности при угле регулирования  $\alpha = \pi/2$

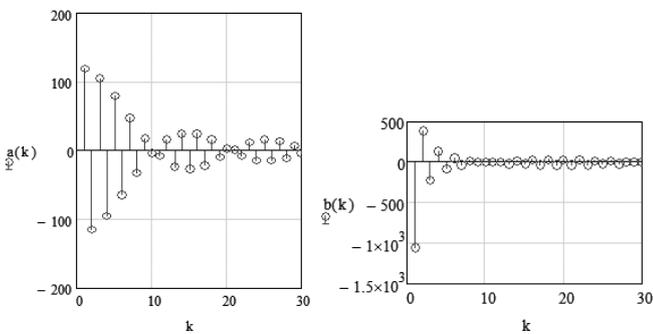


Рис. 3. Спектральный состав выпрямленного напряжения при угле регулирования  $\alpha = \pi/2$

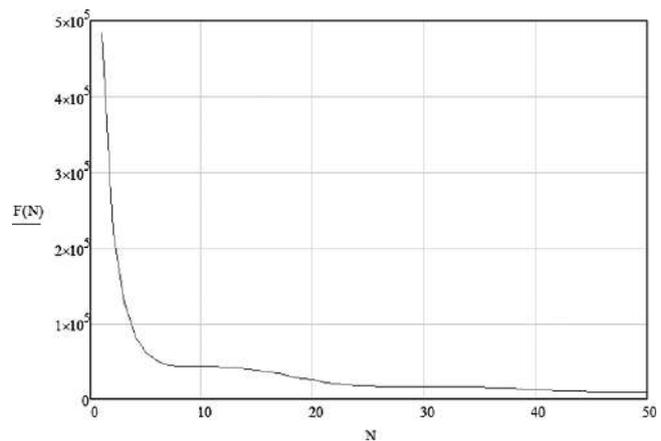


Рис. 5. Аппроксимация периодической последовательности кривой выпрямленного напряжения суммой гармоник при угле регулирования  $\alpha = \pi/2$

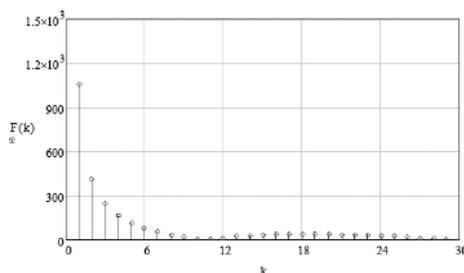


Рис. 4. Амплитудный спектр периодической последовательности при угле регулирования  $\alpha = \pi/2$

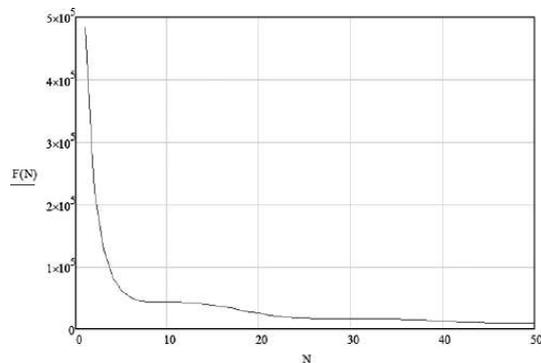


Рис. 6. График накопления ошибки при расчете точности аппроксимации периодической последовательности кривой выпрямленного напряжения при угле регулирования  $\alpha = \pi/2$

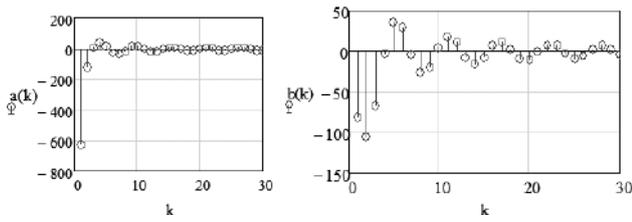


Рис. 7. Спектральный состав выпрямленного напряжения при угле регулирования  $\alpha = 0$

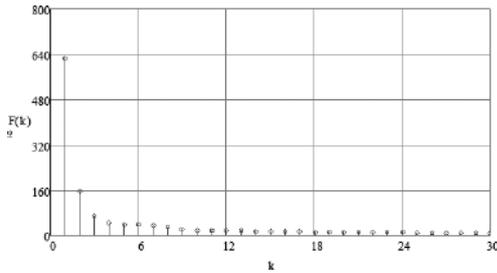


Рис. 8. Амплитудный спектр периодической последовательности при угле регулирования  $\alpha = 0$

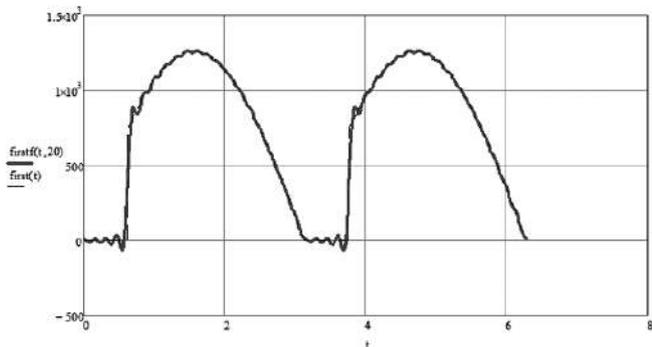


Рис. 9. Аппроксимация (сплошная линия) кривой выпрямленного напряжения суммой гармоник при угле регулирования  $\alpha = 0$  для  $n = 30$  и исходная кривая (пунктирная линия)

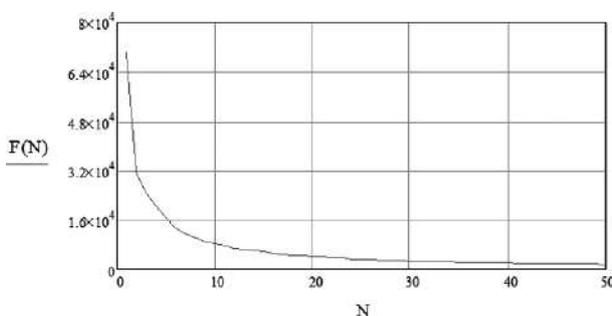


Рис. 10. График накопления ошибки при расчете точности аппроксимации периодической последовательности кривой выпрямленного напряжения при угле регулирования  $\alpha = 0$

При несинусоидальном напряжении на конденсатор воздействует широкий спектр гармоник различных частот, поэтому здесь необходима эквивалентность схемы замещения конденсатору в широком диапазоне частот. При наличии схем замещения можно будет решать такие важные для проектирования преобразовательной техники вопросы, как расчет потерь мощности в конденсаторе (как их полных значений, так и составляющих потерь в отдельных элементах конструкции), расчет электромагнитных процессов в цепях, содержащих конденсаторы, и т. д.

Согласно теории цепей конденсатор представляет собой пассивный двухполюсник. Эквивалентность схемы замещения обеспечивается соответствующим выбором ее параметров – сопротивлений, емкостей и индуктивностей, тогда как простота – приданием ей определенной конфигурации. В зависимости от задач, решаемых с помощью схем замещения, последние могут быть построены из различного числа элементов, которые отображают физические явления либо в конденсаторе в целом, либо в отдельных частях его конструкции с различной степенью полноты.

Большой практический интерес к задаче нахождения расчетным путем потерь энергии в конденсаторах породил большое многообразие как приближенных, так и более или менее точных методов [2]. Существуют методы, базирующиеся на представлении воздействующего напряжения или тока в виде суммы синусоидальных составляющих разных частот. При этом используют обычно простейшие схемы замещения конденсатора с постоянными или частотно-зависимыми параметрами. Частотные методы расчета потерь конденсатора основываются на принципе суперпозиции и используют гармонический анализ токов и напряжений. В них мощность потерь определяется как сумма потерь от каждой гармоники воздействующего тока или напряжения.

Так, для последовательной схемы замещения (рис. 11):

$$P = \sum_{n=1}^{\infty} U_n^2 n C_S \operatorname{tg} \delta_n,$$

где  $U_n$  – действующее значение  $n$ -ой гармоники напряжения;  $C_S$  и  $\operatorname{tg} \delta_n$  – емкость и угол потерь конденсатора.

В практических расчетах по данному соотношению ограничиваются конечным числом членов ряда  $n_{\max}$ , зависящим от спектра напряжения или тока. Это число может колебаться в широких пределах: от

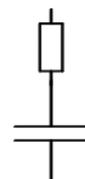


Рис. 11. Последовательная схема замещения конденсатора

единиц до нескольких сотен. Оно возрастает при увеличении максимальной производной кривой напряжения по времени.

При расчете потерь мощности в конденсаторе задаются ряд исходных параметров и технические требования, которым он должен удовлетворять. Для конденсаторов, работающих при синусоидальном переменном напряжении, задаются номинальное напряжение  $U_{ном}$ , номинальная частота  $f_{ном}$ , номинальная емкость  $C_{ном}$ , тангенс угла потерь, а также перегрузки и перенапряжения которые они должны выдерживать. Если напряжение несинусоидально, то задаются его гармонический состав и форма кривой переменной составляющей. При расчете импульсных конденсаторов задаются амплитуда импульсов, их форма и частота следования. Дополнительно могут быть заданы собственная индуктивность, амплитуда напряжения противоположной полярности (реверс) при колебательном разряде и др. Для анализа потерь мощности выбираем конденсатор, применяемый на электровозе 2ЭС5 “Скиф”. Электровоз выполнен на базе электровоза “Prima II”, который имеет силовой преобразователь фирмы *Alstom*, оборудованный тремя конденсаторами типа DKTFM4000 I 1097 на один тяговый двигатель. Напряжение на конденсаторе составляет 3600 В. Конденсатор изготовлен фирмой AVX и предназначен для эксплуатации в силовых цепях пульсирующего тока. Компактная конструкция, простота монтажа, чрезвычайно высокая стабильность емкости, высокий импульсный ток, превышающий номинальный более чем в 200 раз, и срок службы свыше 100000 часов являются необходимыми качествами для энергетического оборудования компенсации реактивной энергии, блоков резервного питания, мощных импульсных преобразователей напряжения и источников бесперебойного питания.

На основании выполненных в программном пакете *MathCAD* расчетов было произведено сравнение потерь мощности в конденсаторах двух типов DKTFM4000 I 1097 (емкость 1090 мкФ) и конденсатора типа K75-88 (емкость 1200 мкФ), изготовленный фирмой “Элкод” и рассчитанными на напряжение 4000 В. Угол регулирования  $\alpha = 0$ ;  $f_c = 50$  Гц;  $\text{tg}\delta_k = 0,0002$ . Мощность потерь в трех конденсаторах типа DKTFM4000 I 1097  $P = 118$  Вт, а мощность потерь в трех конденсаторах типа K75-88 ( $\text{tg}\delta_k = 0,0035$ )  $P = 2,27$  кВт. Величины напряжений гармоник приведены в табл. 1.

Для угла регулирования  $\alpha = \pi/2$  и  $f_c = 50$  Гц величины напряжений гармоник приведены в табл. 2.

Мощность потерь в трех конденсаторах типа DKTFM4000 I 1097 составляет 426 Вт. Мощность потерь в трех конденсаторах типа K75-88 составляет 8,23 кВт.

На ЭПС, питающемся от контактной сети постоянного тока, для понижения уровня напряжения контактной сети до величины, определяемой номинальным напряжением на тяговых двигателях переменного тока, в качестве входного используют импульсный преобразователь постоянного напряжения (*DC-DC*). В этом случае структурная схема силовой цепи тягового электропривода имеет вид, представленный на рис. 12.

Анализ кривой выходного напряжения ИППН выполним для худшего случая при коэффициенте заполнения импульсного цикла  $\gamma = 0,5$  (рис. 13). Величины напряжений гармоник приведены в табл. 3.

Как и на ЭПС переменного тока, на входе АИН устанавливают фильтровые конденсаторы.

На электровозах типа 2ЭС5 устанавливают конденсаторы фильтра типа AVX (Франция) DKTFM4000 I 1097. На вагонах метро типа 81-740/741 устанавливаются аналогичные конденсаторы, так как в состав тягового электрооборудования

Таблица 1

№ гармоники	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
Напряжение, В	642	157	67	49	49	45	36	27	24	24	23	20	17	16	15,8	15,5	14,2	13	12	12

Таблица 2

№ гармоники	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
Напряжение, В	1058	408	246	166	117	81	55	34	17	3	7	17	24	30	35	38	40	41	40	39

Таблица 3

№ гармоники	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
Напряжение, В	525	$1,44 \cdot 10^{-14}$	175	$2,877 \cdot 10^{-14}$	105	$8,23 \cdot 10^{-14}$	75	$1,89 \cdot 10^{-13}$	58	$3,6 \cdot 10^{-13}$	47	$1,5 \cdot 10^{-13}$	40	$5,4 \cdot 10^{-13}$	35	$2,58 \cdot 10^{-13}$	30	$7,08 \cdot 10^{-13}$	27	$1,85 \cdot 10^{-13}$

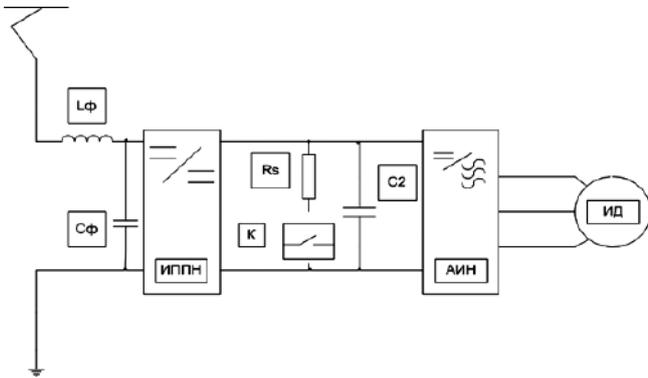


Рис. 12. Структурная схема силовой цепи тягового электропривода электровоза постоянного тока с асинхронными тяговыми двигателями и входным импульсным регулятором:  
 $L_{\phi}C_{\phi}$  – входной фильтр; ИППН – импульсный преобразователь постоянного напряжения

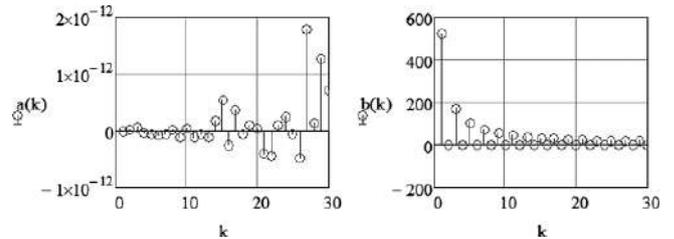


Рис. 14. Спектральный состав выходного напряжения импульсного преобразователя при  $\gamma = 0,5$

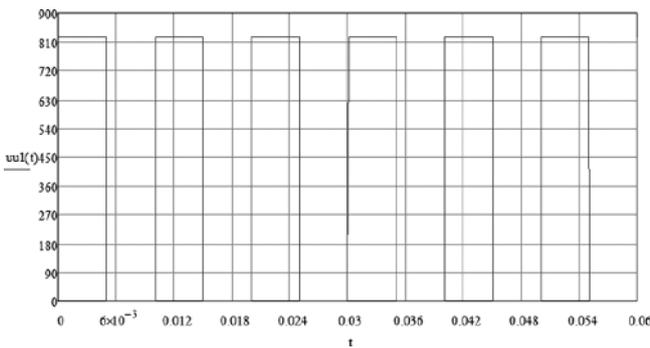


Рис. 13. Кривая выходного напряжения импульсного преобразователя постоянного напряжения при  $\gamma = 0,5$

входят комплекты силового оборудования фирмы *Alstom*. Такие конденсаторы можно комплектовать в виде конденсаторных батарей из серийных отечественных конденсаторов типа К75-88 завод “Элкод” или из конденсаторов типа DKTFM4000 I 1097.

Расчет коэффициентов ряда Фурье и точность построения при импульсном регулировании выходного напряжения выполняем по ранее описанному алгоритму в программном пакете *MathCAD*. Результаты расчета приведены на рис. 14–18.

Мощность потерь в трех конденсаторах типа DKTFM4000 I 1097 составляет 241 Вт, а мощность потерь в трех конденсаторах типа К75-88 составляет 4,6 кВт.

**Выводы**

1. В результате расчетов установлено, что потери мощности в сглаживающем конденсаторе входного выпрямителя электровоза переменного тока типа 2ЭС5 “Скиф” во всем диапазоне регулирования выходного напряжения находится в диапазоне от 118 Вт до 426 Вт для конденсатора типа DKTFM4000 I 1097. В то же время потери мощности в конденсаторах типа К75-88 в этом же диапазоне выходного напряжения составляет от 2,27 кВт до 8,23 кВт.

2. Потери мощности в конденсаторах типа DKTFM4000 I 1097 в выходных фильтрах импульсного преобразователя постоянного напряжения применяемого на вагонах Московского метрополитена, при коэффициенте скважности  $\gamma = 0,5$  составляют 241 Вт. Потери мощности в конденсаторах типа К75-88 потери мощности составляют 4,6 кВт, что значительно больше потерь мощности в конденсаторах типа DKTFM4000 I 1097.

Поэтому при модернизации существующего ЭПС и тем более при создании перспективного ЭПС необходимо применять в фильтровых устройствах ЭПС конденсаторы типа DKTFM4000 I 1097 или аналогичные конденсаторы других фирм, имеющие такие же параметры и характеристики.

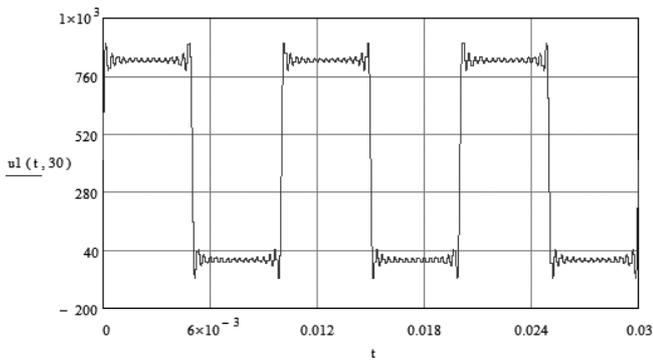


Рис. 15. Аппроксимация кривой выходного напряжения ИППН при  $n = 30$

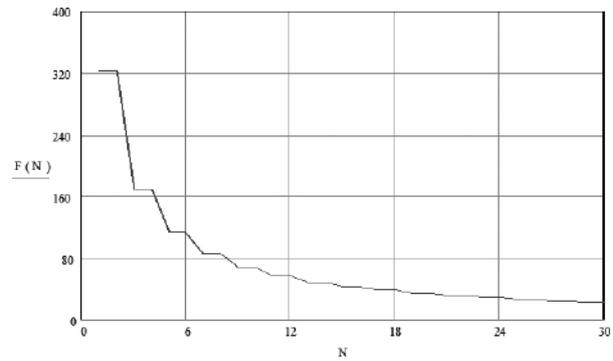


Рис. 16. График накопления ошибки при расчете точности аппроксимации кривой выходного напряжения ИППН

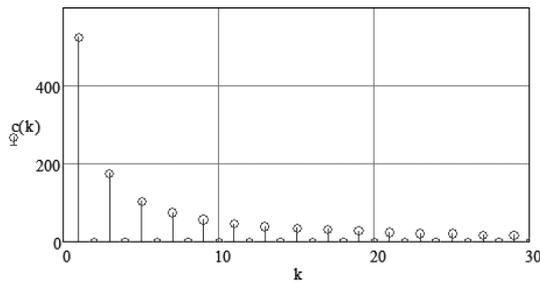


Рис. 17. Амплитудный спектр кривой выходного напряжения ИППН

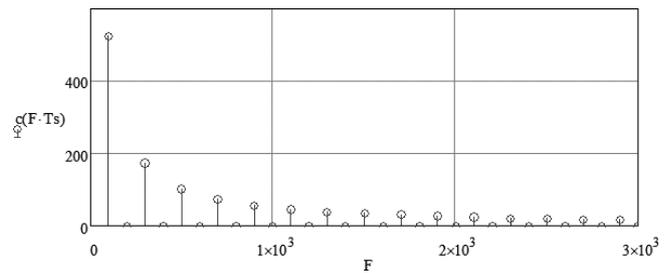


Рис. 18. Частотный спектр кривой выходного напряжения ИППН

### Литература

1. Южаков Б. Г. Электрический привод и преобразователи подвижного состава. — М.: ГОУ “Учебно-методический центр по образованию на железнодорожном транспорте”, 2007. — 398 с.
2. Солодунов А. М., Иньков Ю. М., Коваливкер Г. Н., Литовченко В. В. Преобразовательные устройства электропоездов с асинхронными тяговыми двигателями. — Рига: Зинатне, 1991. — 351 с.
3. Ермуратский В. В., Ермуратский П. В. Спра-

вочник по электрическим конденсаторам. — Кишинев: Штиинца, 1982. — 308 с.

**Иньков Юрий Моисеевич**, д. т. н., профессор, главный ученый секретарь АЭН РФ, e-mail: inkov05@mail.ru;

**Бредихина Яна Алексеевна**, студентка кафедры “Электрическая тяга” МИИТ, тел +7(495)684-23-90, e-mail: yana.bredixina@mail.ru;

**Фадейкин Тимофей Николаевич**, аспирант кафедры “Электрическая тяга” МИИТ, тел 8(495)684-23-90, e-mail: teplovoz\_777@mail.ru.