

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

Ю. Н. Либенко

Что такое “хорошо” и что такое “плохо” в направлении создания средств вторичного электропитания сегодня..... 2

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

Исследования аварийных дуговых разрядов последовательного типа в авиационных сетях постоянного тока..... 11

С. Б. Резников, В. В. Бочаров, Ю. В. Ермилов, И. А. Харченко, А. В. Лавринович

Универсальные аппараты регулирования, защиты и коммутации переменного-постоянного тока с модульной архитектурой для систем электроснабжения полностью электрифицированных самолетов 15

А. Н. Четин

Влияние способа резервирования на безотказность преобразователя напряжения с параллельно соединенными силовыми каналами..... 21

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

Интегрирующие аналого-цифровые преобразователи для систем управления вентильными преобразователями 29

О. Г. Брылина

Многозонные регуляторы с различными законами широтно- и частотно-широтно-импульсной модуляции 36

Г. С. Мыцык

Об особенностях определения КПД трехфазного инвертора напряжения по мостовой схеме 41

Хлаинг Мин У

Упрощенная методика расчета характеристик регулируемого широтным способом однофазного инвертора напряжения 46

А. Ю. Бальзамов, И. И. Байнева

Устройство для контроля параметров и сортировки радиоэлементов..... 52

Ю. Н. Либенко

ЧТО ТАКОЕ “ХОРОШО” И ЧТО ТАКОЕ “ПЛОХО” В НАПРАВЛЕНИИ СОЗДАНИЯ СРЕДСТВ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ СЕГОДНЯ

U. N. Libenko

В статье с позиций сегодняшнего дня рассматривается ряд аспектов создания средств вторичного электропитания - отдельных устройств, выполняющих различные виды преобразования электроэнергии, а также систем вторичного электропитания, основными компонентами которых и являются эти устройства.

Ключевые слова: системы вторичного электропитания, источники вторичного электропитания, радиоэлектронная аппаратура, модульные компоненты, функциональные узлы, преобразователь напряжения, безотказность, бесперебойность, живучесть, коэффициент полезного действия, системный подход.

What is “good” and what is “bad” for means of secondary power supply design tendency today

The paper considers from today's standpoint some aspects of secondary power supply design – separate units, performing different kinds of electric energy conversion, as well as secondary power supply systems, where abovementioned components play the key role.

Key words: secondary power supply systems, secondary power supply, communications-electronics equipment, module components, functional parts, voltage converter, faultlessness, uninterrupted operation, durability, efficiency, system approach.

Поводом для написания данной статьи явилась статья Ю. И. Конева “Технико-экономические проблемы энергетической электроники”, впервые опубликованная в [1] и перепечатанная полностью в журнале “Электропитание” № 1, 2014 г. по решению его редакционного совета.

Взгляды автора данной статьи на эти проблемы формировались в течение более чем десятилетнего периода (начиная с 2002 г.), в процессе поиска путей создания и практической реализации систем вторичного электропитания (СВЭП) с повышенными безотказностью и живучестью в условиях сложившегося в РФ реального положения с компонентами для них: ЭРЭ, функциональными модулями и ИВЭП (последняя аббревиатура заимствована из [1] для облегчения ссылок). При рассмотрении типовых проблем для выполнения поставленной задачи автор использовал только две оценки: “хорошо” и “плохо”, не затрагивая частные случаи, которые могли быть оценены и иначе, вплоть до наоборот.

В очередной раз отдадим должное научному и практическому предвидению Ю. И. Коневым ситуаций по целому ряду вопросов в рассматриваемой области техники, его четким выводам и рекомендациям, и по сей день являющихся актуальными. Вместе с тем следует отметить, что, будучи убежденным в своей правоте, основанной на бескомпромиссном патриотизме и на вере в лучшее будущее отечественной силовой электроники, даже специалист такого уровня, как Ю. И. Конев не мог предположить нынешнее состояние дел не только в этой области, но и у разработчиков изделий конечного назначения, которые постоянно упоминаются в его статье и для которых предназначены разрабатываемые СВЭП.

Используемые выдержки из [1] в дальнейшем тексте выделены шрифтом и курсивом.

Вначале рассмотрим и поныне существующие способы обеспечения изделий конечного назначения СВЭП и их компонентами.

“ИВЭП могут быть созданы самими производителями систем, специализированной фирмой по заказу производителя систем, либо приобретены на рынке как стандартные изделия. В первых двух случаях ИВЭП создаются в соответствии с требованиями систем в строго необходимом количестве. В третьем случае ИВЭП – товар на рынке. Каждый из трех способов создания ИВЭП имеет уже определившиеся технические и экономические целесообразные области применения. Для систем вооружения, военной и бытовой техники во всем мире, в основном, используют первый и второй способы. Для систем, требующих быстрого создания или изменений, при отсутствии жестких требований к массе, объему, стоимости, удобен третий способ” [1]. Кстати о рынке: уверен, что Ю. И. Конев здесь рассматривал рынок не как “базар”, а как определенный комплекс отношений производителя товара и его потребителя, основанных на взаимном экономическом интересе сторон. Это примечание сделано лишь потому, что сегодня закупка зарубежных ИВЭП и ЭРЭ у целого ряда поставщиков мало чем отличается по последствиям от их покупки на обычном радиорынке.

Пока же вспомним, что лет сорок назад большинство создателей СВЭП самостоятельно разрабатывали и производили для них компоненты. Здесь и далее под “компонентами” понимаются функциональные узлы и отдельные оригинальные ЭРЭ различного назначения, входящие в эти СВЭП.

В данной ситуации было возможно реализовать наиболее оптимальный вариант СВЭП, этому не мешали ни повальная стандартизация с глобальной унификацией, ни базовые несущие конструкции (БНК). Были при этом и минусы: разработки настолько отличались разнообразием технических решений, что запросто заимствовать удачную схему или готовый компонент было достаточно сложно. Усугубляли ситуацию и различные организационные препятствия не только в межведомственном пространстве или в межглавкомском масштабе одного министерства, но и даже в пределах одной внутриглавкомской структуры. Поэтому вал и сложность согласований превышали все физические и временные возможности заинтересованных разработчиков. Специализированные предприятия (тогда еще не “фирмы”) практически отсутствовали, а сами ИВЭП, как правило, соответствовали конструкционному облику сегодняшних электронных модулей первого или даже второго уровней разукрупнения. В эти времена отечественный силовой модуль, выполненный на основе микроэлектроники и хоть как-то схожий по виду с сегодняшним силовым электронным модулем нулевого уровня разукрупнения, был большой редкостью.

Далее под девизом: “Догоним и перегоним!” на основе зарубежных достижений разработчикам ИВЭП был директивно навязан многолетний марафон по повышению удельных показателей ИВЭП. При этом оценивался лишь конечный результат, без приложения адекватных усилий для создания опережающего развития соответствующих материалов, комплектующих и технологий для создания «высокоплотных» модульных компонентов. Недостаток в этих обеспечивающих составляющих вызвал у отечественных разработчиков компонентов повышенную изобретательность, заключающуюся в выносе за пределы модулей (в так называемую “обвязку”) отдельных элементов, мешающих достижению заданного результата. Это был первый шаг, за которым последовал вынос уже целых функциональных узлов, оформленных впоследствии (см. ниже) в отдельные корпуса, в результате чего увеличилась номенклатура выпускаемой продукции. В то же время разработчикам конечных изделий предписывалось их разработка с обязательным применением БНК, в которых практически никогда не учитывались особенности конструкции и режимов работы узлов силовой электроники. Оправданием со стороны разработчиков БНК была сложность учета ими значительной “многовариантности” тогдашних неунифицированных ИВЭП и других компонентов СВЭП в части формы, габаритов, массы, тепла, уровней электромагнитных помех и проч. В результате при установке в БНК ИВЭП даже с применением в последних “высокоплотных” компонентов сразу обесценивались все достижения в части удельных показателей.

Следующим шагом явилась повальная унификация ИВЭП и других компонентов. Автор данной статьи сам активно участвовал в этом процессе (НИР “Эликсир”, ОКР “Экзамен”), но не припомнит какого-либо полезного результата с постановкой выполненных разработок на промышленное производство для их широкого использования разработчиками СВЭП и РЭА. Предприятия, озадаченные серийно выпускать такую продукцию, в большинстве своем не являлись специализированными, поэтому, успешно выпуская свою основную продукцию, на производство компонентов СВЭП смотрели как на обузу, вроде товаров народного потребления. О возможности закупок зарубежных компонентов в тот период, по понятным причинам, и думать было нельзя (за очень редким исключением).

Из этого исторического экскурса следует, почему в течение длительного периода времени разработчики СВЭП самостоятельно создавали для них необходимые компоненты. К моменту написания Ю. И. Коневым статьи [1] ситуация начала изменяться, как в части появления в отечестве некоторого количества специализированных предприятий (почти уже “фирм”), так и в части возможности приобретения зарубежных компонентов. Поэтому он, надеясь на прогрессивный характер процессов в области отечественной силовой электроники, рассматривал третий способ обеспечения изделий конечного назначения СВЭП и их компонентами, делая упор именно на отечественного производителя ИВЭП.

“Производство отечественных ИВЭП всегда было и есть, только в таком количестве и с такими параметрами, которые нужны для создаваемых систем. Разработка ИВЭП для рынка у нас начинает развиваться, но это всего лишь один из трех способов создания ИВЭП и не для всех систем пригодный” [1].

На данный момент реально существуют все три упомянутых выше варианта создания компонентов СВЭП, однако пропорции между ними существенно изменились. В первую очередь, стало меньше новых разработок компонентов на предприятиях, создающих системы. Причины давно известны [2], здесь приведем лишь основные из них: недостаток средств, времени, комплектующих и специалистов. Заимствование новых компонентов у других отечественных разработчиков также затруднено, но уже по другим причинам: отсутствие продукции на складах, низкая ответственность поставщиков за ее качество, условия и сроки поставки продукции, сложности в выяснении происхождения и даты производства, отсутствие ряда технических характеристик и их официального подтверждения и т. д. и т. п.

“О тех ИВЭП, которые создаются специально для систем, информации нет, так как они товаром не являются” [1].

В настоящее время увеличилась численность отечественных специализированных предприятий, выпускающих компоненты СВЭП, а также

номенклатура этих компонентов. Однако, все ли здесь “хорошо”? У известных зарубежных фирм большинство этих предприятий позаимствовали, в первую очередь, коммерческие аспекты деятельности, касающиеся получения быстрой и максимальной прибыли. Это – “хорошо” (для них).

С другой стороны, для потребителя важно получение качественной продукции, достаточного количества технических характеристик этой продукции, реальных (а не рекламных завлекательных) показателей качества и надежности, апробированных практических рекомендаций по применению этих компонентов в СВЭП. Но зачем же этим заниматься, тратя прибыль, если разработчики систем, особенно для изделий с запретом или ограничением в применении компонентов зарубежного производства и так возьмут, что есть, деваться-то некуда. Вот это – “плохо” (для потребителей). При таком положении дел выводы Ю. И. Конева о деятельности зарубежных фирм можно с немалой долей справедливости адресовать и отечественным производителям компонентов в виде товара.

“Реклама не дает объективной информации о свойствах товара. Рекламируют только преувеличенные достоинства товара. Даже очевидные недостатки товара не упоминаются” [1].

Рассмотрим эту сторону вопроса более подробно.

1. Отсутствие в ТУ и руководствах по применению ряда характеристик преобразователей напряжения, в том числе и КМИ – компенсатора (корректора) мощности искажений (аббревиатура и ее расшифровка соответствуют принятым в [1]), аналога современного корректора коэффициента мощности (ККМ), а также соответствующих ограничений и рекомендаций может привести к серьезным трудностям в обеспечении их нормальной работы в составе СВЭП в реальных условиях (и не только механических и климатических), существующих на объектах. Прежде всего, речь идет о потенциально возможной параметрической и структурной неустойчивости работы СВЭП, и это при том, что ее компоненты соответствуют требованиям своих ТУ. В настоящее время в России делаются лишь начальные шаги в направлении системного решения этой серьезной, многокритериальной проблемы. Большая часть ее связана со схемотехническими решениями и применяемыми ЭРЭ в преобразователях напряжения всех видов, содержащих контуры обратной связи и обладающих быстрой динамикой преобразования и отрицательными комплексными сопротивлениями во входной цепи.

2. Уже давно (см. выше) отечественные производители модульных ИВЭП переняли зарубежную практику их “разчленения” на отдельные функциональные узлы, превратившиеся в самостоятельные изделия в виде конструкционно законченных модулей. Наиболее характерный случай – ИВЭП класса “AC–DC”, из состава которого “нарезаны”: входной

сетевой фильтр с элементами защиты от импульсов напряжения, выпрямительный мост с ограничителем тока заряда конденсаторов сглаживающего фильтра (как правило – внешнего), корректор коэффициента мощности с выпрямительным мостом или без него, и, наконец, преобразователь напряжения класса “DC–DC”. И так, вместо одного изделия выпускается целых четыре, и все это рекламируется во благо потребителя.

Что же здесь “хорошо” и что “плохо”? А это – как посмотреть. С позиции производителя – «хорошо», потому что увеличивается номенклатура изделий и вытекающие отсюда финансовые выгоды, особенно, если не слишком напрягаться в части разработки подробных и проверенных на практике эксплуатационных указаний (рекомендаций), чтобы потребитель самостоятельно смог определить необходимый ему набор функциональных узлов для разрабатываемого ИВЭП. При расширении номенклатуры указанных выше разнофункциональных модулей ответственность их производителя перед потребителем увеличивается, так как у последнего без таких руководств появляется больше вариантов выбора и большая вероятность получения неоптимального итога. Выход из ситуации продемонстрирован теми же зарубежными фирмами, например, “Vicor”, где давно созданы подробные практические указания по формированию всей «линейки» этих узлов, в совокупности являющейся искомым ИВЭП. Конечно, это – результат большой и кропотливой работы, без чего тамошние потребители просто не будут использовать продукцию фирмы. Наши производители модульных компонентов такая ситуация не сильно смущает (причина – см. выше), а эти заботы перекладываются на разработчиков ИВЭП и СВЭП.

С позиций разработчиков ИВЭП или распределенной модульной СВЭП есть разные точки зрения. Для первых – “плохо”, так как совокупность модулей в нужном им наборе больше по объему и массе, дороже и менее надежна, чем такой же ИВЭП в едином корпусе. При необходимости резервирования отдельных узлов в наборе, по сравнению с полнофункциональным ИВЭП, это сделать можно, но тоже не очень просто, так как некоторые из них (фильтры, ККМ) не обеспечивают простого дублирования запараллеливанием – требуются коммутаторы, управление ими и проч. Для вторых – “хорошо”, так как в системе последняя задача решается проще, да и сама СВЭП получается достаточно гибкой и несложно модифицируемой при изменении требований к ней. Поэтому следует не отбрасывать ни один из вариантов, а только сделать каждый из них более привлекательным для потребителя. Такой путь должен устраивать обе стороны, поэтому, при его практической реализации, дадим ему оценку “хорошо”.

3. Пройдемся по гордости производителей модульных ИВЭП – удельным показателям по мощ-

ности и объему. Вот мнение Ю. И. Конева по этому вопросу в 1999 г.:

“Модулям приписывают специальное рыночное значение их удельной мощности, на порядок превышающее истинное. Создают ложное впечатление о том, что применение сверхминиатюрных модулей позволяет уменьшить объем источника питания. Однако производители самой массовой электронной аппаратуры – телевизоров, персональных ЭВМ, другой бытовой, промышленной, военной техники не считают целесообразным использование модулей ИВЭП по экономическим соображениям и применяют специализированные ИВЭП” [1].

На первый взгляд, погоня за увеличенными удельными показателями оправдана: уменьшение объема и массы СВЭП и РЭА, что, вроде бы, “хорошо”. Но, при детальном рассмотрении выявляется и то, что “плохо”.

“В 80-х годах начало развиваться направление сверхминиатюризации модулей, то есть уменьшение их конструктивного объема до значений, при которых модуль обязательно требует дополнительной теплоотводящей поверхности. В “рекордных” вариантах конструктивный объем модулей был уменьшен на порядок. Но за прошедшие 15 лет доля объема и стоимости ИВЭП в системах практически не уменьшилась, а в некоторых случаях даже увеличилась” [1].

Попытка изменить природу вещей была всегда непонятна и остается таковой до сих пор. Это стремление может быть оправдано лишь в отдельных случаях создания специальной и немассовой миниатюрной РЭА, в которой применяются оригинальные режимы работы силовых компонентов и способы отвода от них тепла. Производители модульных компонентов, сжав в «точку» все выделяемое тепло, дают “дельные” советы разработчикам ИВЭП и СВЭП по присоединению к корпусам модулей громоздких дополнительных теплоотводов, без которых такой модуль с учетом перегрева внутри РЭА реально не выдержит даже легких условий эксплуатации. При этом удельные показатели ИВЭП разработчикам модулей уже не интересуют. Кроме того, присоединение к малой площади тепловыделяющей поверхности модуля дополнительного радиатора с гораздо большей эффективной площадью рассеяния может не дать желаемого эффекта из-за низкой скорости распространения в последнем теплового потока. Применение других известных способов охлаждения: водяное и воздушное охлаждение, полупроводниковые охладители, тепловые трубы, кондиционеры окружающего воздуха и т. п., требует дополнительных затрат, электроэнергии, объемов, что отрицательно сказывается на характеристиках СВЭП и РЭА. Фокус с дополнительными теплоотводами для модульных компонентов заимствован из области силовых полупроводниковых ЭРИ, где он рекомендуется потребителям на их усмотрение, в зависимости от желаемого режима

работы элемента. При этом никакие удельные показатели для ЭРИ не установлены, да и ИВЭП – не ЭРИ, а функциональный модуль с регламентированными значениями выходной мощности и КПД, которые должны обеспечиваться безо всяких дополнительных усилий. Работа с явно пониженными значениями выходной мощности ухудшает КПД (опять тепло) и делает экономически невыгодным применение ИВЭП. Решение проблемы увеличения отвода тепла от корпуса модуля с расширенной площадью его основания – так называемого “низкопрофильного” модуля – за счет уменьшения его высоты (для сохранения значения объема) быстро достигает технологического предела.

4. Рассмотрим еще один важный момент – обеспечение гармонизации СВЭП и их компонентов.

“Все устройства преобразования электрической энергии не являются изделиями конечного назначения и нужны только как компоненты систем. Поэтому они должны создаваться в соответствии с принципами системного проектирования, то есть обладать некоторым сочетанием параметров, оптимальных для системы” [1].

“Не будем идеализировать создание систем при дефиците компонентов, но очевидно, что избыток стандартных компонентов и их прогрессивность на рынке изделий не гарантируют прогрессивности и конкурентноспособности систем. Происходит это потому, что система – не сумма устройств, а совокупность различных взаимодействующих устройств. Свойства системы зависят не только от устройств, но и от способов их взаимодействия, определяемых структурой системы” [1].

Главный вывод из вышеприведенного высказывания однозначен: невозможно создание СВЭП, оптимальной для конкретной РЭА, при использовании в первой только стандартных компонентов широкого назначения. СВЭП, созданная таким образом, как правило, обладает низкой эффективностью ввиду энергетической и функциональной избыточности, излишними габаритами и массой, содержит громоздкие схемотехнические и конструкционные решения, отличается неоптимальными режимами работы компонентов и повышенной стоимостью. В условиях практического отсутствия широкого спектра отечественной компонентной базы, использование зарубежной, постоянно расширяющейся номенклатурно, конструкционно, параметрически и функционально при одновременном снижении цен могло бы существенно выправить ситуацию, что воспринимается как “хорошо” и является нормальной практикой для большинства стран мира. Но, существующая в РФ жесткая система во многом надуманных и неоправданных запретов и ограничений для РЭА специального назначения и непростые условия применения и поставки зарубежных компонентов даже для изделий, не подпадающих под запретительную систему,

делают создание оптимальных СВЭП весьма затруднительным. А это — “плохо” (для всех).

Есть и другая сторона рассматриваемого вопроса. Усложнение технологических процессов во всех областях человеческой деятельности, включая и военную, приводит к возрастанию роли и ответственности РЭА, используемой практически повсеместно. Отсутствие электропитания функциональных узлов РЭА со стороны СВЭП однозначно приводит к ее неработоспособности, что может привести к самым серьезным масштабным последствиям. С целью повышения безотказности, безаварийности и живучести СВЭП, а также бесперебойности подачи электроэнергии заданного качества функциональным узлам РЭА при пропадании электроэнергии от источника (системы) электропитания, при разработке СВЭП следует принимать как принципиально новые, так и известные, заимствованные из других областей техники, и, в первую очередь, из средств вычислительной техники. Речь идет о повышении уровня интеллектуализации СВЭП для придания им ряда адаптивных свойств, позволяющих в минимально — достаточной мере реализовать поставленные задачи даже при наличии ряда запредельных внешних и внутренних ситуаций [2, 3]. В свою очередь, это вызывает необходимость создания для таких СВЭП определенной номенклатуры специализированных “системных” компонентов: контрольно — управляющих; защитных, коммутационных и силовых [4, 5]. И не просто любых, а, хотя бы, повторяющихся уже давно существующие зарубежные аналоги. К сожалению, на эти вопросы, поставленные еще в 2010 г. перед отечественными специализированными предприятиями, получены отрицательные ответы с ссылкой на отсутствие масштабных задач, финансирования, соответствующих технологий. Опять же — “плохо”!

Теперь рассмотрим некоторые высказывания Ю. И. Конева в части систем электропитания и ряда их компонентов, также являющихся преобразователями электроэнергии, но выполняющих в системах некоторые специализированные функции, в отличие от непосредственных преобразователей напряжения.

“Рекламируют системы распределенного электропитания, в которых на каждой печатной плате расположены один или несколько модулей ИВЭП. При питании от сетей низкого постоянного напряжения у таких систем есть определенные достоинства. Однако при питании от стандартных сетей переменного напряжения почти всегда становится необходимым двукратное преобразование энергии, что увеличивает потери на 8–10% и в два раза повышает стоимость системы питания” [1].

Здесь Ю. И. Конев ограничился только критикой, не приводя альтернативного решения. Поэтому, будучи вольными в его выборе, попытаемся

разобраться сами с позиций существующих сегодня отечественных и мировых достижений в направлении оптимизации систем.

Во-первых, зафиксируем терминологию с целью соблюдения корректности в выборе варианта системы электропитания для различной структуры РЭА и возможных условий ее электроснабжения, чтобы далее “сравнивать сравнимое”. Во-вторых, приведем нижеизложенные сведения без углубленных подробностей, и без того известных практикующим разработчикам.

Большинство существующих систем можно разделить на три основных класса: централизованная, распределенная и комбинированная [6]. В централизованной системе все ее компоненты обычно собраны в одном устройстве с “моноструктурой”. Вход системы подключен к источнику электроснабжения, а один или несколько выходов (каналов) — к питаемым нагрузкам в виде функциональных узлов РЭА. Эта самая “древняя” система, в ней почти все — “плохо”, особенно в части обеспечения заданной безотказности. Недостатки уменьшаются (но, не исключаются совсем) по мере превращения ее в один, все менее габаритный и более легкий, одно- или многоканальный модульный ИВЭП класса “AC–DC”, который включает в себя всю “линейку” необходимых функциональных узлов. Основная область применения — небольшая по размерам и сложности однокорпусная РЭА (чаще всего — приборного вида), в состав которой входит и данный ИВЭП.

В распределенной системе, которую оценивает Ю.И. Конев, многое зависит от системы (источника) электропитания РЭА. Если это низкое напряжение постоянного тока, обеспечиваемое непосредственно первичным преобразователем (энергии неэлектрической в электрическую энергию), например, самое распространенное ранее 27 В, то система с распределенными по функциональным узлам РЭА маломощными модульными преобразователями напряжения класса “DC–DC” — “хорошо”, так как является наиболее оптимальной по ряду критериев, в т. ч. удобству резервирования, более равномерному распределению в объеме РЭА тепла, выделяемого преобразователями, снижению создаваемого ими уровня помех, высокому КПД. Для краткости здесь не рассматриваются отдельные случаи необходимости организации в такой системе промежуточного шинообразования.

Для РЭА с повышенным уровнем потребляемой мощности и состоящей из крупногабаритных и распределенных в пространстве стоек (шкафов) питание от источника электроэнергии с низким напряжением (27 В) приводит к потерям электроэнергии на протяженных внутривстроенных входных шинах и во внешних силовых цепях. В этом случае альтернативой является повышение значения входного напряжения (до 270–300 В). Однако, системы

(источники) электроснабжения постоянного тока с таким значением напряжения достаточно редки. При повышенном значении входного напряжения усложняется реализация внутристоечных входных шин и монтажной разводки, а также конструкция питаемых от него функциональных узлов, выполненных в виде плат с печатным монтажом. Кроме того, номенклатура ИВЭП с достаточно широким диапазоном значений входного повышенного напряжения постоянного тока ограничена.

Второй вариант распределенной системы, упомянутый Ю. И. Коневым — подключение к системе электроснабжения переменного тока и применение в системе ИВЭП класса “AC–DC” — не избавляет от этого недостатка, более того, добавляет ряд новых в виде необходимости ввода в каждый ИВЭП системы двух (а, не одной [1]) дополнительных ступеней преобразования электроэнергии — выпрямления и корректировки мощности искажений (коэффициента мощности). Вот мнение Ю. И. Конева о существовавших в то время комбинированных (их тогда так не называли) системах питания:

“Рекламируют типовые системы вторичного электропитания, состоящие из модулей, распределенных на печатных платах, модулях повышенной мощности и КМИ. Трехкратное преобразование электроэнергии приводит к тому, что КПД таких систем не превышает 60–70%. Такой комплекс преобразовательных устройств дорого стоит и занимает треть объема системы” [1].

С тех пор ситуация несколько улучшилась из-за совершенствования элементной базы, наличия современных конструктивно — технологических и схемотехнических решений, применяемых в функциональных узлах, реализующих все три рассматриваемые ступени преобразования электроэнергии. Компоненты стали более эффективными, безотказными, дешевыми, с меньшей массой и габаритами.

КПД системы с трехступенчатым преобразованием электроэнергии, даже при высоком значении этого параметра (95%) у большинства функциональных узлов, реализующих все ступени, не получается более 85% по определению. Реальное же значение КПД такой системы в большинстве случаев находится в диапазоне 75–80%.

Теперь об отношении Ю. И. Конева к широкому применению ККМ (КМИ):

“Рекламируют компенсаторы (корректоры) мощности искажений (КМИ) как новейшее достижение энергетической электроники. Однако отсутствует информация о том, что применение существующих КМИ во всех практически возможных условиях увеличивает суммарные потери электроэнергии на 6–10% и не решает всех проблем питания однофазных нагрузок от трехфазных сетей” [1].

Современные ККМ обладают лучшей эффективностью (не ниже 95%) по сравнению с “тогдашними

ми”, и коэффициент мощности достигает у них 99%. С точки зрения данного устройства это — “хорошо”, чем гордятся его изготовители. Да и ток, потребляемый ИВЭП или системой электропитания с ККМ, имеет практически синусоидальную форму. Это — тоже “хорошо”, но какой ценой? Взглянем на тот же ККМ с точки зрения системы. При практической реализации СВЭП с ККМ обнаруживается целый ряд сопутствующих “плохо”:

— **увеличение:** габаритов, массы, тепловыделения, уровня электромагнитных помех, рабочего напряжения конденсаторов сглаживающего фильтра, диапазона входного напряжения преобразователя напряжения “DC–DC”, стоимости, номенклатуры узлов в ЗИП, сложности эксплуатационного обслуживания;

— **уменьшение:** значений показателей безотказности, значения КПД.

Кроме того, известные автору современные ККМ не обеспечивают возможность параллельной работы на общую шину нагрузки для увеличения выходной мощности и (или) резервирования. Какой же здесь видится выход, учитывая существующие зарубежные и отечественные жесткие требования к форме потребляемого тока? Очевидно, что ККМ есть и будут. Но применять их следует только там и тогда, где и когда цена решения этого вопроса выше всех перечисленных “плохо”. Там же, где допускается определенное снижение требований можно применять метод пассивной корректировки (тоже не без недостатков), или где есть возможность — подключаться к источнику электроэнергии с большим числом фаз, либо с более высокой частотой напряжения. Другими словами, в каждом конкретном случае, следует тщательно анализировать все возможности, определяя при этом каждое “за” и “против”.

Рассмотрим еще один вопрос применения СВЭП — обеспечение бесперебойности электропитания нагрузки в течение заданного интервала времени.

“Рекламируют агрегаты бесперебойного питания как дополнение к различной аппаратуре, в основном ЭВМ. Поэтому во время работы от аккумулятора количество последовательных преобразований энергии достигает пяти и КПД не превышает 50–55%. Но, если бесперебойность питания предусматривать заранее, то количество последовательных преобразований энергии можно уменьшить до одного — двух, а КПД повысить до 78–80%” [1].

Не берусь за Ю. И. Конева пояснять сказанное, так как существуют разные варианты решения этой задачи, рассмотрение которых выходит за рамки данной статьи. Его мнение понадобилось лишь для акцентирования внимания на проблеме, схожей идеологически с изложенным выше “глобальным” применением ККМ и приведшей к уже практически повсеместному использованию агрегатов (систем) бесперебойного электропитания (АБП, СБЭП), со-

державших в своем составе аккумуляторные батареи (АБ) в качестве резервного источника электроэнергии.

Как известно, РЭА по статусу бесперебойности подачи электроэнергии от системы (источника) электроснабжения делится на три категории:

- 1 – не допускающая перерывов подачи электроэнергии;
- 2 – допускающая кратковременный (регламентированный по длительности) перерыв подачи электроэнергии;
- 3 – допускающая длительный перерыв подачи электроэнергии.

Для РЭА 1 категории в зависимости от наличия, количества и значений показателей качества несвязанных источников электроэнергии на объекте ее эксплуатации, а также от требуемой для РЭА продолжительности альтернативного электроснабжения в случае получения от основного источника электроэнергии с нерегламентированными значениями параметров качества, или при полном ее отсутствии существуют разные варианты технических решений.

Стационарные объекты, выполняющие задачи повышенной ответственности – крупные промышленные и военные узлы (центры) контроля, обработки данных, управления, связи и т. п., подключаются к двум несвязанным системам электроснабжения (СЭС). Кроме них, эти объекты дополнительно оборудуются дизель – генераторными установками (дизель – электростанциями), а также централизованными АБ с устройствами заряда, контроля и коммутации. В случае наличия на объекте вводов от двух СЭС на время их переключения используется электроэнергия, накопленная в АБ (с инвертированием, или без него). При пропадании напряжения в обеих СЭС, или на объектах, подключенных только к одной СЭС, она же используется во время запуска ДГУ и последующего приема им нагрузки. Шины переменного и (или) постоянного токов на выходе таких комбинированных систем электроснабжения объектов обеспечивают РЭА бесперебойным электропитанием.

На подвижных объектах авиационного или морского базирования имеются две бортовые несвязанные СЭС постоянного или переменного тока, а также и мощные централизованные АБ. Здесь энергия АБ используется в двух режимах: поддержки при переключении бортовых СЭС и аварийного разряда при аварии обеих СЭС.

Таким образом, на вышеприведенных объектах всех видов базирования имеется более одного источника электроэнергии для организации ее бесперебойной подачи на РЭА 1 категории. При этом АБП представляют собой либо отдельные специализированные устройства, либо совокупность их основных функциональных частей (коммутаторы, преобразователи, узлы контроля и управления),

входящих в состав СВЭП РЭА. В этом случае АБП не содержат собственные АБ и силовые контроллеры, обеспечивающие их функционирование.

На подвижных объектах наземного базирования в качестве основного источника электроэнергии используется энергоустановка, либо установленная непосредственно на шасси и вырабатывающая электроэнергию из части механической энергии, передаваемой от двигателя объекта через генератор отбора мощности, либо энергоустановка, возимая за объектом на прицепе. На тягачах имеется собственная АБ, предназначенная для запуска двигателя, которая может поддержать своей электроэнергией наиболее важные части РЭА при аварии основного источника. В этом смысле применяемые на таких объектах АБП схожи по структуре с вышеупомянутыми.

Однако на большинстве стационарных объектов наземного базирования, как правило, имеется возможность подключения только к одной СЭС при отсутствии централизованных АБ. В связи с возможным появлением в СЭС нерегламентированных значений параметров электроэнергии или прерываний напряжения на этих объектах приходится дополнительно устанавливать либо специализированные АБП с собственными АБ, либо вводить их основные функциональные части непосредственно в состав СВЭП РЭА. В этом случае количественный дисбаланс в соотношении «хорошо» и «плохо» по аналогии с вышерассмотренным случаем применения ККМ становится еще более ощутимым по сравнению с объектами, обеспеченными централизованными АБ. То есть с добавлением к СВЭП АБП или с добавлением в СВЭП ряда новых функциональных узлов, в совокупности обеспечивающих функцию бесперебойности электропитания РЭА, являющейся полезной («хорошо»), в ней одновременно появляется ряд почти тех же проблем («плохо»), что и при добавлении ККМ: увеличение объема, массы, уровня электромагнитных помех, стоимости оборудования, тепловыделения, потребляемой электроэнергии, сложности и стоимости эксплуатации, номенклатуры и количества ЗИП при одновременном снижении КПД и безотказности. Последнее «плохо» имеет гораздо больший удельный вес среди прочих. Это очевидно даже без подробного пояснения из-за появления в последовательной цепи существующих устройств от точки подключения к СЭС до входов питания функциональных узлов РЭА ряда дополнительных, не отличающихся к тому же высокими показателями безотказности. Приоритет безотказности – основной составляющей надежности как комплексного свойства – обосновывается самим определением этого понятия [7]. При соответствии параметров качества электроэнергии СЭС установленным нормам (а это, в большую часть времени, выполняется) обеспечение функции «бесперебойность» от СВЭП не требуется, а все остальные «плохо» – существу-

ют! С другой стороны, невыполнение требований безотказности в любой момент времени, даже при наличии в СЭС электроэнергии с теоретически 100%-ми нормами качества приведет к невыполнению РЭА всех своих функций и необеспечению заданных эксплуатационных параметров, что может иметь самые серьезные последствия. Наименее безотказными компонентами классических АБП разных видов, плохо подающиеся “исправлению”, являются традиционные накопители электроэнергии – АБ и обеспечивающие их функционирование силовые контроллеры, включающие в себя узлы контроля, управления, коммутации и преобразования электроэнергии.

Способы решения данной проблемы для различных ситуаций использования РЭА со временем меняются с появлением новых альтернативных по виду резервных источников электроэнергии, накопителей электроэнергии в виде суперконденсаторов и более совершенных малообслуживаемых аккумуляторов, высоко- и низкоскоростных механических инерционных накопителей и др. Кроме того, возможно применение силовых электронных концентраторов, подключенных к различным видам независимых источников электроэнергии и выбирающих лучший из них по параметрам ее качества для преобразования (при необходимости) и передачи в нагрузку. В последнем случае исключаются понятия “основной” и “резервный” источники электроэнергии. Выполнение функции “бесперебойность” в ряде случаев возможно реализовать и на гораздо меньших уровнях мощности электропитания, применяя значительно менее емкие и габаритные накопители электроэнергии в виде суперконденсаторов непосредственно в узлах, требующих непродолжительной (до нескольких единиц – десятка минут) энергоподдержки при кратковременных прерываниях в подаче электроэнергии от СЭС.

Очевидно, что с переходом на современные накопители электроэнергии, возможно более эффективно и надежно решать задачу энергоподдержки и для РЭА 2 категории, так как здесь речь идет о незначительных перерывах в электропитании при переключении автоматическим коммутатором электроэнергии с основного на резервный источник, т. е. практически обеспечивать для этой РЭА режим электроснабжения по 1 категории.

Как и в случае рассмотрения ситуации с “хорошо” и “плохо” в части ККМ, автор не призывает исключить напрочь применение АБП, а считает целесообразным и возможным не применять “глобальный” подход к решению как этой, так и любой другой из многочисленных проблем создания современной высокотехнологичной СВЭП. Являясь самым простым (“в лоб”) и, одновременно, самым неэффективным решением, он не позволяет выполнить поставленную задачу как можно более

оптимально в существующих конкретных условиях. Здесь выход – в применении “системного” подхода, заключающегося во взаимосвязанных рассмотрении и оценке всех факторов, даже, если на первый взгляд, эта взаимосвязь неочевидна.

Итогом анализа существующей сегодня ситуации в направлении создания средств вторичного электропитания вообще и, в частности, с точки зрения Ю. И. Конева 15-летней давности [1], по мнению автора, может быть следующее:

1. В рассматриваемом направлении работ, проводимых на конкретном временном этапе, результаты оценки ситуации не всегда являются правильными, а принимаемые под их влиянием организационно-технические решения – эффективными, что может выявиться только по прошествии определенного времени. То, что в одних условиях кажется неоптимальным, неэффективным и прочим “не”, в других – оказывается оправданным, если только не единственно возможным.

2. Во всех случаях принятия организационно-технических решений при создании любого вида средств вторичного электропитания (систем – с особым усердием!) следует анализировать совместно как очевидно взаимосвязанные факторы, так и те, которые при первом рассмотрении ими не являются. Другими словами, следует всегда широко применять “системный” подход, и чем раньше, тем лучше.

3. Находясь в стесненных финансовых, временных, кадровых и других (ограничения массы, объема, выбора ПКИ и материалов, стоимости, потребляемой мощности и проч.) условиях следует выделить и согласовать с заказчиком самые главные показатели проектируемого изделия, подлежащие безусловному выполнению, может быть, даже при определенном занижении одного или нескольких менее важных показателей, также заранее выявленных и согласованных. Только так может появиться ресурс для обеспечения максимально достижимых в этих условиях значений безотказности и живучести создаваемых изделий. Аксиомой здесь является древняя, как мир, истина: “За все надо платить!”. Анализ нынешней ситуации показывает, что пока одной из самых основных “валют” для платы за все при проведении большинства усовершенствований средств вторичного электропитания является излишне потребляемая электроэнергия. Это – “плохо”, но для достижения главной цели при создании РЭА для ответственных применений можно и перетерпеть. Эффективность ИВЭП и СВЭП целесообразно оценивать только при выполнении ими всех основных функций и параметров. Тем более, вспомнив наш менталитет и глядя на часто горящие днем светильники на улицах и в домах, на повышенную до “не могу” температуру в системах отопления и на прочие, куда более энергозатратные, производительные процессы. “Особенность национальной

разработки” в этом плане заключается в смысле: “не до жиру, быть бы живу”. Где с усердием борются за экономию каждого ватта? А там, где более – менее все в порядке по всем остальным направлениям!

Возможно, и мы, когда-нибудь, активно включимся в эту борьбу. Если же сейчас поставить во главу угла только энергосбережение (чисто чиновничий подход, как когда-то “удельные показатели”) например, при необеспечении качественного бесперебойного энергообеспечения, безотказности и живучести РЭА, то при многих ситуациях, учитывая наличие повсюду пока неистребимого “человеческого фактора”, может статься, что и экономить будет незачем и не для кого. Для РЭА массового применения критерии следует поменять.

Применительно к рассматриваемым вопросам надо учитывать, что при эволюционном способе их развития, по определению, количество переходит в качество постепенно. Мы же при этом будем вынуждены выбирать, чем и за что платить из общей “кубышки” наличных ресурсов. Резкое улучшение одного или сразу нескольких показателей здесь потенциально невозможно и становится таковым лишь при появлении “революционной” ситуации, сложившейся в результате открытия новых физических явлений, появления принципиально отличающихся элементов, материалов, технологий и принципов функционирования. Далее следует ожидать очередного продолжительного эволюционного процесса развития данного направления техники, вплоть до появления нового “скачка”.

4. Учитывая наличие у современных разработчиков средств вторичного электропитания значительного ряда непреходящих в обозримый период проблем, целесообразно еще не один раз, коллективно и более тщательно взвесить все “хорошо” и “плохо” в предлагаемых автором уже в течение ряда лет организационно – технических аспектах создания систем вторичного электропитания

[3, 7], успешно уже применяемых зарубежными разработчиками и отмечаемых ими как перспективные на длительный период времени.

Литература

1. *Конев Ю. И.* Техничко-экономические проблемы энергетической электроники // Экономика и производство, август–сентябрь, 99 (ЭП/ТОМ № 8–9 1999 г.)
2. *Либенко Ю. Н.* Эволюция интеллектуализации средств вторичного электропитания // “Практическая силовая электроника” № 2 (46) / 2012 г.
3. *Ю. Н. Либенко.* “Полузаказные” системы вторичного электропитания // Практическая силовая электроника № 4 (52) 2013г.
4. *Колосов В. А., Либенко Ю. Н.* Вопросы организации СВЭП, влияющие на создание силовых электронных модулей // “Электропитание”, № 1, 2010 г.
5. *Либенко Ю. Н., Четин А. Н.* О создании комплекта унифицированных силовых компонентов для СВЭП на основе магистрально-модульной архитектуры // “Электропитание”, № 1, 2011г.
6. *Либенко Ю. Н., Четин А. Н.* Пути повышения безотказности систем вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры // “Электропитание”, № 4, 2010 г.
7. *Колосов В. А., Либенко Ю. Н., Мухтарулин В. С.* Варианты создания унифицированных конструктивных модулей с заказными частями СВЭП // “Электропитание”, № 4, 2009 г.
8. ГОСТ Р 53480-2009 Надежность в технике. Термины и определения.

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”.

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

ИССЛЕДОВАНИЯ АВАРИЙНЫХ ДУГОВЫХ РАЗРЯДОВ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ТИПА В АВИАЦИОННЫХ СЕТЯХ ПОСТОЯННОГО ТОКА

*E.V. Mashukov, G. M. Uliashenko,
K. V. Kulikovsky*

**Exploration of successive type emergency arc discharges
in aircraft DC power networks**

В статье описаны условия и особенности явления электрических дуговых разрядов последовательного типа в системах электроснабжения ЛА. Проведены исследования и охарактеризованы процессы в электрических дуговых разрядах при различных нагрузках, присутствующих на борту ЛА.

The paper describes conditions and peculiarities of successive type arc dischargers phenomenon in flying vehicle electric power systems. Investigations were carried out and processes in electric arc discharges taken place at various on-board loads were featured.

Ключевые слова: последовательный электрический дуговой разряд.

Key words: successive type arc discharge.

Аварийные дуговые разряды последовательного типа могут возникать из-за разрыва питающих цепей в местах излома проводов; нарушения электрических контактов при ослаблении затяжки контактных лепестков; нарушения контактов в штепсельных разъемах.

Задача индикации последовательной дуги в низковольтных авиационных сетях постоянного тока с номинальным напряжением 27 В считается трудновыполнимой из-за отсутствия моментов естественного прохождения тока через ноль (как в сетях переменного тока); возможного уменьшения тока при возникновении дуги, а также по причине отсутствия минусового провода к нагрузке [1].

Возникновение и развитие последовательной дуги авторы настоящей работы наблюдали на лабораторной установке, содержащей неподвижный и подвижный электроды, закрепленные на керамических изоляторах (рис. 1, 2). Перемещение подвижного электрода для осуществления разрыва цепи нагрузки и создания условий возникновения дугового разряда осуществлялось вручную с помощью микрометрического винта. В качестве сменных электродов использовались:

- два одинаковых стальных шарообразных электрода диаметром 20 мм;
- два одинаковых латунных цилиндрических электрода диаметром 5 мм с плоскими торцами;
- комбинация из цилиндрического и конического латунных (либо медных) электродов диаметром 5 мм;
- две части рассеченного надвое авиационного многожильного медного провода с внешним диаметром 5 мм.

Исследования показали, что массивные шаровые электроды обеспечивают стабильное горение дуги в течение нескольких секунд, однако по причине хорошего теплоотвода от дуги сила тока в цепи должна быть не менее 3...5 А. Наименьшее значение тока в дуге (1...2 А) было получено в комбинации цилиндрического и конического электродов. Однако электроды быстро разрушались, а сам процесс горения был неровным. Самая нестабильная во времени дуга была получена в комбинации из двух частей рассеченного провода из-за непрерывного перемещения столба дуги с одного проводника многожильного провода на другой.

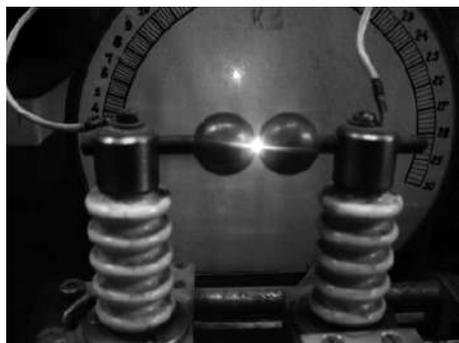


Рис. 1. Оранжево-желтый разряд между шаровыми электродами

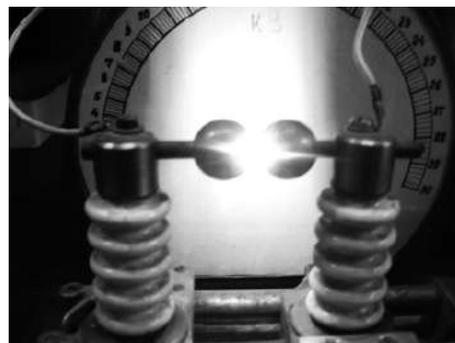


Рис. 2. Голубая дуга между шаровыми электродами

В ходе экспериментов наблюдались две разновидности разрядов:

- оранжево-желтый разряд, стабильно возникавший между шаровыми электродами в первой фазе горения, когда начальный межэлектродный промежуток разогревался тепловыми потерями в тонком слое окисла, покрывающего электроды; яркость разряда возрастала по мере увеличения промежутка, окраска разряда постепенно светлела (рис. 1);
- яркая дуга голубого цвета, возникавшая (как описано выше) после продолжительного и стабильного разряда желтого цвета между шаровыми электродами, либо в комбинации цилиндрического и конического электродов в самом начале отрыва конического электрода от цилиндрического; горение “голубой” дуги сопровождалось характерным шипением или треском (рис. 2).

Падение напряжения на межэлектродном промежутке при “желтом” разряде составляет 2...6 В, по этой причине ток в резистивно-активной нагрузке уменьшается мало. Падение напряжения на столбе “голубой” дуги составляет 5...20 В, что вызывает уменьшения тока нагрузки на 30...50%. Факт внезапного уменьшения тока при стабильном напряжении сети может быть использован в качестве индикатора возникновения последовательной дуги в цепях с нагрузками, не изменяющими потребления тока в неаварийных режимах. На рис. 3 приведены границы области, охватывающей несколько статических вольт-амперных характеристик голубой дуги между цилиндрическим и коническим электродами при расстоянии между ними в 1 мм, построенных по результатам последовательных экспериментов. Характеристики имеют спадающий характер. Однако факт увеличения напряжения на дуге с уменьшением тока через нее дает основание рассчитывать на отсутствие дуговых разрядов в цепях нагрузок с номинальными токами менее 1 А.

На рис. 4–11 приведены экспериментально полученные осциллограммы переменных составляющих токов в цепях с нагрузками различного характера при наличии дуги. Оценка уровней и характера пульсаций токов дуги необходимы для последующего выбора и обоснования способов

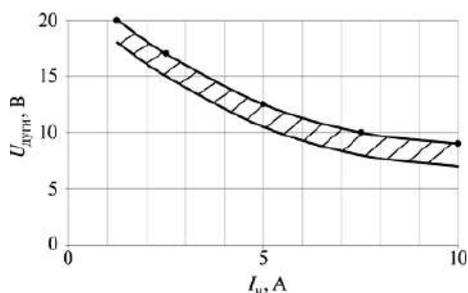


Рис. 3. Область статических ВАХ дуги

индикации аварийных дуговых разрядов, основанных на сравнении текущих пульсаций токов с неаварийными переменными составляющими токов в нагрузках. Осциллограмма начального эксперимента на рис. 4 подтверждает возможность возникновения голубой дуги (которую в дальнейшем мы будем называть просто “дугой” в отличие от “желтого свечения”) в авиационных низковольтных СЭС постоянного тока. Осциллограмма получена в цепи с абстрактной RL нагрузкой, постоянная времени которой в соответствии с авиационными нормами принята равной 8 мс. Номинальный ток нагрузки — 3 А. Напряжение лабораторного источника электропитания — 27 В. Датчиком тока служит безиндуктивный низкоомный (0,1 Ом) резистор. Переменная составляющая напряжения с датчика тока усилена в 10 раз. Таким образом, значения напряжения по оси ординат на осциллограммах численно соответствуют величине пульсаций тока в дуге в миллиамперах. Для увеличения устойчивости дуги во всех экспериментах, кроме начального, напряжение сети было увеличено до 40 В.

На рис. 5 приведена картина дуги при абстрактной RL нагрузке ($I_n = 3$ А, шаровые электроды). Изменение тока хаотично по амплитуде, продолжительности и частоте. Максимальная амплитуда тока составляет 200 мА (т. е. примерно 70 мА на один ампер номинального тока). Максимальные пульсации тока соответствуют частотному диапазону 2,5...3,5 Гц, минимальные различимые пульсации в единицы миллиампер соответствуют частотам в десятки герц. На рис. 6 приведена осциллограмма, полученная при тех же условиях, но в фазе “желтого свечения”. Хаотичность сохранилась, но амплитуда стала примерно вдвое меньше, а частота возросла.

На рис. 7 приведена картина дуги при конкретной авиационной RL нагрузке, роль которой выполняет мощный контактор ($I_n = 2$ А, шаровые электроды). Максимальная амплитуда тока составляет примерно 40 мА/А номинального тока на частоте колебаний около 4 Гц.

На рис. 8 приведена картина пульсаций при дуге в цепи с авиационными лампами накаливания. При напряжении 40 В цепь нагрузки была составлена из двух последовательно соединенных ламп типа КГСМ 27-85 во избежание их перекаливания ($I_n = 2,5$ А, шаровые электроды). В отсутствие индуктивности нагрузки частота пульсаций заметно увеличилась и на первом отрезке процесса составила 50...100 Гц при амплитуде около 40 мА/А условно номинального тока. Максимальная амплитуда пульсаций на заключительном отрезке процесса составляет 80 мА/А при частоте 2 Гц.

На рис. 9 приведена картина дуги, полученная в цепи с транзисторным стабилизированным источником вторичного электропитания в качестве нагрузки ($I_n = 3$ А, цилиндрический и конический электроды). Транзисторный стабилизированный

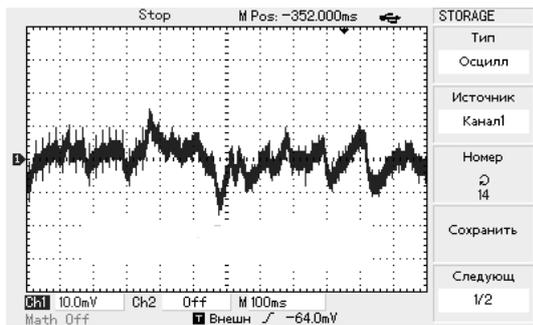


Рис. 4. Пульсации тока в дуге при RL нагрузке при напряжении сети 28 В

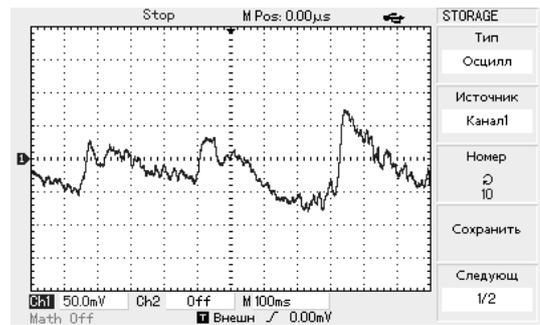


Рис. 7. Пульсации тока в дуге с контактором в качестве нагрузки при напряжении сети 40 В, с усилителем и НЧ фильтром

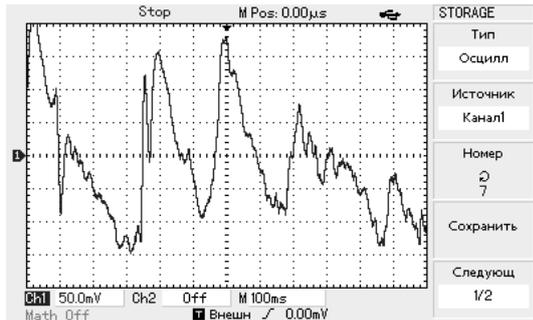


Рис. 5. Пульсации тока в дуге при RL нагрузке при напряжении сети 40 В, с усилителем и НЧ фильтром

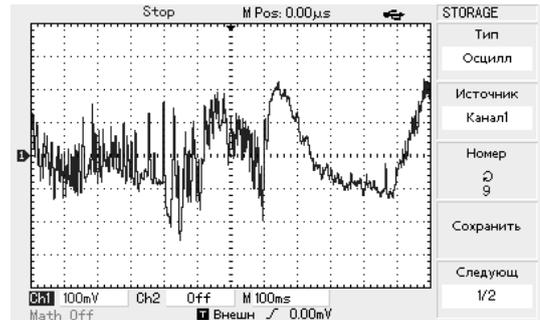


Рис. 8. Пульсации тока в дуге при ламповой нагрузке, напряжении сети 40 В, с усилителем и НЧ фильтром

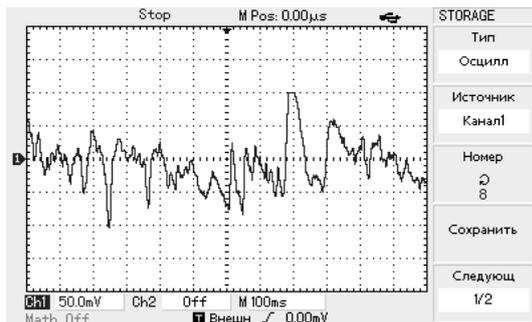


Рис. 6. Пульсации тока в фазе желтого разряда при RL нагрузке при напряжении сети 40 В, с усилителем и НЧ фильтром

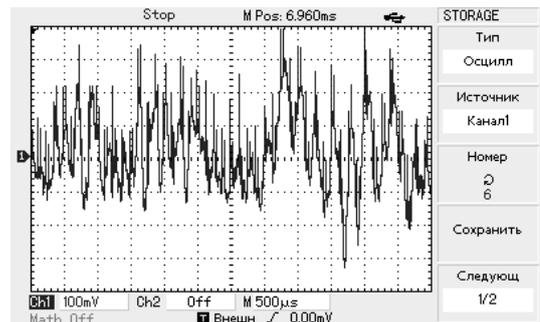


Рис. 9. Пульсации тока в дуге при стабилизированном транзисторном ключевом ИВЭП в качестве нагрузки, напряжении сети 40 В, с усилителем и НЧ фильтром

ИВЭП, встроенный в РЭА, является для сети нагрузкой емкостного характера, поскольку питающие цепи современных ключевых ИВЭП содержат индуктивно-емкостные фильтры с преобладанием емкостной составляющей. Конденсаторы фильтров заряжаются от сети практически до напряжения питания, и, при разрыве питающего провода, возникновения дугового разряда может не произойти из-за нехватки напряжения на воздушном промежутке. Соответственно, чем больше емкость конденсатора, тем менее вероятно возникновение дуги. В экспериментах емкость конденсатора выбиралась из расчета 200...300 мкФ/А, что характерно для ИВЭП с низковольтным входом. Для облегчения условий возникновения дуги ИВЭП был спроектирован понижающий импульсный стабилизатор с низким вы-

ходным напряжением (12...15 В), чтобы обеспечить его функционирование от входного напряжения $U_{ВХ.ИВЭП} = U_{сети} - U_{дуги} \approx 15...20$ В. Анализ полученной осциллограммы показывает, что максимальная частота пульсаций тока дуги составила 10 кГц, а амплитуда пульсаций на этой частоте – 30 мА/А. На частоте 4 кГц амплитуда пульсаций – 90 мА/А.

На рис. 10 приведена осциллограмма переменного тока дуги в цепи с электродвигательной нагрузкой. В качестве нагрузки был использован авиационный электромашинный преобразователь авиаторизонта типа ПАГ 1Ф с приводным коллекторным электродвигателем ($I_n = 4...5$ А). Отметим, что ЭДС вращения машины $E(\Omega_{двиг})$ препятствует возникновению дуги, поскольку напряжение в месте разрыва, которое составляет $U_{разр.} = U_{сети} - E(\Omega_{двиг})$,

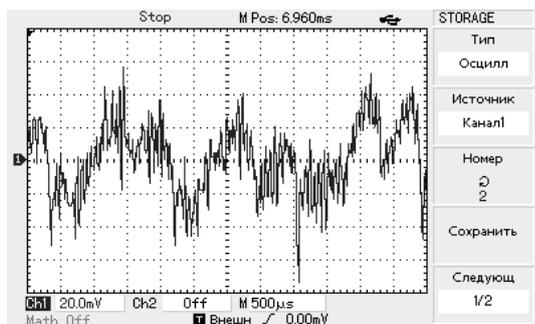


Рис. 10. Пульсации тока в дуге при электродвигательной нагрузке, напряжении сети 40 В, с усилителем и НЧ фильтром

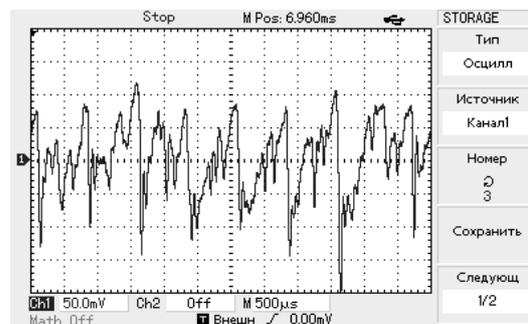


Рис. 11 Пульсации тока в коллекторном электродвигателе при напряжении сети 27 В, с усилителем и НЧ фильтром

может оказаться меньше, чем требуется для горения дуги. Наличие индуктивности якоря машины, наоборот, способствует возникновению дуги. Для облегчения зажигания дуги преобразователь был нагружен со стороны его генератора, с тем, чтобы уменьшить ЭДС вращения. Анализ полученной осциллограммы дает следующие результаты. Максимальная частота пульсаций тока дуги составляет 10кГц, а амплитуда пульсаций на этой частоте – 4...5 мА/А. На частоте 500...600 Гц амплитуда пульсаций – 8...10мА/А. На рис. 11 приведена осциллограмма пульсаций тока коллекторного электродвигателя в неповрежденной цепи, т.е. при отсутствии дуги. Обращает на себя внимание хаотичность пульсаций, свойственная нерегулярным системам, что возможно указывает на наличие слабых разрядных явлений в коллекторном узле машины, которые визуально не наблюдаются.

Особую группу составляют так называемые импульсно-периодические нагрузки (ИПН). По определению ГОСТ Р 54073-2010 это: “нагрузки, периодически плавно, или ступенчато изменяющаяся через равные интервалы времени с частотой 0,5...400 Гц и скважностью более 1” [2]. Импульсно-периодическое изменение тока не должно быть больше 2 А. Можно предположить, что в самолетных системах к таким нагрузкам относятся, например, устройства коммутации внешней светотехники в проблесковых режимах, импульсные противообледенительные устройства, системы зажигания в режимах запусков и др. К этому виду нагрузок не относятся ИВЭП РЭА, работающие на повышенных частотах и блоки накачки накопительных конденсаторов, потребляющие ток непрерывно. Если ток только пульсирует, но не прерывается, возникшая дуга также не будет прерываться, а параметры тока

в дуге сохранят рассмотренные ранее качественные особенности (в зависимости от характера нагрузки). Если же ток ИПН прерывается, то дуга, возникающая во время импульса, может прерваться в паузе и более не загореться, если пауза достаточно продолжительна для спада тока и деионизации промежутка. В лабораторном макете, созданном для исследования условий гашения дуги при резистивной ИПН (авиационные лампы), проводимость цепи нагрузки периодически изменялась транзисторным ключом. Регулировался уровень тока в паузах. Установлено, что в диапазоне частот 0,5...400 Гц, характерных для ИПН при скважности, равной двум, дуга, сформированная при постоянном номинальном токе, гаснет затем в режиме ИПН, если ток в паузе не превышает 10% от первоначально установленного постоянного тока.

Литература

1. Arc Fault Circuit Interruption Requirements for Aircraft Application, T. E. Potter, M. Lavado. — www.sensata.com/download/arcfault-requirements-aircraft.pdf.
2. ГОСТ Р 54073 – 2010. Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии.

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

Ульященко Галина Михайловна, к. т. н., доцент 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.

С. Б. Резников, В. В. Бочаров, Ю. В. Ермилов, И. А. Харченко, А. В. Лавринович

УНИВЕРСАЛЬНЫЕ АППАРАТЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ, ЗАЩИТЫ И КОММУТАЦИИ ПЕРЕМЕННО-ПОСТОЯННОГО ТОКА С МОДУЛЬНОЙ АРХИТЕКТУРОЙ ДЛЯ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ПОЛНОСТЬЮ ЭЛЕКТРИФИЦИРОВАННЫХ САМОЛЕТОВ

S. B. Reznikov, V. V. Bocharov, J. V. Ermilov,
I. A. Kharchenko, A. V. Lavrinovich

General Purpose Adjustment, Protection and Commutation
Units with Modular Architecture for Power-Supply Systems
of Wholly Electrical Aircrafts

Рассмотрены схемотехнические решения для построения универсальных аппаратов регулирования, защиты и коммутации переменного-постоянного тока с модульной архитектурой. Они представляются рациональными для эффективного использования, в комбинированных системах электроснабжения (с подсистемой распределения постоянного повышенного напряжения) перспективных полностью электрифицированных самолетов. Приведенные схемы аппаратов и структуры каналов распределения электроэнергии защищены приоритетом РФ. Изложенный материал представляется полезным для разработчиков авиационно-бортовых и других автономных систем электроснабжения, а также импульсных преобразователей и вторичных источников питания бортовых электротехнических комплексов.

Ключевые слова: авиационные системы, аппараты защиты, коммутация, самолет, постоянное повышенное напряжение.

Schematic solutions for general purpose adjustment, protection and commutation direct and alternating current units design are considered. They seemed to be rational for efficient implementation in combined systems (with distribution system of increased DC voltage) for advanced wholly electrical aircrafts. Given unit schemes and power distribution channels structures are protected by Russian Federation priority. Material presented in the paper seems to be helpful to on-board aviation and other off-line power-supply systems designers as well as switched mode power supplies and secondary power sources for on-board electric complexes.

Key words: aviation systems, protection units, commutation, aircraft, increased DC voltage.

Одним из перспективных направлений создания конкурентоспособного отечественного самолета является переход к концепции “Самолета с полностью электрифицированным оборудованием” (условно устоявшееся наименование “полностью электрифицированный самолет” или ПЭС). Под ним понимается самолет с единой централизованной системой электроснабжения (СЭС), обеспечивающей все внутрибортовые энергетические потребности [1, 2, 3].

Возможность и целесообразность создания ПЭС обусловлены:

- развитием силовой электроники, в частности разработкой мощных полупроводниковых преобразовательных устройств и бесконтактной (бездуговой) твердотельной коммутационной и защитной аппаратуры;
- значительными успехами в области микроэлектроники и микропроцессорной техники, открывшими реальные перспективы внедрения цифровых систем управления электроэнергетическим комплексом.

Повышение уровня электрификации ПЭС, естественно будет сопровождаться увеличением мощности, как источников электроэнергии, так и СЭС в целом. При этом мощность одного канала генерирования может достигать 300 кВт.

В настоящее время наиболее перспективными для ПЭС считается комбинированная СЭС с первичными подсистемами трехфазного переменного тока (115/200 В) нестабильной частоты (в диапазоне 380–800 Гц) и постоянного тока повышенного напряжения (270 В) и классическими для самолетов вторичными подсистемами (115/200 В, 400 Гц и ± 27 В). Разработчиками ПЭС предлагается поднять эти уровни напряжения в два раза (до 230/400 В и 540 В). При этом все гидро- и пневмоприводы должны быть заменены на электроприводы.

При реализации бортовой подсистемы распределения переменного и постоянного тока повышенного напряжения в СЭС ПЭС основными проблемами являются: а) разработка эффективных полупроводниковых регуляторов и стабилизаторов переменного и постоянного тока (напряжения) и б) разработка бесконтактной (бездуговой) твердотельной коммутационной и защитной аппаратуры.

Как и все бортовые статические преобразователи, аппараты регулирования защиты и коммутации переменного-постоянного тока (АРЗК \cong) должны удовлетворять основным требованиям авиационности: минимум массы, габаритов, тепловых потерь и помехоизлучений при удовлетворительной надежности, учитывающей термостойкость, безот-

казность ремонтпригодность, и живучесть [1, 2, 3]. По своему назначению и расположению АРЗК≅ условно могут быть разделены на три иерархические группы:

1. Централизованные (основные) АРЗК: для цепей связи первичных источников (магистральных генераторов и аккумуляторных батарей с центральными распределительными устройствами (ЦРУ), характеризуемыми гостированными видами и параметрами качества электропитания.

2. Групповые (вспомогательные) АРЗК: для связи ЦРУ с групповыми периферийными распределительными устройствами (РУ), также характеризуемыми гостированными видами и параметрами качества электропитания.

3. Индивидуальные (отдельные или встроенные) АРЗК: для связи РУ с входными цепями конкретных потребителей.

Отдельным аспектом транзисторной защитно-коммутационной аппаратуры для авиационных СЭС постоянного напряжения посвящены научно-исследовательские работы Е. В. Машукова, Д. А. Шевцова и др. ([4] и библиографический список в [4]). Однако такие важные для создания СЭС ПЭС практические задачи как разработка схемотехнических решений для построения универсальных аппаратов регулирования, защиты и коммутации переменного-постоянного тока, (АРЗК≅) с масштабируемой расщепленно-модульной архитектурой, а также ограничение коммутационных перенапряжений с учетом рассеивания энергии, накапливаемой в предвключенных индуктивностях, а также энергии, выделяемой источником питания за время спада тока и могущей превышать первую в несколько раз, в указанных работах и зарубежных литературных источниках практически не освещены.

Статья призвана частично восполнить указанные пробелы и тем самым ускорить реализацию концепции ПЭС. Предлагаемые схемотехнические решения защищены приоритетом РФ.

На рис. 1 приведены варианты упрощенных схем унифицированных модулей обратимых импульсных преобразователей переменного-постоянного тока с коррекцией коэффициента мощности и с демодуляторно-накопительным трансреактором (Т–L):

а) на базе спаренного комбинированного повышающе-понижающего обратимого непосредственного импульсного конвертора (КОНИК);

б) на базе обратноходового трансформаторного (трансреакторного) импульсного конвертора (ОТИКО/Х) (пунктиром обозначены варианты со средними заземленными выводами и с объединенной обмоткой – без гальванической развязки).

Там же (рис. 1в) приведены примерные фазовременные диаграммы мгновенных и среднеимпульсных напряжений на обмотках трансреактора ($U_{L1,2} = U_{C1,2}$ ср.-имп.) и полного потокосцепления трансреактора (Ψ_{T-L}). Для упрощения

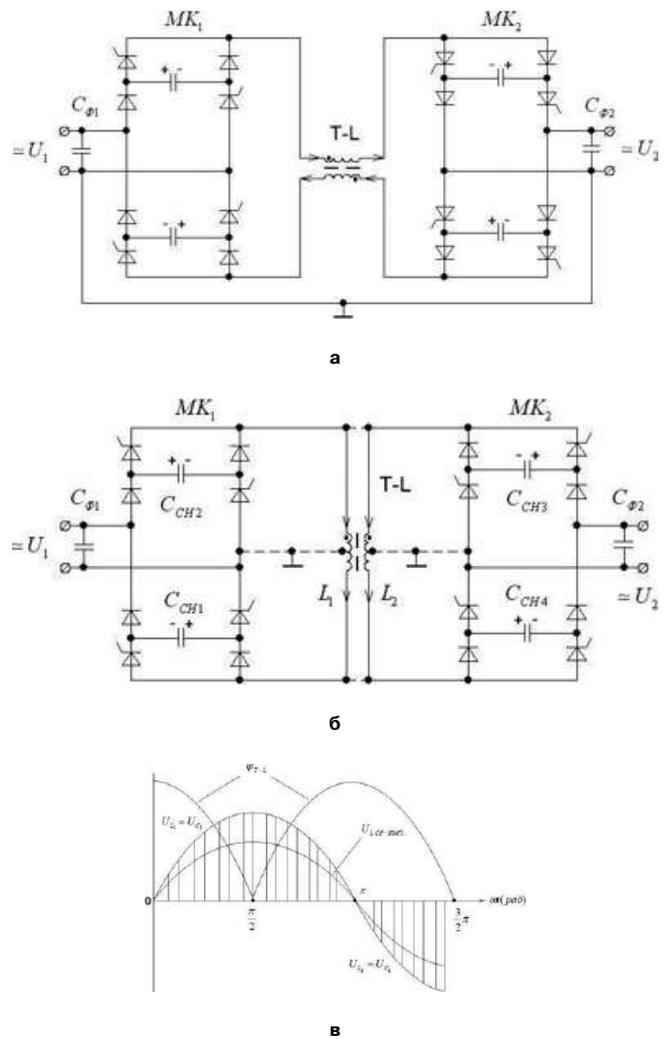


Рис. 1. Варианты схем аппаратов регулирования и коммутации переменного-постоянного тока (АРЗК≅)

изображения на схемах вместо высокочастотных транзисторов (VT) изображены полностью управляемые (двухоперационные) вентили (тиристоры типа GTO или IGBT).

К достоинствам обоих вариантов схем относятся: обратимость (двунаправленность) преобразования энергии; широкий диапазон регулирования выходных параметров (с повышением и понижением напряжения), а также высокое быстродействие переключений направлений преобразования благодаря непрерывности и однополярности пульсирующего полного потокосцепления трансреактора.

Первая схема (рис. 1а) обладает существенно более высоким КПД благодаря непрерывности одного из внешних токов (входного тока при повышении напряжения или выходного при понижении напряжения). Вторая схема (рис. 1б) имеет более низкий КПД из-за реактивных токов в контурах с индуктивностями рассеяния обмоток трансреактора и снабберными конденсаторами (CCH), обеспечивающими защиту ключей от коммутационных перенапряжений и увеличенных тепловых потерь;

однако она может обеспечить гальваническую развязку и тем самым повысить надежность и электро-безопасность подсистемы распределения СЭС.

К недостаткам обеих рассмотренных схем относится их неспособность выполнять функцию быстродействующей защиты СЭС от коротких замыканий и перегрузок в цепях нагрузок из-за отсутствия узла поглощения энергии, накапливаемой в предвключенных индуктивностях цепи питания, и энергии, потребляемой от источника питания за время спада тока в этих индуктивностях.

На рис. 2 приведена принципиальная силовая схема комбинированного электронно-электро-механического аппарата защиты и коммутации переменного-постоянного тока (АЗК ≈) с термоударными балластными резисторами (R_{Б1,2}). Схема содержит (кроме R_{Б1,2}) три двухключевые двунаправленные диодно-транзисторные стойки (VT1–VT2, VT3–VT4 и VT_{Ш1–2}), модуляторный ключ VT_{ШИМ}, контактор гальванической развязки К_{Г.Р.}, балластный конденсатор (С_Б) и две пары резистивных измерительно-уравнительных шунтов (ИУШ1–2 и ИУШ3–4).

В режиме питания переменного тока включены первая и вторая диодно-транзисторные стойки (VT1,2 и VT3,4) и контактор гальванической развязки (К_{Г.Р.}). Благодаря измерительно-уравнительным шунтам (ИУШ) ток нагрузки распределяется по стойкам приблизительно пополам, вдвое разгружая каждую из них. При коротком замыкании или недопустимой перегрузке обе стойки выключаются, а ток питания переключается в цепь двух диагонально расположенных диодов, вызывая дозарядку балластного конденсатора (по цепочке R_{Б1}–С_Б), который предварительно мог быть заряжен до амплитудного напряжения сети (U₀) с помощью кратковременного выключения проводящих диагонально расположенных транзисторов. По мере дозарядки конденсатора от напряжения U₀ до напряжения U_{МАХ}, равного максимально допустимому рабочему напряжению транзисторов, модуляторный ключ (VT_{ШИМ}) с помощью высокока-

стотной широтно-импульсной модуляции (ШИМ) поддерживает на выводах выходной диагонали ключевого моста уровень напряжения U_{МАХ} ≈ const, обеспечивая заданный коэффициент противонапряжения (в цепи питания) со стороны нагрузки: K_У = U_{МАХ}/U₀ ≥ 3...5. При этом шунтирующая стойка (VT_{Ш1–2}) включена в направлении обратной полярности для саморассеивания электромагнитной энергии индуктивности нагрузки. При указанном регулировании (стабилизации величины U_{МАХ}) минимизируется время спада максимального тока короткого замыкания (или перегрузки), что в свою очередь минимизирует величину энергии рассеивания балластных резисторов [5, 6, 7]:

$$A_{R_{Б1,2}} = 0,5L_{\text{сети}} I_{0(К.З.)}^2 K_U / (K_U - 1).$$

После спада тока питания до нуля все ключи (VT и К_{Г.Р.}) выключаются, обеспечивая полную гальваническую развязку цепей питания и нагрузки.

Следует попутно отметить, что схема АЗК ≈ помимо рассмотренной функции аварийного быстродействующего выключателя (АБВ) может также обеспечить плавную коммутацию (включение и выключение) нагрузки, а также частичное двунаправленное регулирование тока питания как при переменном, так и при постоянном питающем напряжении. Это свойство может быть использовано в питающем канале электропривода с динамическим и рекуперативным торможением. Однако в этой роли АЗК будет существенно проигрывать по КПД рассмотренным выше схемам АРК ≈.

Таким образом, можно констатировать, что наилучшие массоэнергетические и надежность показатели создаваемых универсальных аппаратов регулирования, защиты и коммутации переменного-постоянного тока (АРЗК ≈) будут иметь комбинированные схемы, объединяющие в своем составе рассмотренные АРК ≈ и АЗК ≈.

На рис. 3 представлена схема универсального комбинированного аппарата регулирования, защиты и коммутации переменного-постоянного тока (АРЗК ≈) с заземленным общим выводом. Данная схема может являться однофазной ячейкой трехфазной схемы, а также модулем для параллельно-расщепленной масштабируемой архитектуры АРЗК ≈. В качестве любого из тринадцати транзисторов, входящих в состав двухключевых и диодно-ключевых стоек или отдельных, могут использоваться транзисторы IGBT или MOSFET.

Далее рассмотрим работу правой части этой схемы (АРК ≈).

В табл. 1 приведены цепи прямого преобразования для всех шести перечисленных режимов.

В силу однотипности процессов режимов при U_{ВЫХ} > 0 и при U_{ВЫХ} < 0 рассмотрим работу только случай при U_{ВЫХ} > 0 (три верхние схемы в табл. 1).

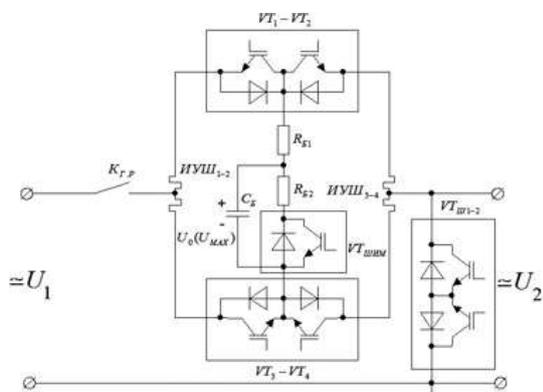


Рис. 2. Схема аппарата защиты и коммутации переменного-постоянного тока (АЗК ≈)

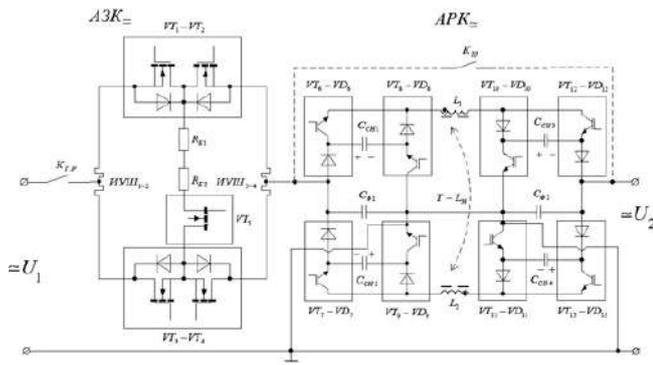


Рис. 3. Комбинированная схема универсального аппарата регулирования, защиты и коммутации (АРЗК ≈)

В понижающем режиме (полярно-повторяющем, когда $U_{2-1} > U_{4-3}$) после очередного включения ключей 12, 16 и 24 сначала происходит частичная быстрая разрядка снабберного конденсатора 27 по цепи: 27–12–31–24–23–6–16–27 до напряжения, равного напряжению питания (U_5), после чего отпирается диод 11, и полное потокосцепление реактора 9 нарастает вместе с током в цепи: 5–11–12–31–24–23–6–5 в течение длительности импульса: $t_{и} = \gamma_{и} T_{ШИМ}$, где $T_{ШИМ}$ – период широтно-импульсной модуляции, $\gamma_{и}$ – коэффициент заполнения импульса. Затем ключ 12 выключается, а потокос-

цепление реактора 9 плавно частично снижается вместе с током в цепи: 31–24–23–6–16–15–31, поддерживаемым благодаря ЭДС самоиндукции обмотки 31 в течение длительности: $T_{ШИМ} - t_{и} = (1 - \gamma_{и}) T_{ШИМ}$. Далее указанные процессы периодически повторяются с периодом $T_{ШИМ}$ в пределах временного интервала, когда $U_{2-1} > U_{4-3}$ при повторении полярности напряжения.

В повышающем режиме (полярно-повторяющем, когда $U_{2-1} > U_{4-3}$) после очередного включения ключей 12 и 20 происходит нарастание полного потокосцепления реактора 9 вместе с током в цепи: 5–11–12–31–19–20–5 в течение длительности импульса $t_{и} = \gamma_{и} T_{ШИМ}$. Затем ключ 20 выключается, а ключ 24 включается, а потокосцепление реактора 9 плавно частично снижается вместе с током в цепи: 31–24–23–6–5–12–31, поддерживаемым благодаря ЭДС самоиндукции обмотки 31 в течение длительности: $T_{ШИМ} - t_{и} = (1 - \gamma_{и}) T_{ШИМ}$. Далее указанные процессы периодически повторяются с периодом $T_{ШИМ}$ в пределах временного интервала, когда $U_{2-1} > U_{4-3}$ при повторении полярности напряжения.

В понижающе-повышающем (полярно-инвертирующем) режиме, при любом соотношении $U_{ВХ}$ и $U_{ВЫХ}$ после включения ключей 14, 22 и 18 происходит нарастание потокосцепления реактора

Таблица 1. Цепи прямого преобразования

Режим	Понижающий (полярно-повторяющий)	Повышающий (полярно-повторяющий)	Понижающе/повышающий (полярно-инвертирующий)
Полярность U_2			
$U_{ВЫХ} > 0$			
$U_{ВЫХ} < 0$			

Примечания: 1) ○ – I интервал длительностью $t_{и} = \gamma_{и} T_{ШИМ}$; □ – II интервал длительностью $(T_{ШИМ} - t_{и}) = (1 - \gamma_{и}) T_{ШИМ}$;

2) под изображением понимается транзистор, либо 2-х операционный тиристор (GTO, IGCT); CCH – снабберный конденсатор.

вместе с током в цепи: 5–22–21–32–14–13–5 в течение длительности импульса $t_{и} = \gamma_{и} T_{ШИМ}$, а также частичная быстрая разрядка снабберного конденсатора 28 по цепи: 28–18–22–21–32–14–28. Затем ключи 14 и 22 выключаются, ключ 18 остается включенным, а включаются ключи 16 и 24, и полное потокосцепление реактора 9 частично плавно уменьшается вместе с током, перескочившим из цепи обмотки 32 в цепь обмотки 31: 31–24–23–6–16–15–31 и, поддерживаемым ЭДС самоиндукции обмотки 31 в течение длительности $T_{ШИМ} - t_{и} = (1 - \gamma_{и}) T_{ШИМ}$. При этом энергия, накопленная в индуктивности рассеяния обмотки 32, передается не в цепь обмотки 31, а в снабберный конденсатор 28 вместе с током в цепи: 32–17–28–13–5–22–21–32 и вместе с частью энергии источника питания (от конденсатора 5). На следующем периоде ШИМ эта энергия используется в процессе преобразования при частичной разрядке конденсатора 28. Заметим, что при этом перескоке тока электротехнический закон коммутации о непрерывности полного потокосцепления магнитно-связанных контуров не нарушается. Далее указанные процессы периодически повторяются с периодом $T_{ШИМ}$ в пределах выполнения условия инвертирования полярности напряжения (с произвольным соотношением напряжений $U_{вх}$ и $U_{вых}$, т. е. U_{2-1} и U_{4-3}).

Если во всех трех рассмотренных режимах полное потокосцепление реактора 9 является непрерывным, то в пределах нескольких периодов ШИМ (в квазистатическом процессе) регулировочные характеристики для трех вышеописанных режимов будут соответствовать общеизвестным выражениям: 1) $U_{вых} = \gamma_{и} U_{вх}$; 2) $U_{вых} = U_{вх} / (1 - \gamma_{и})$; 3) $U_{вых} = \gamma_{и} U_{вх} / (1 - \gamma_{и})$.

На рис. 4 приведены примеры структуры каналов выпрямления трехфазного тока нестабильной частоты и распределения постоянного повышенного напряжения (0 ± 270 В) комбинированной СЭС ПЭС:

а) на базе индивидуальных АРК \approx и двух групповых АЗК;

б) на базе групповых АЗК \approx и АРК \approx и коммутационной шины (Ш_K).

От центрального распределительного устройства трехфазного переменного тока нестабильной частоты ($\text{ЦРУ}_{\approx f_{вар}}$, 115/200 В, 360...800 Гц) через 3-х фазный электромеханический контактор (K_{\sim}) и трехфазный регулируемый обратимый выпрямительно-инверторный преобразователь с коррекцией коэффициента мощности (ТРОВИП-ККМ) питание поступает на шины (Ш_{+270} и Ш_{-270}) центрального распределительного устройства постоянного повышенного напряжения (ЦРУППН). От ЦРУППН через двунаправленные аппараты защиты и коммутации (АЗК \approx) питание поступает на периферийные распределительные шины ($\text{РШ}_{0 \pm 270 \text{ В}}$), которые осуществляют питание трех

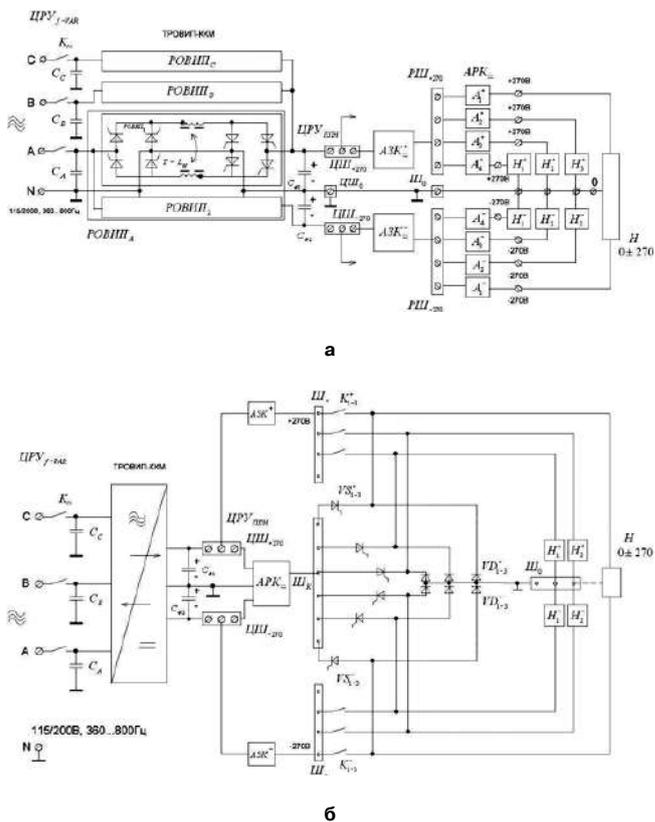


Рис. 4. Структуры каналов выпрямления переменного тока нестабильной частоты (а) и распределения постоянного повышенного напряжения (б)

типов нагрузок постоянного напряжения: с заземленным минусом 270 В, с заземленным плюсом 270 В и с заземленным среднотенциальным выводом 540 В (H^+ , H^- и $H_{0 \pm 270 \text{ В}}$).

ТРОВИП-ККМ состоит (рис.4а) из трех однофазных составных РОВИП, каждый из которых в свою очередь, состоит из однотипных ячеек (РОВИП_{1,2}), выполненных на базе МК_{1,2} и Т–L_и, представленных на рис. 1а.

В соответствии со структурой на рис. 4а каждая нагрузка (или их группа) не только имеет свой индивидуальный (или групповой) коммутатор, но и соответствующий регулятор (в частности – стабилизатор) параметров питания. Однако быстродействующим аварийным выключателем (АЗК \approx) снабжены не отдельные нагрузки, а периферийные распределительные устройства (РУ), питающие группы нагрузок. Это обстоятельство требует оптимального группирования нагрузок по РУ с учетом обеспечения заданной надежности (в частности – “живучести”).

Структура на рис. 4б, заимствована из [6], но отличается более надежной схемой АРК \approx (без цепей для возможных “сквозных сверхтоков”) приведенной на рис. 1б, и наличием групповых АЗК (по схеме на рис. 2).

Перед каждой коммутацией контакторов (К) цепей питания любой из нагрузок (Н) включается

тиристор (VS), соответствующий номеру коммутируемой нагрузки, и с помощью АЗК ≈ данная нагрузка запитывается напряжением нужной полярности, после чего происходит бездуговая (и безыскровая) коммутация соответствующего контактора. После этого питание с помощью АЗК ≈ прекращается, а соответствующий тиристор самопроизвольно выключается.

К недостатку этой структуры можно отнести обязательную очередность коммутаций нагрузок (с выполнением указанных манипуляций).

Каждая из рассмотренных структур имеет свои преимущества и может быть рекомендована в зависимости от конкретного состава нагрузок и от их группирования по категориям надежности, скорости коммутации и защиты, а также требований к регулированию и стабилизации питающего напряжения.

Заключение

Рассмотренные схемотехнические решения для построения универсальных аппаратов регулирования, защиты и коммутации переменного-постоянного тока с модульной архитектурой представляются рациональными для эффективного использования, в комбинированных системах электроснабжения (с подсистемой распределения постоянного повышенного напряжения) **перспективных полностью электрифицированных самолетов**. Приведенные схемы аппаратов и структуры каналов распределения электроэнергии защищены приоритетом РФ. Изложенный материал представляется полезным для разработчиков авиационно-бортовых и других автономных систем электроснабжения, а также импульсных преобразователей и вторичных источников питания бортовых электротехнических комплексов.

Литература

1. Брускин Д. Э. Самолеты с полностью электрифицированным оборудованием. Сер. Электрооборудования транспорта. – Т6/Д. Э. Брускин, С. И. Зубакин - М.: ВИНТИ, 1986. – 108 с.

2. Левин А. В., Алексеев И. И. Полностью электрифицированный самолет – от концепции к реализации // *Авиационная промышленность*. – 2006. - №2, С.24–31.

3. А. Г. Гарганеев, С. А. Харитонов. Технико-экономические оценки создания самолета с полностью электрифицированным оборудованием. Доклады ТУСУРа, №2 (20), декабрь 2009, С.179–184 – электротехника.

4. Машуков Е. В., Шевцов Д. А., Ульященко Г. М. Транзисторные аппараты защиты и коммутации для авиационных систем распределения электроэнергии. – М.: Изд-во МАИ-ПРИНТ, 2009. – 188 с.

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

6. С. Резников, В. Бочаров, С. Коняхин, Е. Парфенов. Бездуговая аппаратура для перспективных транспортных систем электроснабжения с повышенным постоянным напряжением. *Силовая электроника*, № 3, 2011, С. 76–78.

7. С. Б. Резников, В. В. Бочаров, С. Ф. Коняхин, И. Н. Соловьев, Ю. В. Ермилов. Комбинированный электронно-механический аппарат защиты и коммутации для систем распределения постоянного повышенного напряжения. – *Практическая силовая электроника*, № 2 (50), 2013, С. 38–41.

Резников Станислав Борисович, д. т. н., профессор кафедры “Теоретическая электротехника” МАИ, rezn41@mail.ru;

Бочаров Владимир Владимирович, к. т. н., доцент кафедры “Теоретическая электротехника” МАИ, e.bocharowa@yandex.ru;

Ермилов Юрий Владимирович, аспирант очного отделения, МАИ, yuri-ermilov@yandex.ru;

Харченко Игорь Александрович, к. т. н., доцент кафедры “Теоретическая электротехника” МАИ, ihar@mail333.com;

Лавринович Андрей Вячеславович, аспирант очного отделения, МАИ, rewersion@yandex.ru.

А. Н. Четин

ВЛИЯНИЕ СПОСОБА РЕЗЕРВИРОВАНИЯ НА БЕЗОТКАЗНОСТЬ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ С ПАРАЛЛЕЛЬНО СОЕДИНЕННЫМИ СИЛОВЫМИ КАНАЛАМИ

А. Четин

The Impact of Redundant Channel's Duty on Reliability of Voltage Converter With Power Channels Connected In Parallel

В статье рассмотрена адаптация стандартного подхода к оценке безотказности резервированных систем применительно к преобразователям напряжения, и проведена сравнительная оценка различных способов резервирования их силовых каналов.

Ключевые слова: многоканальный преобразователь напряжения, силовой канал, параллельная работа, вероятность безотказной работы, интенсивность отказов, ротация.

In this article we show the adaptation of standard approach to determine the reliability of redundant systems in conformity with voltage converters as well as comparative assessment of different backup methods for their power channels.

Keywords: multi-channel voltage converter, power channel, parallel operation, reliability, failure rate, rotation.

Согласно результатам последних исследований причин отказов радиоэлектронной аппаратуры (РЭА), установленной в центрах обработки данных (ЦОД) [1], преобладающее их количество обусловлено влиянием человеческого фактора. Учитывая постоянное усложнение РЭА из-за увеличения объема и уровня решаемых задач, все большие требования предъявляются к квалификации обслуживающего ее персонала и концентрации его внимания на контроле и управлении функциональной частью аппаратуры. Вследствие этого участие оператора в обслуживании вспомогательных систем РЭА, к важнейшим из которых относится и система электропитания, отвлекает его от выполнения основных задач, что повышает вероятность возникновения нештатных ситуаций, приводящих к сбоям в работе РЭА, к ее отказам и авариям. Поэтому задача максимального снижения доли оперативного участия обслуживающего персонала в обеспечении штатной работы СВЭП является весьма актуальной, а ее решение – соответствующим современному уровню высоких технологий.

При наличии в системах электропитания развитой подсистемы контроля, определяющей отказы на уровне основных функциональных узлов, главной задачей оператора является своевременная замена вышедших из строя сменных составных частей системы электропитания на работоспособные из состава комплекта ЗИП. От продолжительности восстановления работоспособности системы электропитания зависит выполнение регламентированного значения средней наработки на отказ РЭА в целом.

Для повышения вероятности безотказной работы системы электропитания при некотором снижении требования к оперативности замены оператором

отказавшей составной части относительно давно используются преобразователи напряжения (ПН) с параллельной работой однотипных силовых каналов (СК) на общую шину нагрузки ПН. При этом в ПН закладывается определенная избыточность по мощности для осуществления резервирования по способу “ $N + 1$ ”, т. е. в них имеется общее количество M СК, работающих совместно, из которых N суммарно обеспечивают заданное значение выходной мощности ПН, а один является нагруженным резервным, заменяющим один любой отказавший из N СК без участия оператора, при этом отказ системы не происходит. Его участие требуется для оперативного восстановления утраченного резерва, заключающегося в замене “на ходу” отказавшего СК на исправный из состава ЗИП.

В любых обслуживаемых системах безотказность определяется двумя составляющими: собственной безотказностью компонентов системы и временем их восстановления, поэтому невыполнение оператором по любой причине своевременной замены отказавшего компонента вызовет увеличение второй составляющей. В связи с этим данный способ резервирования ПН эффективен только в том случае, если его предполагаемое восстановление будет произведено в регламентированный интервал времени с момента обнаружения отказа СК. При невыполнении этого условия следующий отказ любого из оставшихся работоспособных N СК вызовет и отказ ПН (системы электропитания с зависимым отказом РЭА).

К наиболее часто встречающимся причинам несвоевременного восстановления резерва оператором можно отнести его занятость другими операциями по обслуживанию РЭА, недостаточность квалификации, ненадлежащее исполнение

им регламентированных мероприятий, удаленность размещения и затрудненность доступа к ЗИП, его несвоевременное пополнение и т. п., что во всех случаях является проявлением пресловутого человеческого фактора.

С целью существенного облегчения решения данной проблемы применяют другой способ резервирования, а именно – “ $N + L$ ”, при котором в ПН, кроме N основных, устанавливают $L > 1$ нагруженных резервных СК. Их количество зависит от ряда факторов:

- наличия в конструкции ПН дополнительного места;
- значения наработки до отказа “единичного” СК;
- требуемых показателей безотказности ПН в течение заданного периода времени;
- возможности оперативной замены отказавших СК из состава ЗИП;
- возможности своевременного пополнения ЗИП.

Естественно, что увеличение количества нагруженных резервных СК в ПН сверх одного уменьшает интенсивность и объем его оперативного обслуживания оператором, а при их количестве, обеспечивающем расчетное время безотказной работы с заданной вероятностью, вообще не проводится. Замена отдельных отказавших за это время СК может быть выполнена оператором в предусмотренный последующий период технического обслуживания. При этом может быть использован уже не одиночный ЗИП, а более укомплектованный – групповой.

Наконец, третий применяемый способ резервирования – “ $N + 1 + K$ ”, при котором в ПН, кроме N основных, устанавливают дополнительно один нагруженный резервный СК и K ненагруженных резервных СК.

Главное достоинство двух последних способов – отсутствие необходимости их оперативного обслуживания в межрегламентный период. При этом способ резервирования “ $N + L$ ” привлекателен своей относительной простотой, а “ $N + 1 + K$ ” – отсутствием расходования ресурса у невключенных резервных СК. Тут возникает расхождение во взглядах разработчиков на реализацию конкретного способа резервирования. Разность мнений обусловлена ответом на вопрос: в каком режиме должны работать резервные СК – в нагруженном или ненагруженном? Каждый разработчик вынужден отвечать на этот вопрос самостоятельно, и, зачастую, склонность к тому или иному решению проявляется под влиянием его собственных убеждений и бытующего мнения о том, какой режим работы СК лучше.

Чтобы дать объективный ответ на данный вопрос рассмотрим два многоканальных ПН, для каждого из которых справедливо следующее:

- ПН состоит из M идентичных СК;

- все СК соединены параллельно;
- СК в количестве N условно являются основными;
- СК в количестве L условно являются резервными;
- отказ любого из СК не влияет на возникновение отказов остальных СК;
- ПН работает непрерывно до предельного состояния;
- восстановление отказавших СК не производится.

При этом:

- в первом ПН применен способ резервирования “ $N + L$ ”, при котором все L резервных СК находятся в нагруженном режиме (нагруженный резерв);
- во втором ПН применен способ резервирования “ $N + 1 + K$ ”, при котором один резервный СК находится в нагруженном режиме (нагруженный резерв), а K резервных СК ($K = L - 1$) – в ненагруженном режиме (ненагруженный резерв).

В дальнейшем для краткости будем первый и второй ПН называть, соответственно: ПН с нагруженным и ПН с ненагруженным резервом.

Отметим, что ПН со способом резервирования “ $N + 1$ ” является частным случаем способа “ $N + 1 + K$ ” при $L = 1$. Поэтому специально его анализировать не будем, а используем только при рассмотрении результатов сравнения двух вышеуказанных ПН.

Оценку этих ПН будем вести путем сравнения двух наиболее характерных показателей их безотказности: средней и гамма-процентной наработок до отказа. При этом следует учитывать, что для резервированных систем наиболее характерным показателем является именно гамма-процентная наработка до отказа.

В большинстве случаев СК в рассматриваемых ПН представляют собой промышленно выпускаемые преобразователи в модульном исполнении (далее – модули). Случай, когда СК представляет собой самостоятельную разработку на дискретных компонентах, на практике встречается реже, чем предыдущий. Оба эти случая имеют свои преимущества и недостатки, но и в том и в другом случае можно утверждать, что СК являются электронными изделиями, а их наработка до отказа согласно [2] подчиняется экспоненциальному закону распределения с постоянной интенсивностью λ . Тогда, поведение обоих ПН во времени будет описываться однородным марковским процессом [3], которому соответствует граф переходов состояний, представленный на рис. 1.

Представленный граф следует интерпретировать следующим образом: ПН может находиться в конечном счетном множестве $\{M\}$ состояний, причем нахождение ПН в этих состояниях образует

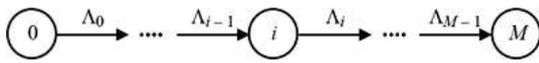


Рис. 1 Граф переходов состояний резервированного ПН

группу несовместных случайных событий. Переход из одного состояния в другое осуществляется с интенсивностью перехода $\Lambda_i, i \in \{M\}$ при отказе любого из СК, включенных в текущем состоянии i . При этом состояние M является поглощающим, т. е. — состоянием отказа ПН в целом, а все состояния кроме M — непоглощающими, или состояниями работоспособности.

Исходя из вышеизложенного представления ПН, его средняя наработка до отказа согласно [3] определяется суммой:

$$T = \sum_{i=0}^L \Lambda_i^{-1}. \tag{1}$$

Гамма-процентная наработка ПН до отказа зависит от вида функции вероятности безотказной работы и может быть получена из следующего выражения

$$T_\gamma = \arg P(t) | P(T_\gamma) = \gamma, \tag{2}$$

где γ — заданное значение вероятности безотказной работы;

$P(t)$ — функции вероятности безотказной работы ПН, определяемая согласно [3] следующим образом:

$$P(t) = \prod_{j=0}^L \Lambda_j \sum_{i=0}^L \frac{e^{-\Lambda_i t}}{\Lambda_i \prod_{\substack{r=0 \\ r \neq i}}^L (\Lambda_r - \Lambda_i)}. \tag{3}$$

При классическом подходе модель отказов СК характеризуется интенсивностью отказов λ , аналогично моделям отказов отдельных радиоэлектронных элементов. Некоторые производители также приводят зависимость λ от температуры преобразователя, но чаще эта информация отсутствует. Тогда интенсивность перехода ПН с нагруженным резервом из одного состояния в другое Λ_i^{AR} (здесь и далее — индекс “AR” означает *Active Reserve* — нагруженный резерв) согласно [3] является величиной переменной и уменьшается по мере увеличения количества отказавших СК:

$$\Lambda_i^{AR} = N\lambda + (L-i)\lambda, \quad 0 \leq i \leq L. \tag{4}$$

И наоборот, интенсивность перехода ПН с ненагруженным резервом из одного состояния в другое Λ_i^{SR} (здесь и далее — индекс “SR” означает *Standby Reserve* — ненагруженный резерв) согласно [3] условно зависит от количества отказавших СК и является величиной постоянной для всех состояний, при который может быть поддержан режим “ $N+1$ ”:

$$\Lambda_i^{SR} = \begin{cases} (N+1)(\lambda + \lambda_{КПУ}), & 0 \leq i \leq K; \\ N(\lambda + \lambda_{КПУ}), & i = L, \end{cases} \tag{5}$$

где $\lambda_{КПУ}$ — суммарная интенсивность отказов контрольно-переключающих устройств каждого из СК, обусловленных ММА.

Обозначим через коэффициент подобия ξ следующее отношение:

$$\xi = \frac{\lambda_{КПУ}}{\lambda}, \tag{6}$$

тогда интенсивность переходов (5) можно записать так:

$$\Lambda_i^{SR} = \begin{cases} (N+1)(1+\xi)\lambda, & 0 \leq i \leq K; \\ N(1+\xi)\lambda, & i = L. \end{cases} \tag{7}$$

Несмотря на полученные выражения для интенсивностей перехода (4) и (7), пользоваться ими для расчета показателей безотказности ПН нельзя, поскольку эти выражения не учитывают характерную для СК зависимость их безотказности от нагрузки, которая при нахождении ПН в различных состояниях $\{M\}$ также будет различной. Эта зависимость проявляется в уменьшении эксплуатационного значения интенсивности отказов СК λ_γ при уменьшении нагрузки:

$$\lambda_\gamma = v\lambda, \tag{8}$$

где v — коэффициент нагрузки СК по мощности.

Коэффициент нагрузки СК v , в свою очередь, определяется следующим выражением:

$$v = \frac{U_3 I_3}{U_6 I_6}, \tag{9}$$

где U — выходное напряжение СК;

I — ток нагрузки СК.

При этом, индекс “б” означает, что данное значение является базовым и установлено в документации СК, а индекс “э” — что данное значение является эксплуатационным и определяется параметрами схемы, в которой работает СК.

Для применяемых в СК преобразователей справедливо следующее:

$$U_3 \cong U_6 | I_3 \leq I_{\max}. \tag{10}$$

Тогда коэффициент нагрузки v фактически зависит только от тока нагрузки СК, а выражение (9) с учетом (10) приобретает следующий вид:

$$v = \frac{I_3}{I_6}. \tag{11}$$

Очевидно, что ток нагрузки одного СК I_3 будет тем меньше, чем больше таких СК подключено к нагрузке. Это значит, что коэффициент нагрузки СК (11) будет переменным:

$$v_i = \frac{I_{\Sigma}}{I_6}, \quad 0 \leq i \leq L. \quad (12)$$

Здесь эксплуатационные значения токов СК для ПН с нагруженным и ненагруженным резервом, соответственно, будут следующими:

$$I_{\Sigma}^{AR} = \frac{I_{\Sigma}}{N+L-i}, \quad 0 \leq i \leq L; \quad (13)$$

$$I_{\Sigma}^{SR} = \begin{cases} \frac{I_{\Sigma}}{N+1}, & 0 \leq i \leq K; \\ I_6, & i = L, \end{cases} \quad (14)$$

где суммарный ток нагрузки I_{Σ} определяется так:

$$I_{\Sigma} = N \cdot I_6. \quad (15)$$

С учетом (12) и (13) коэффициент нагрузки (11) будет иметь вид:

$$v_i^{AR} = \frac{N}{N+L-i}, \quad 0 \leq i \leq L. \quad (16)$$

$$v_i^{SR} = \begin{cases} \frac{N}{N+1}, & 0 \leq i \leq K; \\ 1, & i = L. \end{cases} \quad (17)$$

Тогда значения интенсивностей переходов (4) и (7) должны быть записаны следующим образом:

$$\Lambda_i^{AR} = (N+L-i)v_i^{AR}\lambda, \quad 0 \leq i \leq L. \quad (18)$$

$$\Lambda_i^{SR} = \begin{cases} (N+1)(v_i^{SR} + \xi)\lambda, & 0 \leq i \leq K; \\ N(v_i^{SR} + \xi)\lambda, & i = L. \end{cases} \quad (19)$$

Подставляя (16) и (17), соответственно, в (18) и (19), получим:

$$\Lambda_i^{AR} = N\lambda, \quad 0 \leq i \leq L. \quad (20)$$

$$\Lambda_i^{SR} = \begin{cases} (N(1+\xi) + \xi)\lambda, & 0 \leq i \leq K; \\ N(1+\xi)\lambda, & i = L. \end{cases} \quad (21)$$

Примечательно, что интенсивность перехода ПН с нагруженным резервом (20) идентична интенсивности переходов $\Lambda^{SR'}$ такого гипотетического ПН, у которого все L резервных СК находятся в ненагруженном режиме и при этом отсутствуют контрольно-переключающие устройства (далее для краткости будем называть его “ПН с квазиненагруженным резервом”), для которого согласно [3] имеем:

$$\Lambda_i^{SR'} = N\lambda, \quad 0 \leq i \leq L. \quad (22)$$

Это означает, что значения средней и гамма-процентной наработки до отказа также будут

идентичны для ПН с нагруженным резервом и ПН с квазиненагруженным резервом:

$$T_{AR} = T_{SR'} = \frac{1}{\lambda} \cdot \frac{L+1}{N}; \quad (23)$$

$$T_{\gamma}^{AR} = T_{\gamma}^{SR'} = \arg P_{SR'}(t) | P_{SR'}(t) = \gamma, \quad (24)$$

где вероятность безотказной работы ПН с квазиненагруженным резервом $P^{SR'}$ в соответствии с [4] будет выглядеть следующим образом:

$$P_{SR'}(t) = e^{-N\lambda t} \sum_{i=0}^L \frac{(N\lambda t)^i}{i!}. \quad (25)$$

Вышеприведенные равенства значений наработок до отказа (23) и (24) обуславливают распространенное мнение, что ПН в плане безотказности инвариантен к режиму работы его резервных СК.

Вернемся теперь обратно к сравнению ПН с нагруженным и ПН с ненагруженным резервом. Поскольку интенсивность переходов ПН с ненагруженным резервом больше интенсивности переходов ПН с квазиненагруженным резервом из-за наличия в первом контрольно-переключающих устройств

$$\Lambda_i^{SR} > \Lambda_i^{SR'}, \quad 0 \leq i \leq L, \quad (26)$$

то значения средней и гамма-процентной наработки до отказа ПН с нагруженным резервом окажутся больше аналогичных значений наработки ПН с ненагруженным резервом:

$$T_{AR} > T_{SR}; \quad (27)$$

$$T_{\gamma}^{AR} > T_{\gamma}^{SR}. \quad (28)$$

Полученные неравенства наработок (27) и (28) содержат методическую ошибку, речь о которой пойдет ниже. Тем не менее, эти неравенства, а также тот факт, что уровень сложности ПН с ненагруженным резервом выше, чем у ПН с нагруженным резервом, способствуют распространению среди разработчиков средств электропитания ошибочного мнения, будто применение в ПН ненагруженного резерва нецелесообразно, а одновременное включение на параллельную работу всех МСК, позволит достичь показателей безотказности не хуже, чем при использовании ненагруженного резерва, с одновременным упрощением и удешевлением ПН.

Но, прежде чем утверждать подобное, следует устранить методическую ошибку, заложенную в определении интенсивностей переходов. Ошибка заключается в обобщенном характере влияния нагрузки на интенсивность отказов ПН (8). Уточним это влияние.

Интенсивность отказов модуля, входящего в состав СК, является суммой интенсивностей отказов входящих в него компонентов. Его структура содержит целый ряд компонентов, выполняющих функции контроля и управления, а потому не зависящих напрямую от тока нагрузки СК (или зависящих, но зависимость настолько слаба, что ей можно пренебречь). Тогда эта суммарная интенсивность отказов будет иметь следующий вид:

$$\lambda_{\Sigma} = v \sum_{i=1}^{S_{dep}} \lambda_i^{dep} + \sum_{j=1}^{S_{indep}} \lambda_j^{indep} = v\lambda_{dep} + \lambda_{indep}, \quad (29)$$

где λ_i^{dep} , S_{dep} и λ_{dep} — соответственно, интенсивность отказов отдельных элементов СК, зависящих от его тока нагрузки, количество таких элементов в СК и их суммарная интенсивность отказов;

λ_j^{indep} , S_{indep} и λ_{indep} — соответственно, интенсивность отказов отдельных элементов СК, не зависящих от его тока нагрузки, количество таких элементов в СК и их суммарная интенсивность отказов.

Здесь следует отметить, что вследствие компактного размещения элементов в корпусе модуля и заполнения последнего теплопроводящим компаундом, способствующим исключению лакун с большим тепловым сопротивлением, градиентом температур внутри модуля можно пренебречь. Это позволяет положить температуру всех его элементов одинаковой. Ее значение будет определяться температурой окружающей среды и тепловыми потерями в элементах, чья интенсивность отказов напрямую зависит от тока нагрузки. В связи с этим, отдельный характер влияния нагрузки на интенсивность отказов модуля (29) справедлив при любой температуре модуля. А само влияние температуры может быть учтено отдельно.

Тогда интенсивности переходов (18) и (19) следует записать так:

$$\Lambda_i^{AR} = (N + L - i) \cdot (v_i^{AR} \lambda_{dep} + \lambda_{indep}), \quad 0 \leq i \leq L; \quad (30)$$

$$\Lambda_i^{SR} = \begin{cases} (N + 1)(v_i^{SR} \lambda_{dep} + \lambda_{indep} + \xi), & 0 \leq i \leq K; \\ N(v_i^{SR} \lambda_{dep} + \lambda_{indep} + \xi), & i = L. \end{cases} \quad (31)$$

Упростив (30) и (31), получим

$$\Lambda_i^{AR} = N\lambda_{dep} + (N + L - i)\lambda_{indep}, \quad 0 \leq i \leq L; \quad (32)$$

$$\Lambda_i^{SR} = \begin{cases} N\lambda_{dep} + (N + 1)(\lambda_{indep} + \xi), & 0 \leq i \leq K; \\ N\lambda_{dep} + N(\lambda_{indep} + \xi), & i = L. \end{cases} \quad (33)$$

Если состав СК, выполненных на дискретных компонентах, известен, и определение λ_{dep} и λ_{indep} не составляет труда, то в более распространенном случае применения в СК модулей, являющихся покупными промышленно выпускаемыми изделиями, определить их точный состав затруднительно. В связи с этим целесообразно выразить (29) через коэффициент подобия ζ , характеризующий долю интенсивности отказов, приходящуюся на компоненты, не зависящие от нагрузки ПН:

$$\zeta = \frac{\lambda_{indep}}{\lambda}. \quad (34)$$

Тогда с учетом (34) модель отказов СК (29) можно представить следующим образом:

$$\lambda_{\Sigma} = v\lambda_{dep} + \lambda_{indep} = [v(1 - \zeta) + \zeta]\lambda A_f, \quad (35)$$

где A_f — коэффициент ускорения Аррениуса, характеризующий влияние температуры СК на его интенсивность отказов, и определяемый по [5], а выражения (32) и (33) будут иметь вид

$$\Lambda_i^{AR} = (N + (L - i)\zeta)\lambda A_i^f, \quad 0 \leq i \leq L; \quad (36)$$

$$\Lambda_i^{SR} = \begin{cases} (N(1 + \xi) + \xi + \zeta)\lambda A_i^f, & 0 \leq i \leq K; \\ (N(1 + \xi))\lambda A_i^f, & i = L. \end{cases} \quad (37)$$

Средняя наработка ПН с нагруженным и ненагруженным резервом в соответствии с (1) и с учетом (36) и (37) будет определяться так:

$$T_{AR} = \lambda^{-1} \sum_{i=0}^L (N + (L - i)\zeta A_i^f)^{-1}, \quad (38)$$

$$T_{SR} = \lambda^{-1} \left(\frac{L}{(N(1 + \xi) + \xi + \zeta) A_K^f} + \frac{1}{N(1 + \xi) A_L^f} \right). \quad (39)$$

В свою очередь, гамма-процентная наработка ПН с нагруженным и ненагруженным резервом в соответствии с (2) и с учетом (36) и (37) будет определяться следующим образом:

$$T_{\gamma}^{AR} = \arg_t [P_{AR}(t) = \gamma]; \quad (40)$$

$$T_{\gamma}^{SR} = \arg_t [P_{SR}(t) = \gamma], \quad (41)$$

где соответствующие значения вероятности безотказной работы ПН определяются выражениями:

$$P_{AR}(t) = \sum_{i=0}^L \left[\prod_{j=0}^i (N + (L - j)\zeta) \lambda A_j^f \right]^{e^{-(j-1)t}} \times \left[\sum_{j=0}^i \frac{(-1)^j e^{-[N + (L - j)\zeta] \lambda A_j^f t}}{\prod_{\substack{r=0 \\ r \neq j}}^i (r - j) \zeta \lambda A_r^f} \right], \quad (42)$$

где $\theta(x)$ – функция Хевисайда:

$$\theta(x) = \begin{cases} 0, & x < 0; \\ 1, & x \geq 0. \end{cases} \quad (43)$$

$$P_{SR}(t) = \left(\sum_{i=0}^K p_{SR_i}^{SR}(t) \right) + p_{SR_L}^{SR}(t), \quad (44)$$

где $p^{SR}(t)$ – вероятность нахождения ПН с ненагруженным резервом в одном из состояний множества $\{M\}$, при $0 \leq i \leq K$ определяемая так:

$$p_{SR_i}^{SR}(t) = e^{-(N+1)(1+\xi)\lambda A_L^f t} \frac{[(N+1)(1+\xi)\lambda A_L^f t]^i}{i!}, \quad (45)$$

$$p_L^{SR}(t) = [(N+1)(1+\xi)\lambda A_L^f t]^L \times \left\{ e^{-(N+1)(1+\xi)\lambda A_L^f t} \left[\sum_{i=1}^L \frac{(-1)^{L-i} t^{i-1}}{(i-1)! (-1+\xi)\lambda A_L^f} \right]^{L+1-i} + \frac{e^{-(N+1)(1+\xi)\lambda A_L^f t}}{((1+\xi)\lambda A_L^f)^L} \right\}. \quad (46)$$

Для оценки пар значений (38), (39) и (40), (41) будем использовать величину относительной погрешности $\delta(T_1)$, характеризующей отклонение того или иного показателя T_1 от комплиментарного ему показателя T_2 :

$$\delta(T_1) = \left(\frac{T_2}{T_1} - 1 \right) 100\%. \quad (47)$$

При этом интерпретировать результаты сравнения следует так:

$$\begin{cases} T_1 < T_2 \mid \delta(T_1) > 0; \\ T_1 > T_2 \mid \delta(T_1) < 0. \end{cases} \quad (48)$$

В качестве T_1 для (47) будем использовать показатель безотказности ПН с нагруженным резервом, а в качестве T_2 – соответствующий показатель безотказности ПН с ненагруженным резервом.

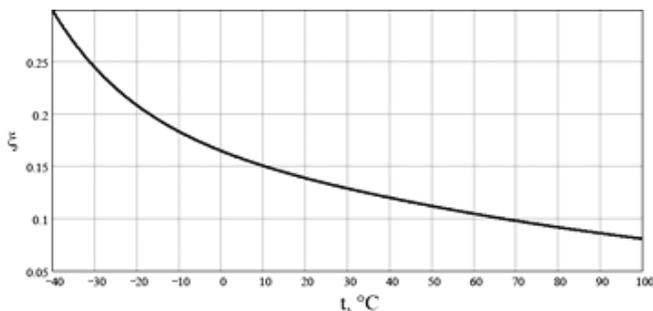


Рис. 2. Значения доли интенсивности отказов контрольно-переключающих устройств СК при различной температуре

Несмотря на то, что значение λ зависит от температуры СК и определяет наработку до отказа ПН в целом – заметного влияния на величину $\delta(T_{AR})$ и $\delta(T_{AR_\gamma}^{AR})$ эта зависимость не оказывает. Напротив, имеется разница в указанных погрешностях, обусловленная нелинейной температурной зависимостью коэффициентов подобия ξ и ζ , (см. рис. 2 и 3, соответственно), полученной на основе анализа типовых схем преобразователей напряжения [6]. Предварительный анализ значений погрешностей $\delta(T_{AR})$ и $\delta(T_{AR_\gamma}^{AR})$ показал, что эта разница не превышает 20% относительно значений погрешностей, полученных для условия внешней температуры ПН, соответствующей нормальным климатическим условиям. В связи с этим, не умаляя общности, для оценки $\delta(T_{AR})$ и $\delta(T_{AR_\gamma}^{AR})$ примем усредненные значения коэффициентов подобия ξ и ζ . Подставляя в (47) соответствующие значения наработок, получим $\delta(T_{AR})$ и $\delta(T_{AR_\gamma}^{AR})$, графически представленные на рис. 4 и 5. Для определенности при расчете $\delta(T_{AR_\gamma}^{AR})$ вероятность безотказной работы γ принята равной 0,99999.

В качестве аргументов функций $\delta(T_{AR})$ и $\delta(T_{AR_\gamma}^{AR})$ выступают количество основных и резервных СК. При этом количество основных СК целесообразно определять исходя из их требуемой мощности, которую удобно представить в виде доли суммарной мощности ПН Δ_p :

$$\Delta_p = \frac{I_6}{I_\Sigma}, \quad 0,1 \leq \Delta_p \leq 0,5. \quad (49)$$

Анализ зависимостей, представленных на рис. 4 и 5, показывает, что величина рассматриваемых погрешностей растет с уменьшением количества основных и увеличением количества резервных СК. Практически для всех комбинаций, позволяющих реализовать способ резервирования “ $N + 1 + K$ ”, т. е. при $L \geq 2$, величина погрешностей больше нуля, что согласно (48) означает превышение на соответствующую величину наработки ПН с ненагруженным резервом над наработкой ПН с нагруженным резервом.

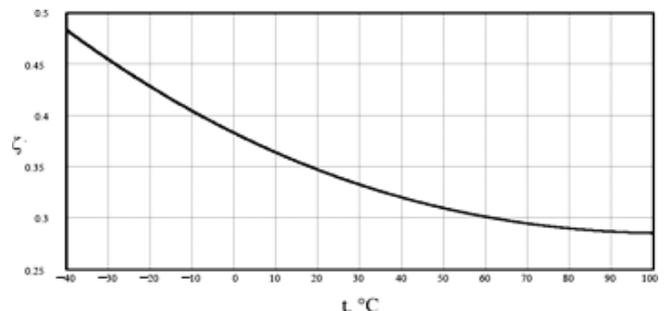


Рис. 3. Значения доли интенсивности отказов компонентов СК, не зависящих от его тока нагрузки при различной температуре

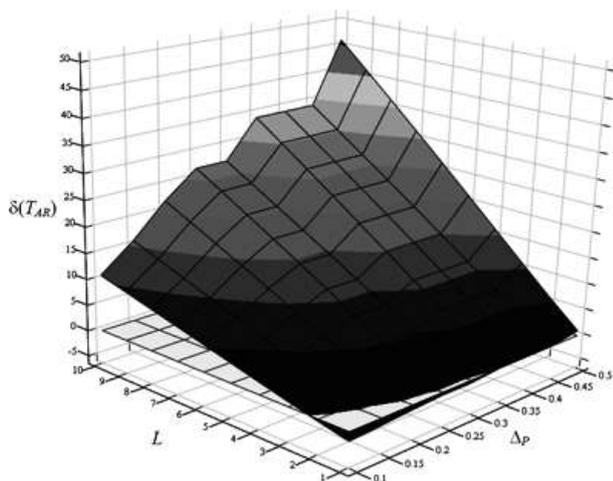


Рис. 4. Относительная погрешность при расчете средней наработки до отказа ПН с нагруженным резервом

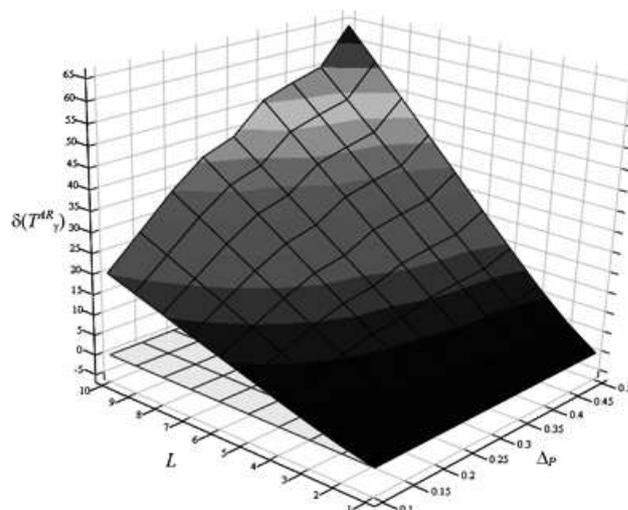


Рис. 5. Относительная погрешность при расчете гамма-процентной наработки до отказа ПН с нагруженным резервом

Данный факт доказывает ошибочность мнения относительно инвариантности ПН к режиму работы его резервных СК, полученной согласно выражениям (27) и (28).

Преимущество использования ненагруженного резерва по сравнению с нагруженным в ряде случаев заключается в возможности:

а) увеличения наработки до отказа (увеличение вероятности безотказной работы) при том же количественном составе СК, что и у ПН с нагруженным резервом;

б) сокращения количества резервных СК при сохранении того же значения наработки, что и у ПН с нагруженным резервом.

Кроме того, применение в ПН резервных СК в ненагруженном режиме позволяет также реализовать в нем временную и ситуационную ротацию [7], что также позволит достичь вышеописанных положительных моментов.

На основании вышеизложенного можно сформулировать основные преимущества способа резервирования “ $N + 1 + K$ ”.

Во-первых, при любом количестве резервных СК, не превышающем количества основных ($N \geq L$), значения средней и гамма-процентной наработок ПН до отказа при использовании способа резервирования “ $N + 1 + K$ ” превышают аналогичные значения наработок ПН при использовании способа резервирования “ $N + L$ ” на величину до 10% и до 20%, соответственно, в зависимости от количества основных СК (чем меньше основных СК при прочих равных условиях, тем больше прирост наработки ПН). Добавление каждого нового резервного СК увеличивает данную разницу в наработках на величину до 7,5% также в зависимости от количества основных СК.

Во-вторых, благодаря наличию автоматизированной системы контроля и управления, обусловленной применением способа резервирования “ $N + 1 + K$ ”, появляется возможность реализации в ПН временной ротации [7], при которой за счет равномерного и периодического расходования ресурса СК появляется возможность еще больше повысить безотказность ПН в целом при одновременном сокращении количества резервных СК.

Следует отметить, что ввиду простоты реализации применение способа резервирования “ $N + 1$ ” целесообразно в недорогих и некритичных приложениях, а способа “ $N + L$ ” — в относительно ответственных приложениях, но для которых жесткие требования к безотказности не предъявляются. В тех случаях, о которых шла речь в начале настоящей статьи, следует применять способ резервирования “ $N + 1 + K$ ”.

Благодаря наличию в ПН со способом резервирования “ $N + 1 + K$ ” магистрально-модульной архитектуры и аппаратной избыточности появляется возможность реализации в нем дополнительных преимуществ: параметрической многовариантности, адаптивности к внешним и внутренним условиям, а также организации динамической выходной шины постоянного тока [8–10].

Выбор способа резервирования ПН остается за его разработчиком, который при принятии данного решения должен учитывать все факторы, оказывающие определяющее влияние на технический облик ПН. Автор надеется, что приведенные в настоящей статье сведения будут полезны при принятии адекватного решения по данному вопросу.

Литература

1. И. К. С. Исследования. Консалтинг. Стратегии [Электронный ресурс] / Исследование причин отка-

зов в ЦОД. Пути снижения рисков – 2013. – Режим доступа: <http://www.iks-consulting.ru/>, свободный. – Яз. рус.

2. ГОСТ Р 27.004-2009. Надежность в технике. Модели отказов. – М.: Стандартинформ, 2010. – 18 с.

3. Козлов Б.А., Ушаков И.А. Справочник по расчету надежности аппаратуры радиоэлектроники и автоматики. – М.: “Советское радио”, 1975. – 472 с.

4. Четин А. Н. Влияние структуры управляющей части на надежность системы электропитания // Вопросы радиоэлектроники, сер. ЭВТ – 2012 – выпуск 2, С. 162–170.

5. Четин А. Н. Параллельная работа и безотказность преобразователей напряжения // Вопросы радиоэлектроники, сер. ЭВТ – 2013 – выпуск 2, С. 156–161.

6. Радиосхемы [Электронный ресурс] / Схема преобразователя напряжения – 2014. – Режим доступа: <http://radioskot.ru/>, свободный. – Яз. рус.

7. Четин А. Н. Применение метода ротации

силовых каналов для повышения безотказности многоканального преобразователя напряжения // Практическая силовая электроника – 2013 – № 49 (1) – С. 33–36.

8. Либенко Ю. Н., Михальченко Г. Я., Четин А. Н. Специфические возможности систем вторичного электропитания с магистрально-модульной архитектурой // Доклады ТУСУРа – 2011 – № 2 (24), часть 1 – С. 264–268.

9. Либенко Ю. Н. Эволюция интеллектуализации средств вторичного электропитания // Практическая силовая электроника – 2012 – № 2 (46) – С. 10–13.

10. Либенко Ю. Н. Эксплуатационные возможности преобразователей напряжения с магистрально-модульной архитектурой // Практическая силовая электроника – 2012 – № 4 (48) – С. 6–9.

Четин Андрей Николаевич, заместитель начальника НТЦ силовой электроники ОАО “НИИВК им. М.А. Карцева”, г. Москва, тел.: (495) 330-15-38, e-mail: chetinandrew@yandex.ru.

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

ИНТЕГРИРУЮЩИЕ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ВЕНТИЛЬНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

L. I. Tsitovich, M. M. Dudkin, O. G. Brylina,
R. M. Rahmatulin, A. V. Tugaev

В статье рассмотрены принципы построения реверсивных интегрирующих аналого-цифровых преобразователей (АЦП) с широтно-импульсной и амплитудно-частотно-импульсной модуляцией, предназначенных для систем управления вентильными преобразователями.

Приведены структурные схемы реверсивных интегрирующих АЦП, их временные диаграммы сигналов, а также логарифмические амплитудно-частотные характеристики. Дан анализ статических и динамических характеристик преобразователей напряжения в частоту импульсов с синфазной и противофазной амплитудно-частотно-импульсной модуляцией.

Ключевые слова: интегрирующий аналого-цифровой преобразователь, преобразователь напряжения в частоту импульсов, интегрирующий развертывающий преобразователь, система управления, вентильный преобразователь, широтно-импульсная модуляция, амплитудно-частотно-импульсная модуляция, помехоустойчивость, дрейф “нуля”.

Integrating Analog-Digital Converter For Gated Converters Control Systems

The article discusses design principles of reversible integrating analog to digital converter (ADC) with pulse-width and amplitude-pulse-frequency modulation meant for control systems of valve inverters are considered.

The block diagrams of reverse integrating ADC, their timing waveforms diagrams as well as logarithmic amplitude-response curves are produced. Static and Dynamic characteristics analysis of voltage to pulse frequency converters with in-phase and contra-phase amplitude-pulse-frequency modulation is given.

Key words: integrating analog-digital converter, voltage converter into frequency of pulses, integrating sweep converter, control system, valve inverters, pulse-width modulation, amplitude-pulse-frequency modulation, noise immunity, drift of the “zero”.

Современные вентильные преобразователи (ВП) зачастую функционируют в условиях высокого уровня помех, как со стороны источника электропитания, так и внешних электромагнитных наводок, причем, с трудно предсказуемым частотным спектром, амплитудный диапазон которого иногда выходит за допустимые нормы, приводя к дестабилизации режимов работы не только ВП, но и технологической установки в целом. Если ранее верхний частотный диапазон сигналов помех ограничивался значением 1200–1500 Гц [1], но в настоящее время он расширился до десятков, а порой и сотен кГц по причине повсеместного перехода на электродвигатели переменного тока и оснащения электроприводов преобразователями частоты и программируемыми контроллерами с высокой тактовой частотой.

Одним из путей повышения помехоустойчивости, временной и температурной стабильности характеристик ВП постоянного и переменного тока является применение методов интегрирующего аналого-цифрового преобразования (АЦП) в каналах “датчик–АЦП”, причем с кратной интервалу дискретизации ВП частотой преобразования. Так в трехфазных мостовых тиристорных преобразователях этот интервал дискретизации составляет 60 эл. град и лежит между точками естественной коммутации трехфазной системы напряжений, в однофазных преобразователях – 180 эл. град. При этом передавать регулятору, например, тока данные чаще интервала дискретизации ВП не имеет смысла, так как он не

в состоянии воспринимать новую информации о регулируемом параметре по причине не полностью управляемых свойств силовых ключей – тиристоров. Более того, стремление повысить скорость обработки данных в канале “датчик–АЦП” приближает цифровую систему управления ВП к аналоговой, где вновь дает о себе знать проблема фильтрации пульсаций сигнала по току, являющихся помехой для системы управления в целом.

В электроприводах переменного тока интервал преобразования АЦП должен быть, во-первых, кратным или равным частоте широтно-импульсной модуляции преобразователя частоты, а, во-вторых, оптимальным с позиций быстродействия системы управления.

Ниже рассматриваются принципы построения реверсивных интегрирующих АЦП с широтно-импульсной (ШИМ) и амплитудно-частотно-импульсной (АЧИМ) модуляцией [2], предназначенных для ВП постоянного и переменного тока, а также для систем технологической автоматики, где актуальна проблема помехоустойчивости, временной и температурной стабильности характеристик каскада “датчик–АЦП”.

Реверсивный интегрирующий аналого-цифровой преобразователь с широтно-импульсной модуляцией

Реверсивный интегрирующий АЦП с ШИМ (рис. 1) содержит генератор G1 высокочастотных

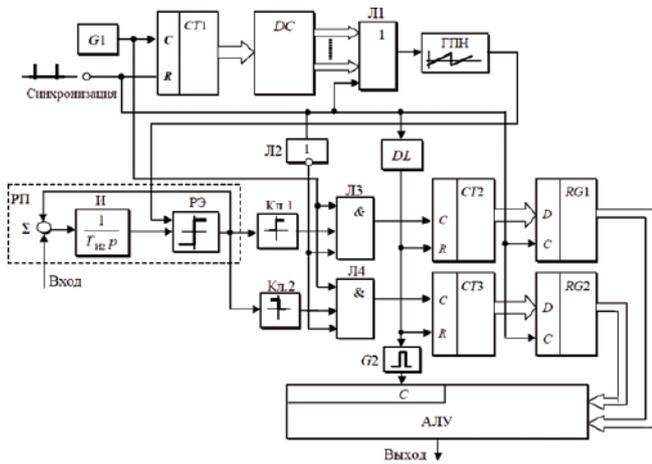


Рис. 1. Структурная схема реверсивного интегрирующего АЦП с широтно-импульсной модуляцией

счетных импульсов стабильной частоты, суммирующие счетчики СТ1, СТ2 и СТ3, управляемые передним фронтом импульсов на С-входе, дешифратор DC, преобразующий двоичный код в десятичное число, логический элемент Л1 типа “ИЛИ”, генератор пилообразного напряжения ГПН, сумматор Σ, интегратор И, бесгистерезисный релейный элемент РЭ, ключи Кл.1, Кл.2, инвертор Л2, логические элементы Л3, Л4 функции “ЗИ”, элемент задержки DL, генератор одиночного импульса заданной длительности G2, регистры памяти RG1, RG2 и арифметическо-логическое устройство АЛУ.

С помощью генератора G1, счетчика СТ1 и дешифратора DC формируется опорная пилообразная цифровая развертка (рис. 2а), дискретность которой на линейном участке определяется частотой счетных импульсов и является пренебрежимо малой величиной. С помощью этой развертки задаются числа N_1, N_2, \dots, N_k таким образом, чтобы они следовали с периодом $T_0 < T_{\Pi}$ через равный интервал времени, где T_{Π} – интервал синхронизации АЦП, формируемый, например, контуром синхронизации ВП. На рис. 2а в качестве примера приведены три значения N_1, N_2, N_3 . Появление соответствующего числа в СТ1 приводит к формированию на выходных шинах DC коротких импульсов, которые суммируются с синхроимпульсами, период которых соответствует интервалу дискретизации ВП (рис. 2а).

Таким образом, на выходе блока Л1 (рис. 1) формируются импульсы установки нулевых начальных условий в ГПН, когда “внутри” интервала T_{Π} (рис. 2а) содержится целое число периодов T_0 (рис. 2б) пилообразного сигнала ведущей развертки для синхронизации развертывающего преобразователя (РП) [3], состоящего из сумматора Σ, интегратор И с передаточной функцией $W(p) = (T_{И2} p)^{-1}$, где $T_{И2}$ – постоянная времени, и бесгистерезисный релейный элемент РЭ с симметричной неинвертирующей характеристикой, выходной сигнал которого меняется дискретно в пределах $\pm A$ (рис. 1).

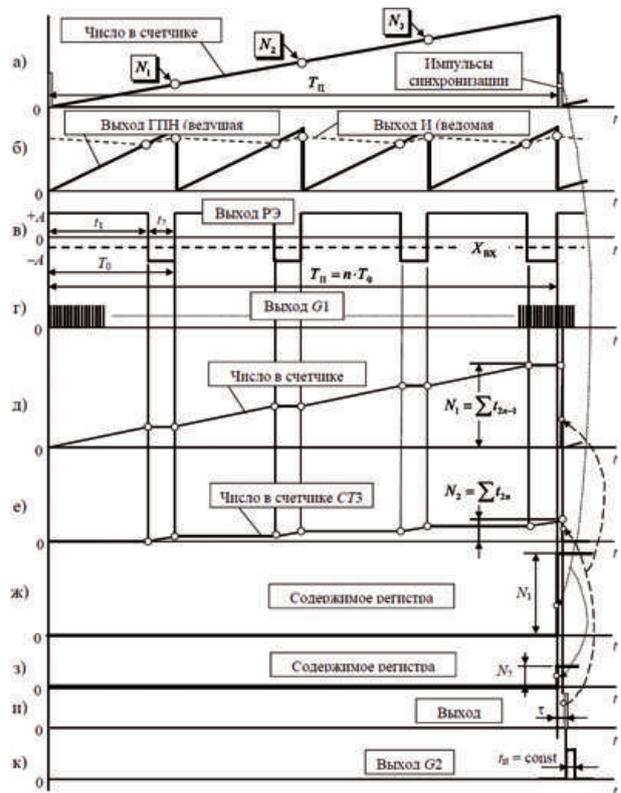


Рис. 2. Временные диаграммы сигналов реверсивного интегрирующего АЦП с широтно-импульсной модуляцией

Переключение РЭ происходит в моменты времени равенства амплитуд сигналов ведущей и ведомой разверток. При входном сигнале $X_{ВХ}$, например, отрицательной полярности (рис. 2в) на интервале времени t_1 сигнал ведомой развертки с выхода интегратора И изменяется под действием разности сигналов на выходе РЭ и информационном входе $(A - X_{ВХ})$, а в интервале t_2 – под действием суммы этих сигналов $-(A + X_{ВХ})$ (рис. 2б, в).

В результате $t_1 > t_2$ и среднее значение выходных импульсов РЭ за период T_0 устанавливается пропорциональным входному воздействию $X_{ВХ}$. При положительном знаке входного сигнала $X_{ВХ}$ система работает аналогичным образом с той лишь разницей, что $t_1 < t_2$.

В общем случае РП, синхронизированный “пилой” по входу РЭ, представляет собой апериодической звено $W(p) = 1/(1 + T_{Э}p)$ [3], где $T_{Э} \approx 0,45 \cdot \bar{T}_{И2} \cdot T_0$ – эквивалентная постоянная времени РП; $\bar{T}_{И2} = T_{И2} / T_{И1}$ – нормированная величина постоянной времени интегратора И, отнесенная к постоянной времени $T_{И1}$ сигнала ведущей развертки. В общем случае $T_0 = T_{\Pi} / n$, где n – коэффициент деления интервала синхронизации T_{Π} (рис. 2а–в). При этом для надежной синхронизации РП сигналом с выхода ГПН должно соблюдаться условие $T_{И2} > 2T_{И1}$.

Из приведенных соотношений видно, что по мере уменьшения периода T_0 сигнала пилообразной развертки “внутри” интервала синхронизации T_{Π} ВП быстрдействие РП возрастает.

Дальнейшая работа АЦП происходит следующим образом.

Входной сигнал $X_{вх}$, преобразованный на интервале времени $T_{п}$ в широтно- импульсный (рис. 2а–в), подвергается “оцифровке” с помощью генератора G1 и счетчиков СТ2, СТ3.

В интервале времени t_1 Кл.1 находится в состоянии логической “1”, что позволяет счетным импульсам с выхода генератора G1 через элемент Л3 поступать на счетный С-вход счетчика СТ2, в котором накапливается число N_1 (рис. 2в–д). Вторым канал преобразования, включающий Кл.2, Л4, СТ3 находится в статическом состоянии (рис. 2е), так как на выходе Кл.2 присутствует “0”.

При формировании на выходе РЭ импульса отрицательной полярности в состоянии логической “1” переходит Кл.2, и счет импульсов производится в счетчике СТ3 (рис. 2в, е).

В итоге, к приходу очередного импульса синхронизации АЦП (рис. 2а) в счетчике СТ2 накапливается число N_1 , пропорциональное сумме “положительных” интервалов дискретизации выходных импульсов РЭ (рис. 2 в, д), а в СТ3 – число N_2 , соответствующее сумме “отрицательных” импульсов с выхода РЭ (рис. 2в, е).

После этого под действием импульса синхронизации (рис. 2 а) осуществляется перенос данных из счетчиков СТ2, СТ3 в регистры памяти RG1, RG2 (рис. 2ж, з). Одновременно с помощью инвертора Л2 выдается команда запрета счета в счетчиках СТ2, СТ3 на время записи данных в регистры RG1, RG2.

С задержкой времени τ , формируемой элементом DL, осуществляется “обнуление” счетчиков СТ2, СТ3 (рис. 2д, е, и), после чего процесс в АЦП повторяется.

Конечное преобразование аналогового сигнала в код производится в течение времени $t_{и}$ с помощью АЛУ в соответствии с выражением

$$N_{\text{вых}} = k_{п}(N_1 - N_2)/(N_1 + N_2)$$

и по команде с выхода генератора G2 (рис. 2к). Здесь $k_{п}$ – коэффициент пропорциональности.

На рис. 3 приведены экспериментальные логарифмические амплитудно-частотные характеристики (ЛАЧХ) $k = F(\bar{f})$ реверсивного интегрирующего АЦП с ШИМ, снятые при различных значениях $n = T_{п} / T_0$ коэффициента деления интервала синхронизации $T_{п}$ и относительной постоянной времени интегрирования РП $\bar{T}_{и2} = 2,2$. Здесь k – коэффициент передачи интегрирующего АЦП; $\bar{f} = f_{вх} / f_{п}$ – нормированная частота $f_{вх}$ гармонического входного сигнала, отнесенная к частоте $f_{п} = (T_{п})^{-1}$ импульсов синхронизации ($T_{п} = 3,3$ мс).

Из приведенных ЛАЧХ видно, что чем больше коэффициент деления интервала синхронизации, тем шире полоса пропускания интегрирующего АЦП с ШИМ, так, например, при $n = 1$ полоса пропускания составляет $\bar{f}_{гр} \approx 0,16$, а при $n = 8$ она

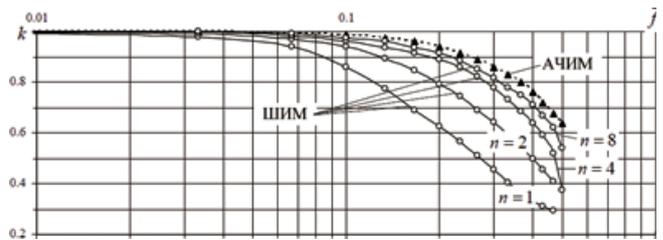


Рис. 3. Логарифмические амплитудно-частотные характеристики реверсивных интегрирующих АЦП с широтно-импульсной и амплитудно-частотно-импульсной модуляцией

расширяется в 2,5 раза до значения $\bar{f}_{гр} \approx 0,4$, так как уменьшается эквивалентная постоянная времени ТЭ РП. Оптимальным значением n следует считать число четыре, когда разрешается компромисс между быстродействием и помехоустойчивостью АЦП с ШИМ.

При этом АЦП является реверсивным, т. е. может работать с сигналами различной полярности без изменения своей схемной конфигурации, а также представляет собой замкнутую систему регулирования с интегратором в прямом канале регулирования, что предопределяет его высокие метрологические характеристики [4]. Величина температурной нестабильности характеристик АЦП всецело определяется дрейфовыми параметрами интегратора РП.

Реверсивный интегрирующий аналого-цифровой преобразователь с амплитудно-частотно-импульсной модуляцией

Более высокая температурная стабильность характеристик и быстродействие может быть достигнута в реверсивном интегрирующем АЦП с синфазной амплитудно-частотно-импульсной модуляцией (рис. 4) [2].

АЦП (рис. 4) содержит два идентичных по принципу своего действия интегрирующих преобразователя напряжения в частоту импульсов ПНЧ1 и ПНЧ2, каждый из которых включает амплитудные модуляторы АМ1, АМ2, сумматоры $\Sigma 1, \Sigma 2$, интеграторы И1, И2, релейные элементы РЭ1, РЭ2.

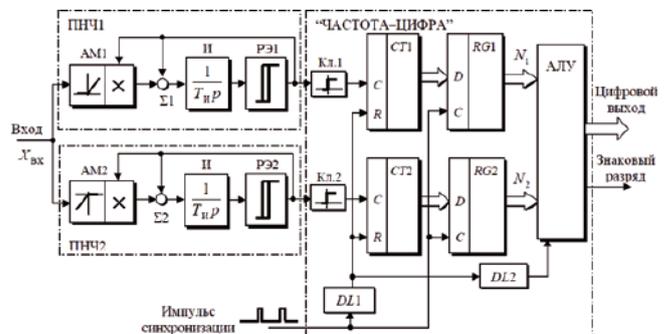


Рис. 4. Структурная схема реверсивного интегрирующего АЦП с синфазной амплитудно-частотно-импульсной модуляцией

ПНЧ1, 2 предназначены для работы с сигналом определенной полярности. Так ПНЧ1 осуществляет преобразование в частоту импульсов входного напряжения положительной полярности, а ПНЧ2 – входного сигнала отрицательной полярности. Ключи Кл.1 и Кл.2, как и в АЦП с ШИМ (рис. 1), предназначены для преобразования биполярных выходных импульсов РЭ1, РЭ2 в однополярный сигнал для стыковки выходов ПНЧ с элементами цифровой обработки данных.

При отсутствии сигнала $X_{ВХ}$ на информационном входе АЦП (рис. 5а) выходное напряжение АМ1, АМ2 равно нулю, поэтому блоки Σ1, И1, РЭ1 и Σ2, И2, РЭ2 работают в режиме автоколебаний, когда на выходе РЭ1 (рис. 5 в) и РЭ2 (рис. 5г) формируются биполярные импульсы с частотой $f_0 = (T_0)^{-1}$. При идентичности характеристик звеньев каналов ПНЧ1 и ПНЧ2 они работают с равным значением начальной частоты f_0 .

Возможный фазовый сдвиг между выходными сигналами ПНЧ1 и ПНЧ2 принципиального значения не имеет, так как в конечном итоге он может привести к ошибке преобразования лишь в единицу младшего разряда двоичного кода.

Выходные сигналы интеграторов И1, И2 имеют пилообразную симметричную форму и ограничены по амплитуде порогами переключения $\pm b$ РЭ1 и РЭ2 (рис. 5в, г).

При подаче на вход АЦП положительного входного сигнала $X_{ВХ}$ (рис. 5а) на входе АМ1 появляется напряжение положительного знака, которое затем преобразуется в импульсный сигнал (рис. 5б) с частотой выходных импульсов РЭ1, которая возрастает пропорционально амплитуде $X_{ВХ}$ из-за синфазности импульсов с выхода АМ1 и РЭ1 (синфазная амплитудно-частотно-импульсная модуляция) (рис. 5б, в). При этом ПНЧ2 работает в автоколебательном режиме с начальной частотой f_0 , выполняя функции канала опорной частоты.

При смене знака входного сигнала картина меняется на противоположную. Опорную частоту f_0 формирует ПНЧ1, а преобразование входного воздействия в частоту импульсов производит ПНЧ2.

В общем случае для ПНЧ1 и ПНЧ2 справедлива система уравнений

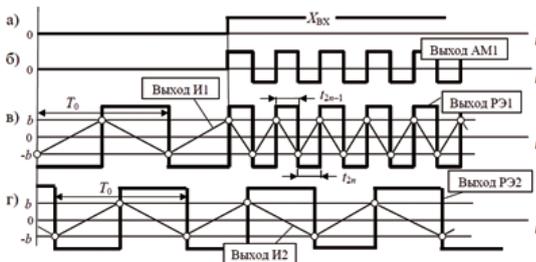


Рис. 5. Временные диаграммы сигналов интегрирующего преобразователя напряжения в частоту импульсов

$$\begin{cases} t_{2n-1} = t_{2n} = 0,5T_0 / (1 + \bar{X}_{ВХ}); \\ T_{0,n} = t_{2n-1} + t_{2n} = 0,5T_0 / (1 + \bar{X}_{ВХ}); \\ T_0 = T_{0,n} |_{X_{ВХ}=0} = 4\bar{b}T_{И}; \\ \bar{f}_{ВЫХ} = T_0 / T_{0,n} = 1 + \bar{X}_{ВХ}; \\ \bar{b} = |b/a|; \bar{X}_{ВХ} = |X_{ВХ}/A|; \\ n = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (1)$$

где $\bar{f}_{ВЫХ}$ – нормированная частоты выходных импульсов ПНЧ1 и ПНЧ2 соответственно; $X_{ВЫХ}$, \bar{b} – нормированное значение входного сигнала АЦП и порогов переключения $\pm b$ РЭ1, РЭ2 соответственно; $T_{И}$ – постоянная времени интеграторов И1, И2; $\pm A$ – амплитуда выходных импульсов РЭ1, РЭ2. При этом $\bar{b} < 1$.

Дальнейшее преобразование частоты импульсов в цифровой код производится с помощью канала “ЧАСТОТА–ЦИФРА” (рис. 4).

Под действием импульсов с выхода РЭ1 (рис. 6а) в счетчике СТ1 накапливается число N_1 (рис. 6б), состоящее из чисел $N_2 \cong f_0$ и $N_{ВХ} \cong X_{ВХ}$. Одновременно с этим, под действием выходных импульсов РЭ2 (рис. 6в) в счетчике СТ2 формируется число $N_2 \cong f_0$ (рис. 6г).

Дальнейшую работу АЦП рассмотрим для случая, представленного на рис. 6а–г, который соответствует положительному знаку сигнала $X_{ВХ}$.

В момент прихода импульса синхронизации, следующего с периодом $T_{П} = \text{const}$ (рис. 6д), данные из счетчиков СТ1, СТ2 (рис. 6б, г) переносятся в регистры RG1, RG2 (рис. 6е, ж). С задержкой времени τ формируется импульс на выходе блока DL1 (рис. 6з), который “обнуляет” СТ1, СТ2 (рис. 6б, г). Затем появляется импульс на выходе DL2 (рис. 6и), под действием которого АЛУ осуществляет вычитание кодов N_1 и N_2 (рис. 6к). В результате на цифровом выходе АЦП формируется число, которое не содержит составляющей, пропорциональной опорной частоте f_0 , а является числом,

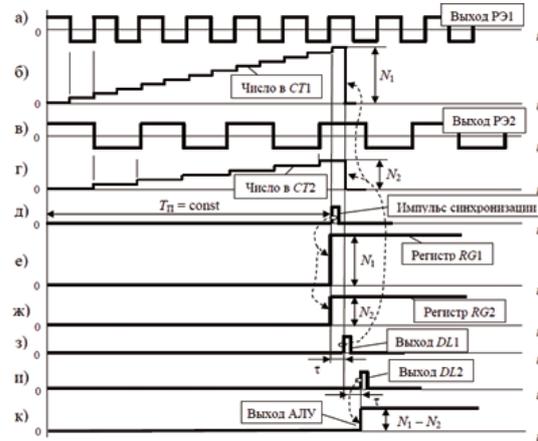


Рис. 6. Временные диаграммы сигналов реверсивного интегрирующего АЦП с синфазной амплитудно-частотно-импульсной модуляцией

соответствующим входному сигналу $X_{ВХ}$.

Одновременно путем сравнения чисел N_1 и N_2 в АЛУ формируется знаковый разряд, который соответствует логической “1” при положительной полярности сигнала $X_{ВХ}$. Цифровой код, пропорциональный $X_{ВХ}$, передается на выход АЦП практически синхронно с началом очередного интервала дискретизации ВП (рис. бд, к), например, через 60 эл. град в точках естественной коммутации трехфазной системы напряжений. Технически это может быть реализовано с помощью интервало-кодовых устройств синхронизации, рассмотренных в работе [5].

Полоса пропускания $f_{ГР}$ интегрирующего АЦП с синфазной АЧИМ составляет примерно 0,44 (рис. 3) и зависит только от частоты импульсов синхронизации $f_{П} = (T_{П})^{-1}$. По сравнению с интегрирующим АЦП с ШИМ преобразователь с синфазной АЧИМ обладает наилучшим быстродействием (рис. 3). Данное обстоятельство объясняется тем, что в интегрирующем АЦП с ШИМ (рис. 1) на входе установлен интегрирующий РП, который с точки зрения динамических характеристик представляет собой апериодический фильтр первого порядка $W(p) = 1/(T_{Э}p + 1)$ с эквивалентной постоянной времени $T_{Э} \approx 0,45 \cdot \bar{T}_{И2} \cdot T_0$. Поэтому РП на входе неизбежно ограничивает частотные возможности интегрирующего АЦП с ШИМ.

Статические и динамические характеристики интегрирующего ПНЧ с синфазной и противофазной амплитудно-частотно-импульсной модуляцией

Применение ПНЧ с синфазной амплитудно-частотно-импульсной модуляцией позволяет существенно повысить временную и температурную стабильность характеристик АЦП.

Так, например, для ПНЧ1 при отсутствии сигнала дрейфа “нуля” Δe_{Σ} АМ1 или интегратора И частота выходных импульсов РЭ1 линейна отно-

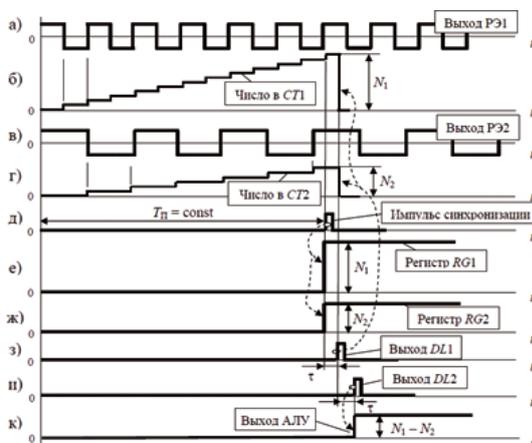


Рис. 6. Временные диаграммы сигналов реверсивного интегрирующего АЦП с синфазной амплитудно-частотно-импульсной модуляцией

сительно $X_{ВХ}$ (система уравнений (1)). В случае появления Δe_{Σ} , например, положительной полярности (система уравнений (2)), интервал t_{2n-1} (рис. 5 в) выходных импульсов РЭ1 уменьшается, а интервал t_{2n} – увеличивается. При этом результирующая погрешность частоты выходных импульсов ПНЧ $\delta f_{ВЫХ}^e$ оказывается пропорциональной $\Delta \bar{e}_{\Sigma}^2$, в то время как для традиционных структур ПНЧ [4, 6] $\delta f_{ВЫХ}^e \cong \Delta \bar{e}_{\Sigma}$.

$$\left\{ \begin{aligned} t_{2n-1}^e &= \frac{2\bar{b}T_{И}}{1 \pm \bar{X}_{ВХ} \mp \Delta \bar{e}_{\Sigma}}; & t_{2n}^e &= \frac{2\bar{b}T_{И}}{1 \pm \bar{X}_{ВХ} \pm \Delta \bar{e}_{\Sigma}}; \\ f_{ВЫХ}^e &= (t_{2n-1}^e + t_{2n}^e)^{-1} = \frac{1 \pm \bar{X}_{ВХ}}{4\bar{b}T_{И}} \cdot \left[1 - \frac{\Delta \bar{e}_{\Sigma}^2}{(1 \pm \bar{X}_{ВХ})^2} \right]; & (2) \\ \delta f_{ВЫХ}^e &= 1 - \frac{f_{ВЫХ}^e}{f_{ВЫХ}(\Delta \bar{e}_{\Sigma}=0)} = \frac{\Delta \bar{e}_{\Sigma}^2}{(1 \pm \bar{X}_{ВХ})^2}; \\ \Delta \bar{e}_{\Sigma} &= \left| \frac{\Delta e_{\Sigma}}{A} \right|; & \bar{b} &= \left| \frac{b}{A} \right|; & \bar{X}_{ВХ} &= \left| \frac{X_{ВХ}}{A} \right|. \end{aligned} \right.$$

В системе уравнений (2) кроме ранее принятых введены следующие обозначения: $\Delta \bar{e}_{\Sigma}$ – нормированное значение результирующего сигнала дрейфа “нуля” интегратора И1 (И2) и амплитудного модулятора АМ1 (АМ2), приведенного к входу сумматора $\Sigma 1$ ($\Sigma 2$); $\delta f_{ВЫХ}^e \cong \Delta \bar{e}_{\Sigma}^2$ – относительная ошибка частоты выходных импульсов ПНЧ при наличии сигнала Δe_{Σ} . “Верхний” знак перед величиной $\bar{X}_{ВХ}$ соответствует ПНЧ с синфазной амплитудно-частотно-импульсной модуляцией, а “нижний” знак – ПНЧ с противофазной АЧИМ.

Учитывая, что $\Delta \bar{e}_{\Sigma} \ll 1,0$, то рассмотренный ПНЧ обладает температурной и временной стабильностью характеристик не менее, чем на порядок, превосходящей известные технические решения.

Как показали экспериментальные исследования, при выполнении каналов ПНЧ1 и ПНЧ2 на основе одной и той же элементной базы одной серии их результирующий дрейф “нуля” практически совпадает по знаку и величине. Тогда каждый из кодов N_1 и N_2 содержит одну и ту же составляющую ошибки “нуля” ΔN , что на практике обеспечивает частичную самокоррекцию результата преобразования $N_1 - N_2$.

При выборе параметров канала интегрирования ПНЧ следует также обращать внимание на динамические характеристики операционных усилителей (ОУ), от которых зависит экспоненциальная составляющая погрешности ПНЧ

$$\delta f_{ВЫХ}^{\ominus} = \frac{\bar{b}}{k(\omega) \cdot (1 \pm \bar{X}_{ВХ}) + \bar{b}}$$

где $k(\omega)$ – собственный коэффициент усиления ОУ на частоте $\omega = 2\pi f_{ВЫХ}$ автоколебаний ПНЧ. Как показывает теоретический анализ, величина $f_{ВЫХ}^{\ominus}$ при использовании ОУ общего назначения на частотах выше 10 кГц может оказывать заметное влияние на метрологические показатели АЦП.

Интегрирующий АЦП с АЧИМ характеризуется высокой помехоустойчивостью при формировании знакового разряда, значение логического “0” или “1” которого определяется не за счет компаратора, подключаемого к входу АЦП, а путем сравнения цифровых координат, подвергнутых в процессе преобразования входного воздействия операции интегрирования.

Динамические режимы работы ПНЧ при наличии гармонического сигнала помехи $X_{\Pi}(t) = A_{\Pi} \sin(2\pi t/T_{\Pi})$ описываются системой трансцендентных уравнений в рекуррентной форме [3, 4]

$$\begin{cases} t_{2n-1}^* = T_0 \cdot \left[0,5 \mp \frac{\bar{A}_{\Pi}}{\pi \bar{F}} \cdot \sin\left(\frac{\pi \bar{F}}{T_0} \cdot \left\langle t_{2n-1}^* + 2 \cdot \sum_{i=0}^{i=2n-2} t_i^* \right\rangle \right) \cdot \sin\left(\frac{\pi \bar{F}}{T_0} \cdot t_{2n-1}^* \right) \right] / (1 \pm \bar{X}_{\text{ВХ}}); \\ t_{2n}^* = T_0 \cdot \left[0,5 \mp \frac{\bar{A}_{\Pi}}{\pi \bar{F}} \cdot \sin\left(\frac{\pi \bar{F}}{T_0} \cdot \left\langle t_{2n}^* + 2 \cdot \sum_{i=0}^{i=2n-1} t_i^* \right\rangle \right) \cdot \sin\left(\frac{\pi \bar{F}}{T_0} \cdot t_{2n}^* \right) \right] / (1 \pm \bar{X}_{\text{ВХ}}); \\ T_{0,n}^* = t_{2n-1}^* + t_{2n}^*; T_{0,n} = T_0 / (1 \pm \bar{X}_{\text{ВХ}}); \\ \bar{X}_{\text{ВХ}} = \left| \frac{X_{\text{ВХ}}}{A} \right|; \bar{A}_{\Pi} = \left| \frac{A_{\Pi}}{A} \right|; t_0^* = 0; \\ \Delta \bar{f}[1] = \left| 1 - \frac{T_{0,n}^*}{T_{0,n}} \right|; \bar{F} = T_0 / T_{\Pi}; T_0 = 4\bar{b}T_{\Pi}; \bar{b} = |b/A|; n = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (3)$$

Здесь дополнительно к ранее рассмотренным введены следующие обозначения: t_{2n-1}^* и t_{2n}^* – интервалы развертывающего преобразования с учетом динамической составляющей $X_{\Pi}(t)$; $T_{0,n}^*$, $T_{0,n}$ – периоды выходных импульсов ПНЧ с учетом и без учета сигнала помехи $X_{\Pi}(t)$ соответственно; $\Delta \bar{f}[1]$ – нормированная динамическая ошибка частоты выходных импульсов ПНЧ $(T_{0,n}^*)^{-1}$ под действием сигнала $X_{\Pi}(t)$ для первого интервала дискретизации ($n = 1$); $\bar{F} = T_0 / T_{\Pi}$ – нормированное значение амплитуды и частоты сигнала помехи $X_{\Pi}(t)$ соответственно. В приведенных уравнениях верхний знак при $\bar{X}_{\text{ВХ}}$ и A_{Π} соответствует работе ПНЧ в режиме синфазной амплитудной модуляции (АМС), а нижний – противофазной амплитудной модуляции (АМП), когда знаки выходных импульсов РЭ и АМ противоположны.

На рис. 7 представлены пространства динамического состояния ПНЧ $\Delta \bar{f}[1] = f(\bar{X}_{\text{ВХ}}, \bar{F}, \bar{A}_{\Pi} = 0,1)$ при АМС и АМП, полученные на основании системы уравнений (3).

Проведенный анализ динамики ПНЧ показал следующее.

Частотная область “ \bar{F} ” ПНЧ, как и любой другой импульсной системы, делится на область достоверной передачи информации (ОДП) и область частот замедленной дискретизации (ОЗД) [7], где дискретные выборки из динамической составляющей входного сигнала берутся медленнее, чем это необходимо для последующего достоверного восстановления тех процессов, которые происходят в контролируемой цепи. В результате режима замедленной дискретизации высокочастотный сигнал

помехи преобразуется в низкочастотный, который зачастую не поддается фильтрации вследствие его расположения в полосе рабочих частот системы управления.

В области “малых” входных сигналов граница раздела ОДП и ОЗД лежит в окрестностях с координатой $\bar{F} = 0,5$ независимо от вида амплитудной модуляции, реализуемой в ПНЧ, так как частота его несущих автоколебаний практически соответствует начальному значению при $\bar{X}_{\text{ВХ}} = \bar{A}_{\Pi} = 0$.

При АМС (рис. 7а) с ростом $\bar{X}_{\text{ВХ}}$ динамическая ошибка $\Delta \bar{f}[1]$ уменьшается при одновременном смещении влево по оси $\bar{X}_{\text{ВХ}}$ границы раздела ОДП и ОЗД, что является результатом повышения частоты автоколебаний ПНЧ и снижения соотношения $X_{\Pi}(t)/X_{\text{ВХ}}$, когда за интервал дискретизации выходных импульсов ПНЧ интегральная величина от $X_{\Pi}(t)$ за период автоколебаний падает. В ОЗД наибольший уровень $\Delta \bar{f}[1]$ (порядка 2 %) наблюдается в зоне $\bar{X}_{\text{ВХ}} < 2,0$, который затем с ростом $\bar{X}_{\text{ВХ}}$ уменьшается до пренебрежимо малой величины.

Для ПНЧ с АМП (рис. 7б) характерным является смещение вправо по оси “ \bar{F} ” границы раздела ОДП и ОЗД из-за уменьшения частоты несущих колебаний ПНЧ по мере увеличения $\bar{X}_{\text{ВХ}}$. В ОДП ошибка $\Delta \bar{f}[1]$ возрастает по причине увеличения соотношения $X_{\Pi}(t)/(A - X_{\text{ВХ}})$, когда чувствительность ПНЧ к динамической составляющей входного сигнала существенно повышается. В ОЗД динамическая ошибка носит ярко выраженный затухающий колебательный характер с ростом частоты \bar{F} . Режим, при котором наступает $\Delta \bar{f}[1] = 0$, является следствием того, что при определенном соотношении $\bar{X}_{\text{ВХ}}$, \bar{A}_{Π} и \bar{F} ошибки преобразования на интервалах t_{2n-1}^* и t_{2n}^* , вызванные сигналом $X_{\Pi}(t)$, имеют разные знаки и взаимно компенсируются за период автоколебаний $T_{0,n}^*$. К числу неблагоприятных для интегрирующего ПНЧ с АМП факторов следует отнести более высокий, чем при АМС (примерно в 2–4 раза), уровень ошибок ПНЧ в ОЗД. Здесь также следует учитывать тот фактор, что при АМП с ростом $\bar{X}_{\text{ВХ}}$ вероятность того, что сигнал $X_{\Pi}(t)$ окажется в ОЗД гораздо выше по срав-

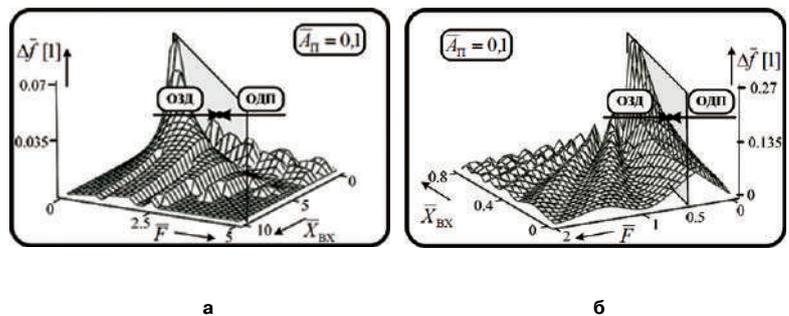


Рис. 7. Пространство динамического состояния для ПНЧ с синфазной (а) и противофазной (б) амплитудной модуляцией

нению с АМС из-за уменьшения частоты несущих автоколебаний ПНЧ.

Таким образом, АМС обеспечивает более низкую погрешность при работе с высокочастотными сигналами и является наиболее приемлемым видом модуляции в интегрирующих развертывающих ПНЧ и АЦП на их основе, предназначенных для систем управления с высоким уровнем помех в каналах передачи информации.

Выводы

1. Одним из путей, позволяющих достичь компромисса между быстродействием и помехоустойчивостью ВП, является метод цифровой обработки данных, когда АЦП формирует код и передает его в систему управления преобразователем синхронно с очередным интервалом дискретизации напряжения сети, определяемым его точками естественной коммутации.

2. Повышение быстродействия при сохранении достаточно высокой помехоустойчивости интегрирующего АЦП с синхронизацией пилообразным напряжением со стороны релейного элемента возможно путем формирования опорной цифровой развертки, длительность которой соответствует интервалу дискретизации ВП. При этом период опорной цифровой развертки разбивается на n -ое число равных интервалов времени, на которых формируется пилообразный сигнал ведущей развертки и соответствующий ему выходной широтно-импульсный сигнал РП. Код числа, пропорционального входному воздействию, передается на выход АЦП по окончании интервала дискретизации ТП как результат обработки n -го числа периодов выходного ШИМ-сигнала РП.

3. АЦП с амплитудно-частотно-импульсной модуляцией обладает повышенной временной и температурной стабильностью характеристик и быстродействием, однако при частоте несущих колебаний выше 10 кГц требует применения операционных усилителей повышенного быстродействия.

4. Наиболее благоприятным видом модуляции в АЦП с АЧИМ является синфазная амплитудная модуляция, обеспечивающая практически неограниченный диапазон изменения входного сигнала, высокую помехоустойчивость и низкий уровень ошибок в области замедленной дискретизации сигнала управления.

Литература

1. *Осинов О. И.* Промышленные помехи и способы их подавления в вентильных электроприводах постоянного тока. – М.: Энергия, 1979. – 80 с.

2. Пат. 2429563 Российская Федерация, МПК7 Н03М 1/02. Реверсивный число-импульсный аналого-цифровой преобразователь / Л.И. Цытович, М. М. Дудкин, А. В. Качалов, Р. М. Рахматулин. – № 2009147981/09; заявл. 23.12.09; опубл. 20.09.11, Бюл. № 26.

3. *Дудкин М. М., Цытович Л. И.* Элементы информационной электроники систем управления вентильными преобразователями: монография. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2011. – 362 с.

4. *Дудкин М. М.* Интегрирующие фазосдвигающие устройства для управления силовыми вентильными преобразователями: диссертация на соискание ученой степени канд. техн. наук. – Челябинск: ЮУрГУ, 2007. – 235 с.

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

6. *Волович Г. И.* Схемотехника аналоговых и аналогово-цифровых электронных устройств. – М.: Издательский дом “Додэка-XXI”, 2005. – 459 с.

7. Активные фильтры / Л. П. Хьюлсман; пер. с англ. под ред. И. Н. Теплюка. – М.: Мир, 1972. – 516 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;

Рахматулин Раис Мухибович, ведущий инженер кафедры ЭПА ЮУрГУ, тел.: 8 (351) 267-93-21;

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

О. Г. Брылина

МНОГОЗОННЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ С РАЗЛИЧНЫМИ ЗАКОНАМИ ШИРОТНО- И ЧАСТОТНО-ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ

О. Г. Брылина

Приводятся результаты сопоставительного анализа качества передачи гармонического сигнала в однотактных и двухтактных многозонных регуляторах (МР) с различными законами модуляции по критерию минимума коэффициента гармоник выходного сигнала. Рассматриваются МР с широтно- и с частотно-широотно-импульсной модуляцией. Приведены структурные схемы, временные диаграммы сигналов регуляторов при гармоническом входном воздействии, основные расчетные соотношения, а также характеристики, полученные в результате моделирования в среде Matlab+Simulink.

Результаты исследований могут представлять интерес для специалистов в области силовой и информационной электроники, электропривода и автоматизации технологических процессов.

Ключевые слова: многозонный регулятор, однотактная модуляция, двухтактная модуляция, широтно-импульсная модуляция, частотно-широотно-импульсная модуляция, коэффициент гармоник, интегратор, релейный элемент, ключевой элемент.

Multi-zone regulators with different types of pulse-width and frequency-pulse-width modulation

The results of a comparative analysis of a transmission quality of the harmonic signal in single-ended and push-pull multi-zone regulators with different types of the modulation are considered in this article. The comparative analysis was made by a minimum of the harmonics factor of the output signal. The multi-zone regulators with pulse-width modulation and frequency-pulse-width modulation are shown. The structure charts of the multi-zone converters, their time diagrams for harmonic input signal, main analytical expressions and characteristics obtained as a result of a modeling in Matlab + Simulink are given.

This article may interest specialists in the field of power and information electronics, of the electric drive and automation of technological processes.

Keywords: multi-zone regulator, single-ended modulation, push-pull modulation, width-pulse modulation, frequency-width-pulse modulation, harmonics factor, integrator, relay element, key element.

Широкий круг устройств автоматики, предназначенных для решения вопросов как измерений и связи, так и управления силовыми регуляторами, основан на способах развертывающего преобразования с широтно- (ШИМ) и частотно-широотно-импульсной модуляцией (ЧШИМ) [1–5]. При этом весьма распространен принцип многоуровневой или многозонной модуляции [6], позволяющий, например, в автономном инверторе напряжения [7, 8] улучшить форму его выходного тока и повысить энергетические показатели системы в целом. При многозонной модуляции максимальный диапазон $\pm A$ выходного сигнала регулятора разделяется на несколько (“ n ”-е число) поддиапазонов (модуляционных зон МЗ), в пределах которых преобразование входного воздействия ХВХ осуществляется в соответствии с заданной модуляционной характеристикой $f_0 = f(X_{ВХ})$, где f_0 – частота выходных импульсов многозонного регулятора (МР) [9]. Переход МР из одной модуляционной зоны в другую осуществляется, когда амплитуда входного сигнала превышает заданное для данной модуляционной зоны значение.

На кафедре электропривода ЮУрГУ (НИУ) предложен сравнительно новый класс интегрирующих МР с ЧШИМ, который позволяет с высокой эффективностью решать целый комплекс технических задач по повышению метрологических и

эксплуатационных характеристик электроприводов с параллельными каналами регулирования [9–12].

Многообразие принципов построения МР [9–12] диктует необходимость сравнительного анализа качества преобразования на их основе динамического, в частности, гармонического сигнала, например, по критерию коэффициента гармоник выходного сигнала, чему и посвящена данная работа. Анализ проводился на базе пакета *Matlab+Simulink* [13].

Структуры и принцип действия многозонных регуляторов

В настоящее время достаточно широко распространены многозонные регуляторы с однотактной (МР-ШИМ1), двухтактной (МР-ШИМ2) широтно-импульсной модуляцией (рис. 1 и рис. 2) [1–3, 6–8], а также одно- и двухтактные регуляторы с частотно-широотно импульсной модуляцией (ЧШИМ) (рис. 3–5) [9–12].

Многозонные регуляторы с широтно-импульсной модуляцией

Регулятор с двухтактной модуляцией МР-ШИМ2, содержит генератор пилообразного напряжения ГПН, сумматоры $\Sigma 1$, $\Sigma 2$, безгистерезисный релейный элемент РЭ (рис. 1а), выходной сигнал которого меняется дискретно в пределах $-A/(p+1) \leq Y_{РЭ}(t) \leq A/(p+1)$ (рис. 1б), и ключевые

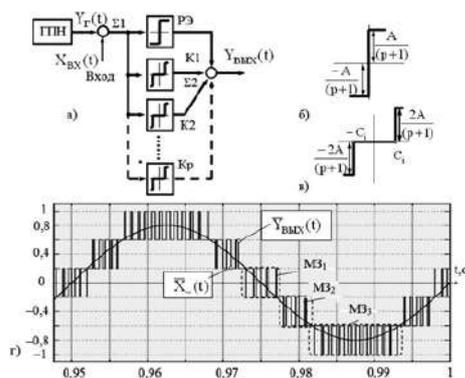


Рис. 1. Структурная схема (а), характеристики “вход–выход” релейного (б) и ключевых (в) элементов и временные диаграммы сигналов (г) МР-ШИМ₂

элементы К1–Кр с зоной нечувствительности $\pm C_i$ (рис. 1в). Пороговые уровни ключевых элементов К1–Кр удовлетворяют условию $|C_1| < |C_2| < \dots < |C_p|$, причем $|C_{(p-1)}| - |C_p| = \dots = |C_2| - |C_1| \Delta C = A_r$, где A_r – амплитуда пилообразного сигнала с выхода ГПН. Амплитуда импульсов на выходе ключей К1–Кр меняется дискретно в пределах $0 \leq Y_{K_i}(t) \leq |2A/(p+1)|$ (рис. 1в), где: $\pm A$ – максимальная амплитуда выходного сигнала $Y_{ВЫХ}(t)$ сумматора Σ_2 ; p – число ключевых элементов МР-ШИМ₂. В такой схеме число модуляционных зон (МЗ) равно $Z = p + 1$. В дальнейшем считаем $p = 2$, что для МР-ШИМ₂ обеспечивает $Z = 3$.

В МР-ШИМ₂ происходит непосредственное сравнение выходного сигнала $Y_r(t)$ ГПН с нулевым или с некоторым заранее заданным пороговым уровнем “ C_i ” с последующей фиксацией момента времени выполнения равенства $Y_r(t) = 0$ или $Y_r(t) = C_i$, путем дискретного изменения знака и/или уровня выходного сигнала $Y_{ВЫХ}(t)$ (рис. 1г).

Диаграммы сигналов “вход–выход” МР-ШИМ₂ при входном нормированном гармоническом воздействии $X_{ВХ}(t) = A \sin \omega t$ с амплитудой $A = |A_{вх}|/A = 0,8$ приведены на рис. 1г. Здесь $\bar{Y}_{ВЫХ} = Y_{ВЫХ}/A$ нормированная амплитуда выход-

ного сигнала МР-ШИМ₂. Из рис. 1 видно, что по мере роста амплитуды входного воздействия происходит последовательное переключений РЭ, К1 и К2 (рис. 1а) в соответствующее по знаку состояние их выходного сигнала, и МР-ШИМ₂ последовательно проходит три модуляционные зоны М31, М32, М33 (рис. 1г). “Внутри” каждой модуляционной зоны скважность выходных импульсов МР-ШИМ₂ определяется уровнем изменения амплитуды $A_{вх}$ входного гармонического сигнала $X_{ВХ}(t)$. Недостатком МР-ШИМ₂ является то, что при отсутствии входного сигнала на его выходе формируются импульсы с амплитудой, соответствующей первой модуляционной зоне М31. Это отрицательно сказывается на энергетических показателях регулятора в целом.

Структура однотактного МР-ШИМ₁ (рис. 2а) отличается от МР-ШИМ₂ (рис. 1а) тем, что из нее исключен РЭ, а его функции принимает на себя ключ К1. Пороговые уровни ключевых К1–Кр удовлетворяют ранее принятым условиям $|C_1| < |C_2| < \dots < |C_p|$ и $|C_{(p-1)}| - |C_p| = |C_1| - |C_2| = \Delta C = A_r$ (рис. 1в, рис. 2б). Импульсы на выходе ключей К1–Кр меняются дискретно в пределах $0 \leq Y_{K_i}(t) \leq |A/p|$ (рис. 2б), а число модуляционных равно $Z = p$. Как и ранее принимаем $p = Z = 3$.

При нулевом входном сигнале, в отличие от МР-ШИМ₂, импульсы на выходе МР-ШИМ₁ отсутствуют (рис. 2б), так как выходной сигнал ГПН находится “внутри” порогов переключения $\pm C_i$ ключа К1. По мере роста входного сигнала импульсы первой модуляционной зоны М31, имеют однополярный характер (рис. 1г), что, в конечном итоге, повышает к.п.д. регулятора в целом.

Многозонные регуляторы с частотно-широотно-импульсной модуляцией

Базовой структурой ЧШИМ регулятора обладает двухтактный многозонный регулятор с частотно-нулевым сопряжением модуляционных зон (МР-НС₂) (рис. 3а) [9]. МР-НС₂ представляет собой замкнутую интегрирующую автоколебательную систему на основе сумматоров Σ_1, Σ_2 , интегратора И с постоянной времени ТИ и группы из нечетного числа $n \geq 3$ релейных элементов РЭ1...РЭn с симметричными относительно “нуля” порогами переключения (рис. 3б), удовлетворяющими условию $|\pm b_1| < |\pm b_2| < \dots < |\pm b_n|$. Здесь индекс при “b” соответствует порядковому номеру РЭ. Амплитуда выходных импульсов каждого из РЭ_i меняется в пределах $\pm A/n$. Максимальное значение выходного сигнала МР-НС₂ равно $\pm A$. В режиме автоколебаний всегда находится РЭ с минимальным значением порогов переключения, в данном случае РЭ1. Остальные РЭ работают в статическом состоянии A/n или $-A/n$. В дальнейшем ограничимся числом $n = 5$, что, в соответствии с выражением $Z = (n + 1)/2 = 3$, обеспечивает в МР-НС₂, три модуляционные зоны М31, М32, М33 (рис. 2в).

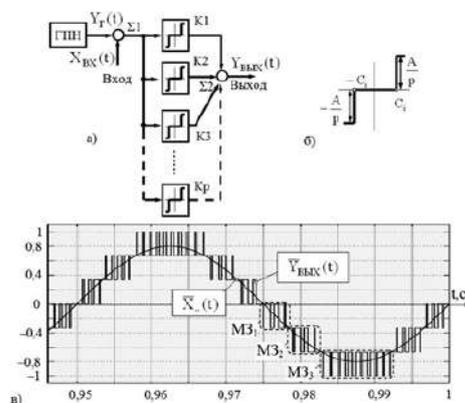


Рис. 2. Структурная схема (а), характеристика “вход – выход” ключевых элементов (б) и временные диаграммы сигналов (в) МР-ШИМ₁

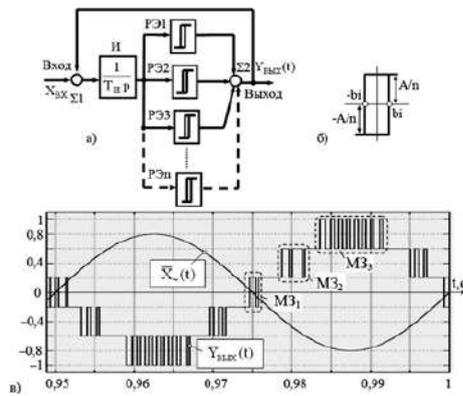


Рис. 3. Структурная схема (а), характеристика “вход – выход” релейных элементов (б) и временные диаграммы сигналов (в) МР-НС₂

Недостатком МР-НС₂ является то, что при смене модуляционных зон система проходит характерные точки с нулевым значением частоты автоколебаний (режим частотно-нулевого сопряжения модуляционных зон) [9, 10]. При этом, для малых динамических приращений входного сигнала, в окрестностях перехода системы из одной модуляционной зоны в другую резко ограничивается полоса пропускания регулятора.

Решение данной проблемы достигается в МР с частотно-импульсным сопряжением модуляционных зон МР-ЧС₂ [14]. Простейший вариант параметрического частотно-импульсного сопряжения организуется с помощью элемента задержки ЭЗ, включенного на входе РЭ1 (рис. 4а) [14]. В результате в окрестностях границы раздела модуляционных зон возникает режим, когда в состоянии автоколебаний оказываются сразу два релейных элемента РЭ1 и РЭ2, а выходные импульсы регулятора “захватывают” как предыдущую, так и последующую модуляционные зоны (рис. 4в).

Для реализации одноконтурной модуляции в схему МР-НС₂ (рис. 3а) вводится канал преобразования биполярных импульсов в однополярные на основе сумматора Σ3, интегратора И2 и ключевого элемента КЭ с зоной нечувствительности ±С, а также инвертор Ин. (рис. 5а).

При нулевом значении входного сигнала на выходе РЭ1 присутствуют биполярные импульсы равной длительности, при этом выходной сигнал второго интегратора И2 имеет форму симметричной “пилы” с амплитудой, равной зоне нечувствительности ±С ключа КЭ. В результате импульсы YВЫХ(t) на выходе МР-НС₁ отсутствуют.

Под действием входного сигнала изменяется скважность выходных импульсов РЭ1, и выходной сигнал И2 смещается “вертикально” в сторону, противоположную знаку постоянной составляющей выходных импульсов РЭ1. Как только выходной сигнал И2 достигает порога –С, ключ КЭ открывается и на его выходе появляется импульс с

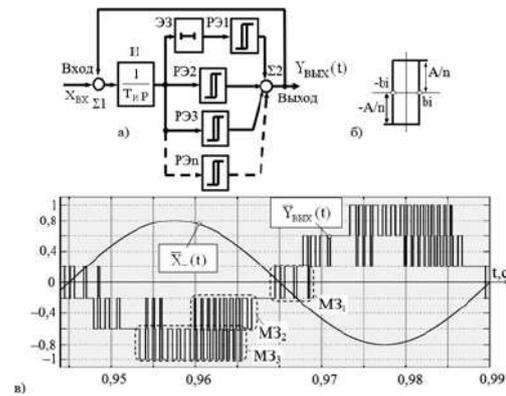


Рис. 4. Структурная схема (а), характеристика “вход – выход” релейных элементов (б) и временные диаграммы сигналов (в) МР-ЧС₂

амплитудой, равной амплитуде выходного сигнала РЭ1. При этом амплитуда сигнала на выходе И2 ограничивается на уровне зоны нечувствительности КЭ. Инвертор Ин. изменяет знак выходного сигнала ключевого элемента КЭ. В итоге на выходе сумматора Σ4 появляется однополярный импульс, знак которого определяется знаком входного сигнала МР-НС₁ (рис. 5г). Здесь число модуляционных зон “Z” соответствует числу “n” релейных элементов.

Качественный вид модуляционных характеристик $f_0 = f(\bar{X}_{ВХ})$ рассмотренных регуляторов показан на рис. 6. Здесь:

$$\bar{f}_0 = f_0 / f_{0|X_{ВХ}=0}$$

нормированное значение частоты f_0 выходных импульсов МР относительно частоты $f_{0|X_{ВХ}=0}$ этих импульсов при нулевом значении входного воздействия. Для МР-ШИМ_{1,2} в качестве базового значения $f_{0|X_{ВХ}=0}$ принята частота выходного сигнала

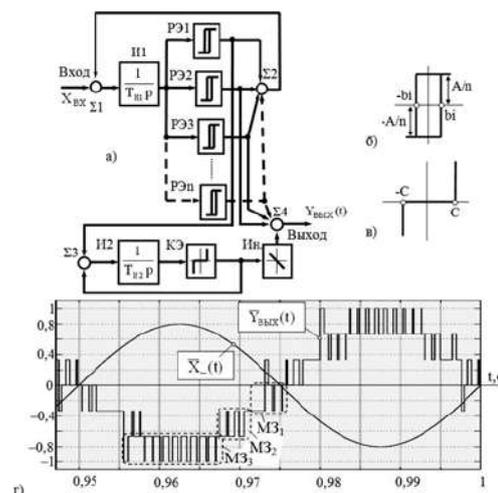


Рис. 5. Структурная схема (а), характеристика “вход – выход” релейных (б) и ключевого элемента (в) и временные диаграммы сигналов (г) МР-НС₁

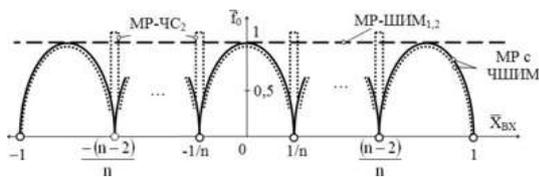


Рис. 6. Модуляционные характеристики многозонных регуляторов

ла ГПН, а для МР с ЧШИМ (МР-НС_{1,2} и МР-ЧС₂) – частота выходных импульсов РЭ1.

Для МР-ШИМ_{1,2} частота f_0 не зависит от входного сигнала, а для МР с ЧШИМ (в МР-ЧС₂ и МР-НС_{1,2}) изменяется по квадратичному закону. Регулятор класса МР-ЧС₂ на границе раздела основных модуляционных зон имеет “стыковочную” модуляционную зону, проявляющую себя в виде “всплеска” частоты несущих колебаний МР. Амплитуда и длительность этого “всплеска” зависит от величины задержки, вносимой ЭЗ (рис. 4 а).

Теоретическая часть

В соответствии с ГОСТ 13109-97 [15] качество выходного сигнала импульсных преобразователей оценивают по коэффициенту гармоник, определяемого по формуле

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} A_{(k)}^2}}{A_{(1)}}, \tag{1}$$

где $A_{(1)}$ и $A_{(k)}$ – амплитуда первой и k -ых гармоник выходного сигнала МР.

Анализ проводился в среде *Matlab+Simulink* [13] в соответствии с выражением (1) для диапазона частот $\bar{f} \leq 0,1$, что соответствует реальной полосе пропускания МР с ШИМ и ЧШИМ, при гармоническом входном воздействии [16, 17]. Здесь

$$\bar{f} = \left| \frac{f}{f_{0|X_{ВХ}=0}} \right|$$

нормированное значение частоты f гармонического входного сигнала $X(t)$.

Как показал анализ, при “малых” значениях амплитуды $\bar{A} \leq 0,1$ характеристики $K_{\Gamma} = f(\bar{f})$ для всех типов многозонных регуляторов практически идентичны. Это является следствием того, что в данном диапазоне входного сигнала модуляционные характеристики этих регуляторов мало чем отличаются друг от друга (рис. 6).

На рис. 7 показаны зависимости $K_{\Gamma} = f(\bar{f})$ при гармоническом воздействии с амплитудой $\bar{A} = 0,8$, что соответствует работе регуляторов в режиме “большого” сигнала, захватывающего все модуляционные зоны (рис. 1–5), число которых для всех рассмотренных МР было принято равным трем.

Выводы

Наилучшими показателями обладают МР-ШИМ_{1,2}, а наихудшими – МР-НС₂. Последнее обусловлено тем, что, с ростом амплитуды динамического входного сигнала частота следования выходных импульсов в МР-НС₂ падает (что характерно для ЧШИМ регуляторов), а переход из одной модуляционной зоны в другую сопровождается задержкой, обусловленной временем переключения соответствующего из релейных элементов РЭ2, РЭ3. В МР-ЧС₂, благодаря наличию “стыковочной” характеристики на границе раздела модуляционных зон, коэффициент КГ на 5–10% меньше, чем в МР-НС₂. МР-НС₁ занимает промежуточное положение между регуляторами с широтно-импульсной модуляцией и МР-НС₂.

Однако, следует иметь ввиду, что МР-НС_{1,2} и МР-ЧС₂ являются замкнутыми системами с интегратором в прямом канале регулирования, что обеспечивает высокую помехоустойчивость систем управления на их основе [9–12, 18–23].

Литература

1. High-speed three-dimensional shape measurement for dynamic scenes using bi-frequency tripolar pulse-width-modulation fringe projection Original. / Chao Zuo, Qian Chen, Guohua Gu, Shijie Feng, Fangxiaoyu Feng, Rubin Li, Guochen Shen // Optics and Lasers in Engineering, In Press, Corrected Proof, Available online, 22 March, 2013.
2. Modeliranje i operativno testiranje modulacije sirine impulsa kod vremena ubrizgavanja za motor paljen pomocu svjecice [Modelling and operational testing of pulse-width modulation at injection time for a spark-ignition engine] / I. Hiticas, D. Marin, L. Mihon // Tehnicki Vjesnik 20 (1). 2013. – PP. 147–153.
3. Преобразователи электрических параметров для систем контроля и измерения / А. И. Мартяшин, Э. К. Шахов, В. М. Шляндин. – М.: Энергия, 1967. – 390 с.

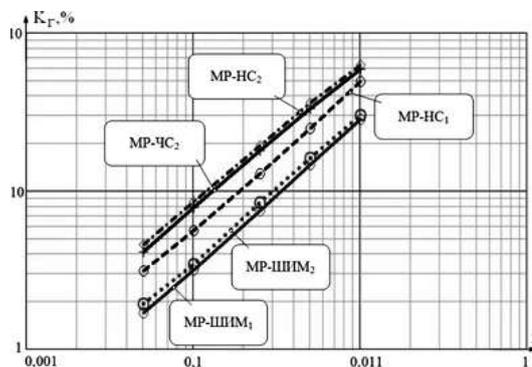


Рис. 7. Зависимость коэффициента гармоник выходного сигнала многозонного регулятора от относительной частоты гармонического входного воздействия

4. Параметрическая оптимизация частотно-регулируемых электроприводов / Ю. С. Усынин, С. П. Лохов, М. А. Григорьев, А. Н. Шишков, С. П. Лохов, А. М. Журавлев // Вестник ЮУрГУ. Серия "Энергетика". – 2012. № 37, С. 30–33.
5. Усынин Ю. С. Вентильный электропривод с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / Ю. С. Усынин, М. А. Григорьев, А. Н. Шишков // Электротехника. – №3. – 2013, С. 37–43.
6. Кобзев А. В. Многозонная импульсная модуляция. Теория и применение в системах преобразования параметров электрической энергии. – Новосибирск, Наука, 1979. 304 с.
7. Кумаков Ю. А. Импульсные регуляторы постоянного напряжения для питания многоуровневых инверторов / Новости электротехники. №4 (40) 2006.
8. Новый алгоритм широтно-импульсной модуляции выходного напряжения трехфазного автономного инвертора с нейтральной точкой / В. И. Сенько, С. А. Лебеденко, А. П. Калиниченко, Фан Куок Зунг, Фан Хуанг Винь // Техническая электродинамика. – 1994. – № 1, С. 13 – 18.
9. Брылина О. Г. Статические и динамические спектральные характеристики многозонного преобразователя с частотно-широотно-импульсной модуляцией / О. Г. Брылина // Вестник ЮУрГУ. Серия "Энергетика". – 2013. – Вып. 13. – № 1. – С. 70–79.
10. Цытович Л. И. Адаптивная интервало-кодовая двоично-десятичная интегрирующая синхронизация систем управления силовыми вентильными преобразователями / Л. И. Цытович, О. Г. Брылина, М. М. Дудкин, Р. М. Рахматулин // Электротехника. – № 3. 2013, С. 8–15.
11. Цытович Л. И. Система непрерывного контроля сопротивления изоляции электротехнических изделий в процессе их термической сушки / Л. И. Цытович, Р. М. Рахматулин, О. Г. Брылина, М. М. Дудкин, А. Ю. Мыльников, В. А. Тюгаев, А. В. Тюгаев // Промышленная энергетика. 2013, № 1, С. 24–28.
12. Цытович Л. И. Аналого-цифровой преобразователь с интегрирующей синфазной амплитудно-частотно-импульсной модуляцией для систем вентильного электропривода / Л. И. Цытович, О. Г. Брылина, М. М. Дудкин, Р. М. Рахматулин, А. В. Тюгаев // Электротехника. – 2013. – № 5, С. 10–15.
13. Гельман М. В. Исследование устройств силовой электроники с помощью имитационного моделирования / М. В. Гельман, О. Г. Брылина // Вестник МГТУ им. Г. И. Носова, Магнитогорск, 2013. № 3(43), С. 91–94.
14. А.с. 1280399 СССР, G06G7.12. Развертывающийся преобразователь / Л.И. Цытович, -№3831691/07; заявл. 26.12.84; опубл. 30.12.86, Бюл. № 48.
15. ГОСТ 13109-97. Электрическая энергия. Электромагнитная совместимость. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. – М.: Госстандарт, 1998.
16. Bissell C. Vladimir Aleksandrovich Kotelnikov: pioneer of the sampling theorem, cryptography, optimal detection, planetary mapping... History of Communications. Communications Magazine, IEEE. 2009. – № 10, pp. 24–32.
17. Хьюлсман Л. П. Активные фильтры / Пер. с англ. под ред. И.Н. Теплока. – М.: Мир, 1972. – 516 с.
18. Пат. 2275723 С1. Российская Федерация. МПК H02H 3/24, H02H 7/00. Устройство защиты тиристорного преобразователя / Цытович Л. И., Дудкин М. М., Терещина О. Г. –№ 2005100929/09; заявл. 17.01.2005; опубл. 27.04.2006, Бюл. №12. –7с.
19. Пат. 2312452 С1. Российская Федерация. МПК H02P 5/46. Система управления группой электроприводов водных насосов (или МРП с фильтрами на выходе) Цытович Л. И., Терещина О. Г. Дудкин М. М., –2006119760/09; заявл. 05.06.2006; опубл.10.12.2007, Бюл. № 34. – 12 с.
20. Пат 2490685 Российская Федерация. G05B 11/28, H02M 5/293. Частотно-широотно-импульсный регулятор переменного напряжения с симметрированной нагрузкой (и с синхронизацией ключей) / Цытович Л. И., Брылина О. Г., Дудкин М. М., Тюгаев А. В. –№ 2012134225/08; заявл. 09.08.2012; опубл. 20.08.2013, Бюл. №23. –13с. – (5 очередь).
21. Пат 2460134 Российская Федерация. G06G7/12 (2006.01), H03M 1/00(2006.01). Аналого-цифровой датчик нулевого тока / Цытович Л. И., Брылина О. Г., Рахматуллин Р. М., Дудкин М. М. –№ 2011127883/08; заявл. 06.07.2011; опубл.27.08.2012, Бюл. №24. –10 с.
22. Синтез системы управления электроприводом с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / Ю. С. Усынин, А. Н. Шишков, С. П. Лохов, М. А. Григорьев, С. П. Гладышев, А. Н. Горожанкин // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Энергетика. 2012. № 37. С. 38–41.
23. Пульсации электромагнитного момента в электроприводе с синхронным реактивным двигателем независимого возбуждения / Т. А. Козина, А. Н. Шишков, А. Н. Горожанкин, А. Е. Бычков, Е. В. Белоусов, А. М. Журавлев, Д. А. Сычев // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Энергетика. 2013. Т.13 № 1. С. 103–110.

Брылина Олеся Геннадьевна, к. т. н., доцент кафедры Электропривода и автоматики промышленных установок Южно-Уральского государственного университета, г. Челябинск, телефон: 8(351) 267-93-21, e-mail: teolge@mail.ru.

Г. С. Мыцык

ОБ ОСОБЕННОСТЯХ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КПД ТРЕХФАЗНОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ ПО МОСТОВОЙ СХЕМЕ

G. S. Mytsyk

Работа трехфазного инвертора напряжения (ТИН) при активно-индуктивной нагрузке до определенного значения $\cos\varphi$ нагрузки характеризуется внутренней циркуляцией реактивного тока нагрузки, что сопровождается небалансом полных мощностей по его выходу и входу и не позволяет использовать традиционный подход к определению его КПД. С учетом этого предложен другой подход, обеспечивающий корректное решение данной задачи. Для простейшего алгоритма управления ТИН предложена упрощенная методика получения модельного описания процессов в нем, которое основано на использовании метода основной гармоники и необходимо при системном проектировании.

Ключевые слова: инвертор напряжения, алгоритм управления, небаланс мощностей, коэффициент полезного действия (КПД), модельное описание процессов, метод основной гармоники, обеспечение системного проектирования.

The features of the efficiency determination of three-phase voltage inverter bridge circuit

The operation of Three-phase Voltage Inverter (TVI) with active-inductive load up to a certain value of load $\cos\varphi$ is characterized by internal circulation of reactive load current, which is accompanied by unbalance of apparent (total) power on the input and output of the inverter and does not allow to use traditional method of its efficiency determination. Therefore, in this paper a new method ensuring the correct solution of this problem is offered. For the simple control algorithm of TVI, the simple method of model description based on the use of fundamental harmonic method for the processes in its, which is necessary for systematic design, is suggested.

Keywords: voltage inverter, control algorithm, unbalance power, efficiency, model description of processes, method of the fundamental harmonic, systematic design support.

При разработке и проектировании электронных и машинно-электронных генерирующих систем, включающих в себя несколько силовых преобразующих звеньев, в том числе инверторы, с целью получения наилучших показателей качества системы, приходится решать задачи оптимального согласования характеристик этих звеньев. Между тем, несмотря на широкую известность и изученность трехфазного инвертора напряжения (ТИН), который является одним из наиболее часто применяемых устройств (о котором здесь и пойдет речь), не все необходимые для его проектирования задачи в технической литературе решены и освещены в должной мере. В частности, особенности расчета КПД инверторов, и ТИН в том числе, как показывает практика, часто ускользают из поля зрения разработчиков. И это не случайно. Опыт показывает, что имеются на то причины. Целью настоящей статьи является изложение особенностей определения КПД ТИН и рассмотрение сопутствующих этому вопросов. Для иллюстрации процессов в нем используются результаты их имитационного компьютерного моделирования (ИКМ).

Рассмотрим часто используемый на практике случай, когда симметричная RL нагрузка ТИН соединена по схеме “звезда”. На первом этапе исследования сопротивления его ключевых элементов в проводящем их состоянии учитывать не будем. Его выходное фазное напряжение здесь имеет форму “пьедестал” с максимальным значением U_{2m} и в виде ряда Фурье определяется так:

$$u_{2j}(t) = \frac{3}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{U_{2m}}{6k \mp 1} \sin \left[(6k \mp 1)\omega t - (j-1)\frac{2\pi}{3} \right], \quad (1)$$

где $U_{2m} = 2E_{\Pi}/3$, а E_{Π} – напряжение источника постоянного тока; $j = 1; 2; 3$ – фазовый индекс (для фазы “А” → 1, для фазы “В” → 2, для фазы “С” → 3), ω – угловая частота основной гармоники выходного напряжения.

Фазный ток при этом описывается следующей моделью:

$$i_{2j}(t) = \frac{3}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{U_{2m}}{(6k \mp 1)Z_{(6k \mp 1)}} \sin \left\{ (6 \mp 1) \times - \right. \\ \left. \times \left[\omega t - (j-1)\frac{2\pi}{3} \right] - \varphi_{2(6k \mp 1)} \right\}, \quad (2)$$

где $Z_{(6k \mp 1)} = R_2 + j(6k \mp 1)\omega L_2$ – комплексное сопротивление для гармоники тока с номером $6k \mp 1$; $\varphi_{2(6k \mp 1)}$ – фазовый угол этой гармоники тока.

Для исследования баланса (и небаланса) мощностей по входу и выходу ТИН здесь используется зарекомендовавший себя в инженерной практике, как наиболее простой аппарат исследования, – метод основной гармоники. Обратим внимание при этом на тот факт, что при анализе процессов в нем этот метод дает более точные результаты по сравнению, например, с однофазным инвертором напряжения даже при чисто активной нагрузке, что объясняется более качественным потреблением (с меньшими искажениями) тока от источника питания, что

обусловлено иной структурно-алгоритмической организацией ТИН.

Модельное описание потребляемого ТИН тока

Известно, что потребляемый ТИН ток представляет собой периодическую функцию с частотой повторения импульсов, равной 6ω [1] – рис. 1г, причем этот импульс, характеризующий период функции, может быть упрощенно описан фрагментом основной гармоники выходного тока, например, фазы “А”:

$$i_{2(1)A}(t) = I_{2(1)m} \sin(\omega t - \varphi_{2(1)}) \quad (3)$$

на его интервале $\pi/3 \dots 2\pi/3$. С учетом этого постоянная составляющая потребляемого ТИН тока может быть представлена так:

$$\begin{aligned} I_{П(1)0} &= \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} I_{2(1)m} \sin(\theta - \varphi_{2(1)}) d\theta \\ &= \frac{3}{\pi} I_{2(1)m} \cos \varphi_{2(1)}. \end{aligned} \quad (4)$$

В качестве проверки полученной модели на адекватность посмотрим, удовлетворяет ли она двум граничным условиям. При чисто активной нагрузке угол $\varphi_{2(1)} = 0$ и ток равен:

$$I_{П(1)0} = \frac{3}{\pi} I_{2(1)m} = 0,955 I_{2(1)m}. \quad (5)$$

Этот результат меньше истинного значения лишь на 4,5%, что для инженерных расчетов приемлемо. Однако, точность, обеспечиваемая моделью (5), будет тем выше, чем угол $\varphi_{2(1)}$ больше, поскольку форма тока нагрузки при этом все больше приближается к синусоидальной. В частности, при $\varphi_{2(1)} = \pi/2$ ток $I_{П(1)0} = 0$, что полностью соответствует реальным процессам. Таким образом, нет оснований для недоверия к модели (4) – она при принятых допущениях удовлетворяет критерию адекватности. Проверим модель (4) также на удовлетворение ее критерию энергетического баланса. При отсутствии в ТИН функции регулирования напряжения потребляемый ток представляет собой непрерывную (неразрывную, то есть без нулевых пауз) функцию, и поэтому мощность, потребляемая ТИН по основной гармонике с учетом (4), определяется так:

$$P_{П(1)0} = E_{П} I_{П(1)0} = \frac{3}{\pi} E_{П} I_{2(1)m} \cos \varphi_{2(1)}. \quad (6)$$

При этом активная составляющая выходной мощности ТИН (также по основной гармонике) имеет аналогичный вид:

$$\begin{aligned} P_{2(1)\Sigma} &= 3U_{2(1)} I_{2(1)} \cos \varphi_{2(1)} = \\ &= 3 \frac{2E_{П}}{3\pi\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{2(1)m}}{\sqrt{2}} \cos \varphi_{2(1)} = \\ &= \frac{3}{\pi} E_{П} I_{2(1)m} \cos \varphi_{2(1)}. \end{aligned} \quad (7)$$

Здесь действующее значение основной гармоники напряжения $U_{2(1)}$ определено на основе использования модели выходного напряжения (1).

Вывод: из сравнения (6) и (7) видно, что критерий энергетического баланса выполняется, следовательно, выше приведенное модельное описание (при принятых допущениях) удовлетворяет требованию адекватности.

Небаланс полных мощностей по выходу и входу ТИН

Баланс полных мощностей по входу и выходу ТИН при угле нагрузки $\varphi_{2(1)} \neq 0$ не выполняется. Покажем это. Полную выходную мощность ТИН (с учетом только основной гармоники) найдем, используя модель (7):

$$\begin{aligned} S_{2(1)\Sigma} &= 3U_{2(1)} I_{2(1)} = 3 \frac{2E_{П}}{3\pi\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{2(1)m}}{\sqrt{2}} = \\ &= \frac{3}{\pi} E_{П} I_{2(1)m} = 0,955 E_{П} I_{2(1)m}. \end{aligned} \quad (8)$$

При этом действующее значение тока на входе ТИН определяется так:

$$\begin{aligned} I_{П(1)} &= \sqrt{\frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} [I_{2(1)m} \sin(\theta - \varphi_{2(1)})]^2 d\theta} = \\ &= I_{2(1)m} \sqrt{\frac{3}{2\pi} \left[\frac{\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos 2\varphi_{2(1)} \right]}. \end{aligned} \quad (9)$$

Найдем значение этого тока для нескольких значений угла $\varphi_{2(1)}$

$$\text{При } \varphi_{2(1)} = 0 \text{ ток } I_{П(1)} = 0,956 \cdot I_{2(1)m}; \quad (9a)$$

$$\varphi_{2(1)} = \pi/6 \text{ ток } I_{П(1)} = 0,841 \cdot I_{2(1)m}; \quad (9б)$$

$$\varphi_{2(1)} = \pi/3 \text{ ток } I_{П(1)} = 0,541 \cdot I_{2(1)m}; \quad (9в)$$

$$\varphi_{2(1)} = \pi/2 \text{ ток } I_{П(1)} = 0,294 \cdot I_{2(1)m}. \quad (9г)$$

Поскольку коэффициент использования напряжения питания в данной схеме ТИН равен 1 (то есть когда нулевые паузы в потребляемом токе отсутствуют), то полная мощность по входу будет равна:

$$P_{П(1)} = E_{П} \cdot I_{П(1)}. \quad (10)$$

Подставляя в (10) значения тока $I_{П(1)}$ из (9б), (9в), (9г), получим, что во всех трех случаях выполняется следующее неравенство:

$$P_{П(1)} < 3S_{2(1)}. \quad (11)$$

Следовательно, имеет место небаланс полных выходной и входной мощностей, и, следовательно, **его КПД не может быть рассчитан по традиционной методике**, так как при этом оказывается больше 1. Данный факт небаланса объясняется тем, что в ТИН (в частности, с рассматриваемым здесь простейшим π алгоритмом управления ключами) имеет место внутренняя циркуляция реактивной мощности

между фазами нагрузки через ключевые элементы ТИН. Что касается случая (9а), когда $\varphi_{2(1)} = 0$, то здесь из-за принятого упрощения в модельном описании выходного тока ТИН форма потребляемого тока имеет вид не постоянного тока (который реально должен иметь место), а близкий к нему по форме вид шестипульсного выпрямленного тока, и поэтому неравенство (11) превращается практически в равенство $P_{П(1)} \approx 3S_{2(1)}$ (с точностью 4,5%).

Таким образом, расчет КПД традиционным способом – через полные выходную и входную мощности, возможен только при чисто активной нагрузке. Причем в этом случае не требуется использование метода основной гармоники – баланс полных мощностей здесь просто и точно доказывается при использовании метода мгновенных значений.

Алгоритм расчета КПД ТИН при RL нагрузке

Решение данной задачи возможно двумя путями, и оба они сводятся к определению потерь в транзисторах и диодах ТИН. Таким образом, на данном этапе допущение об идеальности ключевых элементов ТИН снимается. *Первый путь* заключается в использовании мгновенных значений протекающего через ключевой элемент ТИН тока – $i_j(t)$, и падения напряжения на нем от этого тока – $\Delta u_j(t)$, в соответствии со следующей известной моделью:

$$\Delta P_j = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_j(\theta) \cdot \Delta u_j(\theta) d\theta, \tag{12}$$

где j – индекс, обозначающий исследуемый элемент.

Процедура (12) легко реализуется компьютерными средствами моделирования ТИН в его рабочем режиме. При этом в модели ТИН должны использоваться модели реальных транзисторов и диодов. Точность результатов моделирования при этом определяется степенью адекватности моделей этих элементов.

Второй путь заключается в использовании действующих значений токов через элементы – I_j и падений напряжений на них – ΔU_j , которые определяются следующими выражениями:

$$I_j = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\Delta\theta} i_j^2(\theta) d\theta}, \tag{13}$$

$$\Delta U_j = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\Delta\theta} \Delta u_j^2(\theta) d\theta}, \tag{14}$$

где $\Delta\theta$ – интервал, на котором ключевой элемент проводит ток.

При простых алгоритмах управления ТИН расчет этих величин при определенных допущениях может быть выполнен вручную. Для примера

определим их для ТИН с π алгоритмом управления при RL нагрузке, когда ключи каждой из трех его стоек переключаются противотактно с частотой ω . С целью упрощения ток нагрузки по-прежнему представим основной гармоникой в соответствии с (3). Тогда модели действующего значения тока через транзисторы ТИН и его диоды (для первой стойки ключей) будут иметь соответственно следующий вид:

$$I_{VT(1)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\varphi_{2(1)}}^{\pi} [I_{2(1)m} \sin(\theta - \varphi_{2(1)})]^2 d\theta} = \frac{I_{2(1)m}}{2} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\pi - \varphi_{2(1)} + \frac{1}{2} \sin 2\varphi_{2(1)} \right)}, \tag{15}$$

$$I_{VD(1)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\varphi_{2(1)}} [I_{2(1)m} \sin(\theta - \varphi_{2(1)})]^2 d\theta} = \frac{I_{2(1)m}}{2} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\varphi_{2(1)} - \frac{1}{2} \sin 2\varphi_{2(1)} \right)}. \tag{16}$$

Полученные модели удовлетворяют граничным условиям (в частности, при предельном значении угла $\varphi_{2(1)} = \pi/2$ эти токи равны: $I_{VT(1)} =$

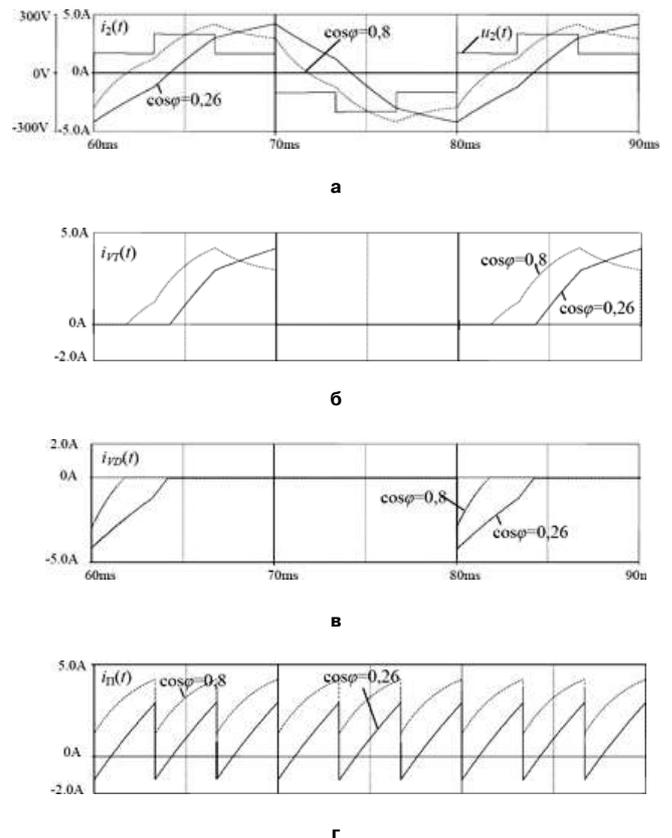


Рис. 1. Результаты имитационного компьютерного моделирования ТИН при 2-х значениях $\cos\varphi$ (0,8 и 0,23): а – $u_2(t)$, $i_2(t)$ – напряжение и ток на выходе ТИН; б – $i_{VT}(t)$ – ток через транзистор; в – $i_{VD}(t)$ – ток через диод; г – $i_{П}(t)$ – потребляемый ток ТИН

$= I_{VD(1)} = 0,3535 I_{2(1)m}$, что фактически и должно быть) и, следовательно, они могут быть рекомендованы для расчетов.

Для МДП транзисторов в каталожных данных приводятся значения их сопротивлений R_{on} в проводящем состоянии. Поэтому потери в них должны определяться с учетом того, что это сопротивление участвует в рабочем процессе лишь на интервале открытого состояния транзисторов – θ_{on} . Этот факт должен быть учтен путем введения скважности работы транзистора:

$$s = \frac{2\pi}{\theta_{on}} = \frac{2\pi}{\pi - \varphi_{2(1)}}. \quad (17)$$

В таком случае потери в полевом транзисторе с учетом того, что в токе (15) скважность уже учтена, могут быть представлены следующей моделью:

$$\Delta P_{VT(1)} = I_{VT(1)}^2 \cdot \frac{R_{on}}{s}. \quad (18)$$

Для IGBT в каталожных данных приводятся значения падения напряжения на них в проводящем состоянии ΔU_{VTon} . Поэтому потери здесь также должны рассчитываться с учетом скважности (17), но уже (для действующего значения этой величины) в несколько ином виде:

$$\Delta P_{VT(1)} = I_{VT(1)} \cdot \frac{\Delta U_{VTon}}{\sqrt{s}}. \quad (19)$$

Потери в диодах определяются аналогично (19) с использованием модели (16) и паспортного значения падения напряжения на нем, взятого из каталожных данных:

$$\Delta P_{VD(1)} = I_{VD(1)} \cdot \frac{\Delta U_{VDon}}{\sqrt{s}}. \quad (20)$$

Полученное модельное описание процессов в ТИН позволяет определить его КПД (с учетом только основных гармоник напряжения и тока):

$$\eta_{тин(1)} = \frac{S_{2(1)\Sigma}}{S_{2(1)\Sigma} + 6(\Delta P_{VT(1)} + \Delta P_{VD(1)})}. \quad (21)$$

При более сложных алгоритмах управления ТИН, например, при алгоритмах с ШИМ, КПД по модели (21) наиболее целесообразно определять на основе ИКМ [3]. При этом индекс (1), указывающий на основную гармонику при соответствующих величинах в (21), естественно, опускается:

$$\eta_{тин} = \frac{S_{2\Sigma}}{S_{2\Sigma} + 6(\Delta P_{VT} + \Delta P_{VD})}. \quad (22)$$

Хотя предложенная модель и адекватно отражает физическую суть понятия КПД ТИН, тем не менее, здесь требуются некоторые комментарии. Первый момент заключается в том, что полная выходная мощность ТИН является для него полезной, то есть реактивная составляющая тока на эффективность его работы негативного влияния, по сути, не оказывает (если не брать во внимание перераспределение потерь между транзисторами и диодами при изменении угла $\varphi_{2(1)}$). Второй момент, состоит в том, что потери в его ключевых элементах, определяемые также полным током нагрузки, имеют размерность в Вт, а полная выходная мощность – размерность в ВА. Для исключения этого формального несоответствия логично здесь в обеих величинах использовать одинаковое обозначение размерностей – или ВА, или Вт. Последнее более логично, поскольку разделение полного тока на активную и реактивную его составляющие носит условный характер и имеет смысл только для определенного типа потребителей, полезная работа которых определяется только активной составляющей тока. Для ТИН такое разделение не имеет смысла, поскольку для него преобразование постоянного напряжения в переменное независимо от значения угла $\varphi_{2(1)}$ является полезной работой.

Можно добавить еще следующее. Более точное, но и более сложное модельное описание токов через ключевые элементы ТИН приведено, например, в [2]. Преимущество использованного здесь метода основной гармоники не только в значительном упрощении анализа процессов в ТИН (при приемлемой точности), но и с учетом того, что этот метод используется в подавляющем большинстве случаев анализа и проектирования электрических машин, то при системном проектировании машинно-электронных генерирующих систем он обеспечивает необходимую совместимость модельных описаний ее силовых преобразующих звеньев.

Выводы

1. Показано, что в результате небаланса полных мощностей по выходу и входу в трехфазном инверторе напряжения (ТИН), который обусловлен известным процессом внутренней циркуляции реактивного тока активно-индуктивной нагрузки, данное свойство не позволяет определить его КПД по традиционной методике.

2. Предложена методика определения КПД ТИН, основанная на определении его полной выходной мощности и потерь на его ключевых элементах от полного тока.

3. Для ТИН с простейшим ω -алгоритмом управления предложено пригодное (по точности) для инженерной практики модельное описание процессов в нем, необходимое для определения его КПД.

4. Предложенный подход к определению КПД может быть использован во всех вариантах структурно-алгоритмической организации инверторов, в которых имеет место внутренняя циркуляция реактивного тока нагрузки.

Литература

1. *Хасаев О. И.* Транзисторные преобразователи напряжения и частоты. – М.: Наука, 1966. – 176 с.

2. *Косов О. А., Хасаев О. И.* Полностью управляемые тиристоры в устройствах автоматики. – М.: Энергия, 1970. – 113 с.

3. *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 диссертации на соискание ученой степени к. т. н. – М.: НИУ “МЭИ”, 2013. – 20 с.

Мыцык Геннадий Сергеевич, д. т. н., профессор кафедры “Электротехнические комплексы автономных объектов” (ЭКАО) МЭИ, тел.: +7(916) 967-39-73, e-mail: MytsykGS@mpei.ru.

Хлаинг Мин У

УПРОЩЕННАЯ МЕТОДИКА РАСЧЕТА ХАРАКТЕРИСТИК РЕГУЛИРУЕМОГО ШИРОТНЫМ СПОСОБОМ ОДНОФАЗНОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ

Hlaing Min Oo

Simplified method for calculating the characteristic of pulse-width regulated Single-phase Voltage Inverter

Приведено упрощенное, удобное для инженерной практики модельное описание процессов в регулируемом широтным способом однофазном инверторе напряжения (ОИН) по мостовой схеме, основанное на использовании метода основной гармоники. Показано, что при активно-индуктивной нагрузке и при угле регулирования $\alpha \neq 0$ баланс полных мощностей по выходу и входу ОИН не выполняется, что должно учитываться при определении КПД инвертора. Представлена методика его определения.

Ключевые слова: однофазный инвертор, регулирование напряжения, небаланс мощностей, циркуляция реактивного тока нагрузки, модельное описание, КПД.

Based on the method of fundamental harmonic, model description which is very simple and convenient in engineering practice, for the processes of pulse-width regulated bridge circuit Single-phase Voltage Inverter (SVI) is offered. The balance of total power of the output and input of SVI in the active-inductive load and regulating angle $\alpha \neq 0$ is unsatisfied. This imbalance have to be considered when determining the efficiency of inverter. In this paper the technique for its solution is presented.

Keywords: single-phase inverter, voltage regulation, power imbalance, the circulation of reactive load current, model description, efficiency.

Модельное описание процессов в однофазном инверторе напряжения – ОИН по мостовой схеме (в нерегулируемом по напряжению варианте – рис. 1) достаточно детально изложено в [1, 2]. Для решения задачи здесь использован классический метод мгновенных значений. Вместе с этим ряд задач, которые возникают при проектировании инвертора, здесь остался нерешенным. Одними из неисследованных являются вопросы энергетического баланса мощности по входу и выходу инвертора, а также не решена связанная с этим вопросом задача определения его

КПД. Здесь на основе подхода, предложенного в [3], решаются эти задачи. Основное допущение, принятое при анализе, как и в [3], заключается в упрощении модельного описания процессов за счет использования метода основной гармоники. На первом этапе исследования не учитываются также потери в ключевых элементах.

Энергетический баланс мощностей по входу и выходу инвертора при RL нагрузке и при отсутствии регулирования напряжения (угол $\alpha = 0$)

Примем для решения поставленных задач самый простой и удобный в исследовании π алгоритм управления, когда ключи каждой стойки переключают противотактно с угловой частотой ω . Выходное напряжение ОИН в этом случае имеет форму меандра с максимальным значением E_{Π} и (при принятом на рис.2 отсчете) описывается следующим рядом Фурье:

$$u_2(t) = E_{\Pi} \sum_{k=1}^{\infty} A_{(2k-1)} \sin[(2k-1)(\omega t - \alpha/2)], \quad (1)$$

где α – угол регулирования;

$A_{(2k-1)}$ – коэффициент Фурье, равный

$$A_{(2k-1)} = \frac{4}{\pi(2k-1)} \cos(2k-1) \frac{\alpha}{2}. \quad (2)$$

Основная гармоника напряжения (при $k = 1$ и $\alpha = 0$) имеет амплитуду:

$$U_{2(1)мп} = \frac{4E_{\Pi}}{\pi}, \quad (3)$$

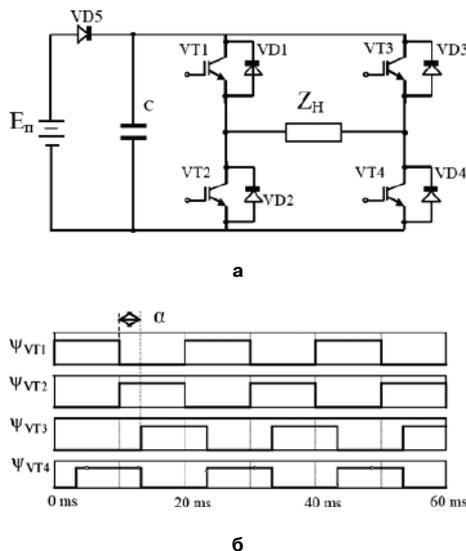


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема однофазного мостового инвертора, получающего питание от источника напряжения с односторонней проводимостью (а); алгоритм регулирования его выходного напряжения широтным способом (б)

а полный ток нагрузки описывается кусочно-линейной функцией, фрагменты которой (на полупериодах) определяются экспонентами [1]. В данном исследовании опишем этот ток только его основной гармоникой:

$$i_{2(1)}(t) = I_{2(1)m} \sin\left(\omega t - \frac{\alpha}{2} - \varphi_{2(1)}\right), \quad (4)$$

где $Z_{2(1)}$ – комплексное сопротивление RL нагрузки;
 $\varphi_{2(1)}$ – его аргумент;
 $I_{2(1)m}$ – амплитудное значение основной гармоники тока нагрузки, равное

$$I_{2(1)m} = \frac{U_{2(1)m}}{|Z_{2(1)}|} = \frac{4E_{\Pi}}{\pi|Z_{2(1)}|} \cos \frac{\alpha}{2}.$$

Заметим, что упрощенная модель (4) тем точнее описывает ток нагрузки, чем больше значение угла $\varphi_{2(1)}$. Например, при $\varphi_{2(1)} = \pi/6$ ошибка в действующем значении тока уже не превышает 2%.

Действующее значение потребляемого ОИН тока

Потребляемый ток $i_{\Pi(1)}(t)$ при учете только основной гармоники тока нагрузки описывается модулем функции (4) – $|i_{2(1)}(t)|$. Определим действующее его значение (при $\alpha = 0$):

$$I_{\Pi(1)} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(I_{2(1)m} \sin\left(\theta - \frac{\alpha}{2} - \varphi_{2(1)}\right) \right)^2 d\theta} = \frac{I_{2(1)m}}{\sqrt{2}}, \quad (5)$$

где $\theta = \omega t$.

Действующее значение выходного тока (также по его основной гармонике) имеет такой же вид:

$$I_{2(1)} = \frac{I_{2(1)m}}{\sqrt{2}}. \quad (6)$$

Из (5), (6) следует первый вывод: **при $\alpha = 0$ действующее значение потребляемого ОИН тока равно действующему значению тока нагрузки и не зависит от угла нагрузки $\varphi_{2(1)}$** , а с учетом того, что максимальное значение выходного напряжения ОИН равно E_{Π} , следует второй вывод: **полная выходная мощность ОИН (с учетом принятых допущений) равна входной его мощности:**

$$S_{2(1)} = P_{\Pi(1)}. \quad (7)$$

Это означает, что в любой момент времени каждый из двух входных силовых выводов ОИН связан с одним из выходных его выводов, и, что в связи с этим, в частности, **КПД ОИН может быть определен традиционным путем – как отношение полных мощностей по выходу и входу ОИН.**

Среднее значение потребляемого ОИН тока и потребляемая им мощность (при $\alpha = 0$)

Среднее значение потребляемого ОИН тока представляет собой, по сути, основную (полезную)

гармонику потребляемого им тока нулевой частоты. По ней может производиться энергетический баланс входной и выходной активной мощности. Именно в связи с этим получим здесь модельное его описание:

$$\begin{aligned} I_{\Pi(1)0} &= \frac{1}{\pi} \left(\int_0^{\pi} I_{2(1)m} \sin(\theta - \varphi_{2(1)}) d\theta \right) = \\ &= \frac{2}{\pi} I_{2(1)m} \cos \varphi_{2(1)}. \end{aligned} \quad (8)$$

С учетом (8) потребляемая ОИН от источника питания мощность (по основной гармонике тока нагрузки) равна:

$$P_{\Pi(1)0} = E_{\Pi} \cdot I_{\Pi(1)0} = \frac{2}{\pi} E_{\Pi} \cdot I_{2(1)m} \cos \varphi_{2(1)}. \quad (9)$$

Энергетический баланс в ОИН по основной гармонике

Действующее значение основной гармоники выходного напряжения с формой меандра с учетом модели (1), определяется так:

$$U_{2(1)} = \frac{4E_{\Pi}}{\pi\sqrt{2}}. \quad (10)$$

Тогда полная и активная выходные мощности ОИН будут соответственно равны:

$$S_{2(1)} = U_{2(1)} I_{2(1)} = \frac{4E_{\Pi}}{\pi\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{2(1)m}}{\sqrt{2}} = \frac{2E_{\Pi}}{\pi} \cdot I_{2(1)m}; \quad (11)$$

$$P_{2(1)} = U_{2(1)} I_{2(1)} \cos \varphi_{2(1)} = \frac{2E_{\Pi}}{\pi} \cdot I_{2(1)m} \cdot \cos \varphi_{2(1)}. \quad (12)$$

С учетом равенств (9) и (12) приходим к выводу о том, что от источника питания потребляется только активная мощность, а реактивная составляющая полной мощности нагрузки, представленная в цепи постоянного тока ОИН бесконечной суммой высших (четных) гармоник, взаимодействует с источником питания в режиме обмена – заряд-разряд. Правомочность этой второй части сделанного вывода хорошо иллюстрируется графически предельным режимом тока $i_{\Pi(1)}(t)$, когда угол $\varphi_{2(1)} = \pi/2$, и, кроме того, может быть аналитически строго доказана, или путем непосредственного разложения в ряд Фурье тока $i_{\Pi(1)}(t)$, или же путем определения его следующим образом:

$$i_{\Pi(1)}(t) = i_{2(1)}(t) \cdot \psi(t), \quad (13)$$

где $i_{2(1)}(t)$ определяется в соответствии с моделью (4), а $\psi(t)$ – коммутационная функция, определяемая на основе (1) при $\alpha = 0$ следующим образом:

$$\psi(t) = \frac{u_2(t)}{E_{\Pi}} = \sum_{k=1}^{\infty} A_{2k-1} \sin(2k-1)\omega t. \quad (14)$$

Энергетический баланс мощностей по входу и выходу ОИН при *RL* нагрузке и при регулировании в нем напряжения (угол $\alpha \neq 0$)

Мощность, выделяемая в нагрузке по основной гармонике

Модель выходного напряжения ОИН в регулируемом его варианте (при отсчете, показанном на рис. 2) уже представлена нами рядом Фурье (1). На ее основе определяется и модель тока нагрузки:

$$i_{2(1)}(t) = \frac{u_{2(1)m}}{Z_{2(1)}} = I_{2(1)m} \sin\left(\omega t - \frac{\alpha}{2} - \varphi_{2(1)}\right), \quad (15)$$

где $\alpha = 0 \dots \pi$ – угол регулирования, а $U_{2(1)m}$ – амплитудное значение основной гармоники выходного напряжения:

$$U_{2(1)m} = \frac{4E_{\Pi}}{\pi} \cos \frac{\alpha}{2}. \quad (16)$$

Действующее значение напряжения этой гармоники:

$$U_{2(1)} = \frac{4E_{\Pi}}{\pi\sqrt{2}} \cos \frac{\alpha}{2}. \quad (17)$$

Полная и активная мощности, выделяемые в нагрузке, при этом имеют соответственно следующий вид:

$$\begin{aligned} S_{2(1)} &= U_{2(1)} \cdot I_{2(1)} = \frac{4E_{\Pi}}{\pi\sqrt{2}} \cos \frac{\alpha}{2} \cdot \frac{I_{2(1)m}}{\sqrt{2}} = \\ &= \frac{2E_{\Pi}}{\pi} \cdot I_{2(1)m} \cos \frac{\alpha}{2}; \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} P_{2(1)} &= U_{2(1)} \cdot I_{2(1)} \cos \varphi_{2(1)} = \\ &= \frac{2E_{\Pi}}{\pi} \cdot I_{2(1)m} \cos \frac{\alpha}{2} \cos \varphi_{2(1)}. \end{aligned} \quad (19)$$

Среднее значение потребляемого ОИН тока и потребляемая им мощность

Как следует из рис. 2 в, моменты регулировочных пауз α мощность от источника питания не потребляется. Среднее значение потребляемого ОИН тока с учетом этого факта определяется так:

$$\begin{aligned} I_{\Pi(1)0} &= \frac{I_{2(1)m}}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin\left(\theta - \frac{\alpha}{2} - \varphi_{2(1)}\right) d\theta = \\ &= \frac{2I_{2(1)m}}{\pi} \cos \frac{\alpha}{2} \cos \varphi_{2(1)}. \end{aligned} \quad (20)$$

Из (20) следует, что с увеличением углов α и $\varphi_{2(1)}$ значение тока $I_{\Pi(1)0}$ уменьшается и в пределе, когда один из углов $\alpha = \pi$ или $\varphi_{2(1)} = \pi/2$, становится равным нулю. Потребляемая при этом от источника питания мощность определяется как среднее значение интеграла произведения мгновенных значений тока на напряжение:

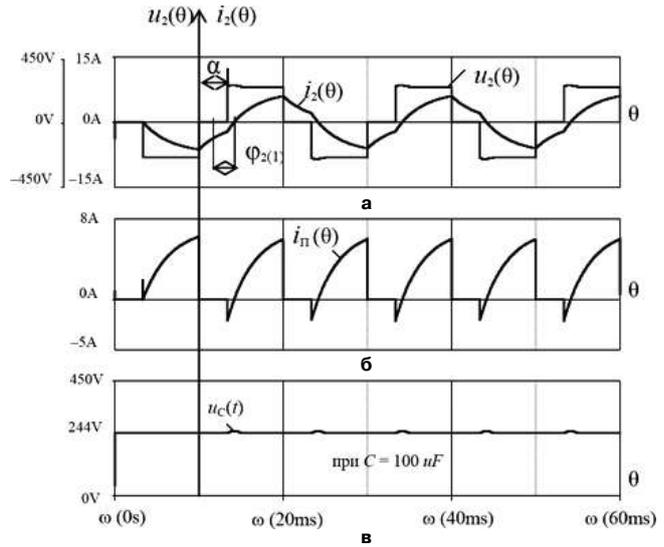


Рис.2. Осциллограммы, поясняющие процессы в схеме однофазного инвертора по мостовой схеме с алгоритмом регулирования напряжения широтным способом: а – выходные напряжение и ток (где α – угол регулирования, $\varphi_{2(1)}$ – угол *RL* нагрузки); б – потребляемый инвертором ток; в – напряжение на буферном конденсаторе, установленного на выходе источника напряжения с односторонней проводимостью, от которого получает питание инвертор

$$\begin{aligned} P_{\Pi(1)0} &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} E_{\Pi} I_{2(1)m} \sin\left(\theta - \frac{\alpha}{2} - \varphi_{2(1)}\right) d\theta = \\ &= \frac{2}{\pi} E_{\Pi} I_{2(1)m} \cos \frac{\alpha}{2} \cos \varphi_{2(1)}. \end{aligned} \quad (21)$$

Из сравнения (21) и (19) следует уже ранее сделанный нами вывод о том, что от источника питания потребляется только активная мощность. Что касается реактивного тока, то до значения угла нагрузки $\varphi_{2(1)} \leq \alpha/2$ он замыкается внутри ОИН, а это означает, что баланс полной мощности по выходу и входу ОИН нарушается. Покажем это.

Действующее значение потребляемого от источника питания тока и небаланс полных мощностей по выходу и входу

Действующее значение тока по входу ОИН при принятом упрощенном подходе определяется так:

$$\begin{aligned} I_{\Pi(1)} &= I_{2(1)m} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin^2\left(\theta - \frac{\alpha}{2} - \varphi_{2(1)}\right) d\theta} = \\ &= I_{2(1)m} \sqrt{\frac{1}{2\pi} (\pi - \alpha + \sin \alpha \cdot \cos 2\varphi_{2(1)})}. \end{aligned} \quad (22)$$

Правомерность полученной модели подтверждается удовлетворением ее граничным условиям. Например, при $\alpha = 0$ ток $I_{\Pi(1)} = I_{2(1)m} \cdot 2^{-0,5}$, что подтверждается ранее полученным результатом (5). При $\alpha = 0$ мы установили факт равенства действующих значений тока нагрузки $I_{2(1)}$ и потребляемого тока $I_{\Pi(1)}$. При $\alpha \neq 0$ в соответствии с нашими представле-

ниями о замыкании тока нагрузки внутри ОИН, минус источник, должно быть следующее неравенство:

$$I_{2(1)} > I_{П(1)}. \quad (23)$$

Убедимся в этом. В качестве примера примем следующие значения углов $\alpha = \pi/3$, $\varphi_{2(1)} = \pi/6$, $\varphi_{2(1)} = \pi/3$, $\varphi_{2(1)} = \pi/2$. Подставив их в (22), получим соответственно:

$$I_{П(1)} = I_{2(1)m} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\pi - \frac{\pi}{3} + \sin \frac{\pi}{3} \cdot \cos \frac{\pi}{3} \right)} = 0,634 I_{2(1)m}; \quad (24a)$$

$$I_{П(1)} = I_{2(1)m} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\pi - \frac{\pi}{3} + \sin \frac{\pi}{3} \cdot \cos \frac{2\pi}{3} \right)} = 0,514 I_{2(1)m}; \quad (24б)$$

$$I_{П(1)} = I_{2(1)m} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\pi - \frac{\pi}{3} + \sin \frac{\pi}{3} \cdot \cos \pi \right)} = 0,442 I_{2(1)m} \quad (24в)$$

Полученные результаты свидетельствуют о том, что по мере увеличения угла нагрузки $\varphi_{2(1)}$ действующее значение тока, потребляемого от источника питания, уменьшается. С другой стороны, действующее значение тока нагрузки равно:

$$I_{2(1)} = \frac{I_{2(1)}}{\sqrt{2}} = 0,707 \cdot I_{2(1)}. \quad (25)$$

Из сравнения (25) с (24а, б, в) следует, что неравенство (23) для токов, действительно, имеет место. Это означает также, что и полная мощность по выходу ОИН не равна полной мощности на его входе. Подтвердим это. Полная мощность определяется как произведение действующих значений напряжения на ток в данном элементе. Действующее значение напряжения на нагрузке через скважность s определяется так:

$$U_2 = \frac{E_{П}}{\sqrt{s}} = \frac{E_{П}}{\sqrt{\pi/(\pi-\alpha)}} = \left|_{\alpha=\frac{\pi}{3}} \right. = \frac{E_{П}}{\sqrt{3/2}}. \quad (26)$$

Тогда с учетом (25), (26) полная мощность, выделяемая в нагрузке, приобретает следующий вид:

$$\begin{aligned} P_2 = U_2 I_{2(1)} &= \frac{\sqrt{2} E_{П} I_{2(1)m}}{\sqrt{3} \sqrt{2}} = \\ &= \frac{E_{П} I_{2(1)m}}{\sqrt{3}} = 0,5773 E_{П} I_{2(1)m}. \end{aligned} \quad (27)$$

Что касается определения полной мощности, потребляемой от источника питания, то здесь должен быть учтен один принципиальный момент. Дело в том, что в моменты регулировочных пауз мощность от источника не потребляется, и это должно быть отражено в действующем значении напряжения питания – при расчете баланса мощностей должна браться не величина $E_{П}$, а величина, учитывающая скважность работы источника – $s^{-0,5} E_{П}$ (аналогично (26)):

$$P_{П(1)} = \frac{E_{П}}{\sqrt{s}} I_{2(1)m} \sqrt{\frac{1}{2\pi} (\pi - \alpha + \sin \alpha \cdot \cos 2\varphi_{2(1)})}. \quad (28)$$

При использовании результатов (24а, б, в) выражение (28) приобретает следующие значения:

$$P_{П(1)} = \frac{E_{П} I_{П(1)}}{\sqrt{1,5}} = \frac{E_{П}}{\sqrt{1,5}} 0,634 I_{2(1)m} = 0,5177 E_{П} I_{2(1)m}; \quad (28a)$$

$$P_{П(1)} = \frac{E_{П}}{\sqrt{1,5}} 0,514 I_{2(1)m} = 0,4200 E_{П} I_{2(1)m}; \quad (28б)$$

$$P_{П(1)} = \frac{E_{П}}{\sqrt{1,5}} 0,442 I_{2(1)m} = 0,3610 E_{П} I_{2(1)m}. \quad (28в)$$

Сравнив полученные результаты (28а, б, в) с (27), приходим к выводу о том, что **полная мощность по выходу ОИН при RL нагрузке и при $\alpha \neq 0$ всегда больше полной мощности по его входу**. Это означает, что при использовании традиционного подхода к расчету КПД ОИН получается больше единицы, и, следовательно, необходим иной подход к его расчету.

Определение КПД в ОИН

Суть способа базируется на заключении о том, что полную мощность S_2 на выходе инвертора логично считать для него полезной [3]. Такое представление является правомерным, поскольку потери на его ключевых элементах определяются именно полным током нагрузки (а не только активной его составляющей). При транзисторно-диодном исполнении инвертора суммарные потери на транзисторах обозначим как $\Delta P_{VT\Sigma}$, а суммарные потери на диодах – как $\Delta P_{VD\Sigma}$. Тогда КПД инвертора может быть представлен следующим образом [3]:

$$\eta = \frac{S_2}{S_2 + \Delta P_{VT\Sigma} + \Delta P_{VD\Sigma}}. \quad (29)$$

Расчет КПД по модели (29) при любых алгоритмах управления инверторами, включая алгоритмы с ШИМ, достаточно просто обеспечивается современными компьютерными возможностями на основе имитационного моделирования их рабочих процессов.

В качестве примеров использования модели (29) ниже приводятся расчетные модели для ключевых элементов ОИН с простейшим алгоритмом управления.

Регулируемый по напряжению ОИН, работающий на RL нагрузку

Квазистатические потери в транзисторах

С целью упрощения последующего анализа примем более удобный отсчет процессов – от середины

угла регулирования α . В этом случае действующее значение тока через транзистор, определенное с учетом только его основной гармоники, может быть представлено так:

$$\begin{aligned} I_{VT} &= I_{2(1)m} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\varphi_{2(1)}}^{\pi-\frac{\alpha}{2}} \sin^2(\theta - \varphi_{2(1)}) d\theta} = \\ &= \frac{I_{2(1)m}}{2} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\varphi_{2(1)}}^{\pi-\frac{\alpha}{2}} [1 - \cos 2(\theta - \varphi_{2(1)})] d\theta} = \\ &= \frac{I_{2(1)m}}{2} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\pi - \frac{\alpha}{2} - \varphi_{2(1)} + \frac{1}{2} \sin(\alpha + 2\varphi_{2(1)}) \right)}. \end{aligned} \quad (30)$$

Проверка упрощенной модели (30):

1) Случай, когда $\alpha = 0$; $\varphi = 0$. Согласно (30) получаем: $I_{VT} = I_{2(1)m}/2$ – т. е. с учетом в токе только основной гармоники результат верен. Однако, относительно точного значения ($I_{VT} = 0,707 \cdot I_{2(1)m}$) этот результат занижен в 1,41 раза. Объяснение этому заключается в том, что в этом случае выходной ток имеет форму меандр, а мы упрощенно аппроксимируем его синусоидой. Ошибка получается большая, но мы должны учесть, что чисто активных нагрузок на переменном токе практически не бывает.

2) В случае, когда $\alpha = 0$; $\varphi = \pi/6$ получаем: $I_{VT} = 0,493 I_{2(1)m}$. Результат относительно точного значения занижен уже в меньшей мере – в 1,17 раз.

3) Аналогичный результат получается и при $\alpha = \pi/3$; $\varphi = 0$: $I_{VT} = 0,493 I_{2(1)m}$.

4) При $\alpha = \pi/3$; $\varphi = \pi/6$: $I_{VT} = 0,432 I_{2(1)m}$.

5) При $\alpha = \pi/3$; $\varphi = \pi/3$: $I_{VT} = 0,353 I_{2(1)m}$.

6) При $\alpha = 0$; $\varphi = \pi/2$: $I_{VT} = 0,353 I_{2(1)m}$.

7) При $\alpha = \pi/3$; $\varphi = \pi/2$: $I_{VT} = 0,221 I_{2(1)m}$.

Вывод: Упрощенная модель удобна для пользования по сравнению с точными моделями, приведенными в [2]. Однако, ее целесообразно использовать лишь при значениях углов $\alpha \geq \pi/6$; и $\varphi \geq \pi/6$. В этом случае результаты получаются заниженными не более чем на (5...6)%, что вполне приемлемо для предварительных инженерных экспресс-расчетов. Для точного решения задачи при любом алгоритме управления (тем более, при ШИМ) наиболее целесообразно использовать ИКМ.

Для определения потерь в транзисторах ОИН необходимо знать еще или падение напряжения на них (для IGBT) – ΔU_{on} или сопротивление в открытом состоянии (для МДП транзисторов) – R_{on} . Ограничимся здесь рассмотрением лишь первого случая. Поскольку величина ΔU_{on} проявляет себя лишь во время протекания через транзистор

тока, то для определения действующего значения падения напряжения на нем используем понятие скважности:

$$s = \frac{2\pi}{\pi - \alpha/2 - \varphi_{2(1)}}, \quad (31)$$

$$\Delta U_{on(s)} = \Delta U_{on} / \sqrt{s}. \quad (32)$$

Тогда с учетом (30), (32) определяются потери в транзисторе ОИН:

$$\Delta P_{VT} = I_{VT} \cdot \Delta U_{on(s)}. \quad (33)$$

Квазистатические потери в диодах

Анализ показывает, что пара диодов, расположенных в той стойке ключей, транзисторы которой управляются с отстающими на угол α алгоритмами, загружена слабее.

Для пары диодов другой стойки ключей, более нагруженных, справедлива следующая модель действующего значения тока:

$$\begin{aligned} I_{VD1,2} &= I_{2(1)m} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi-\frac{\alpha}{2}}^{\pi+\varphi_{2(1)}} \sin^2(\theta - \varphi_{2(1)}) d\theta} = \\ &= \frac{I_{2(1)m}}{2} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\pi-\frac{\alpha}{2}}^{\pi+\varphi_{2(1)}} [1 - \cos 2(\theta - \varphi_{2(1)})] d\theta} = \\ &= \frac{I_{2m}}{2} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\varphi_{2(1)} + \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{2} \sin(\alpha + 2\varphi_{2(1)}) \right)}; \end{aligned} \quad (34)$$

Для слабо нагруженных диодов:

$$\begin{aligned} I_{VD3,4} &= I_{2(1)m} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\alpha}{2}}^{\varphi_{2(1)}} \sin^2(\theta - \varphi_{2(1)}) d\theta} = \\ &= \frac{I_{2(1)m}}{2} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\frac{\alpha}{2}}^{\varphi_{2(1)}} [1 - \cos 2(\theta - \varphi_{2(1)})] d\theta} = \\ &= \frac{I_{2m}}{2} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\varphi_{2(1)} - \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{2} \sin(\alpha - 2\varphi_{2(1)}) \right)}. \end{aligned} \quad (35)$$

Из (31), (32) следует, что при $\alpha = 0$; $\varphi = \pi/2$ для всех диодов максимально возможное значение действующего тока: одно и то же: $I_{VT} = 0,353 I_{2(1)m}$.

При $\varphi_{2(1)} \leq \alpha/2$ ток слабо нагруженных диодов согласно (32) приобретает нулевое значение ($I_{VD3,4} = 0$).

При $\alpha = \pi/3$; $\varphi_{2(1)} = \pi/3$ ток $I_{VD1,2} = 0,289 I_{2(1)m}$, а ток $I_{VD3,4} = 0,085 I_{2(1)m}$.

Выводы

1. При алгоритмах управления ОИН, обеспечивающих при RL нагрузке нулевые паузы в выходном напряжении (т. е. при не полном использовании напряжения источника питания), его КПД не может быть определен традиционным путем (как отношение мощностей по выходу и входу) из-за циркуляции реактивного тока нагрузки внутри ОИН (и, обусловленными этим процессом, падениями напряжений на ключевых элементах ОИН от полного тока нагрузки).

2. Для простейшего алгоритма регулирования напряжения ОИН широтным способом получено упрощенное (основанное на методе основной гармонике) модельное описание процессов в ОИН, необходимое для определения его КПД.

3. При сложных алгоритмах управления задача определения КПД решается на основе имитационного компьютерного моделирования [4].

Литература

1. *Хасаев О. И.* Транзисторные преобразователи напряжения и частоты. – М.: Наука, 1966. – 176 с.

2. *Косов О.А., Хасаев О.И.* Полностью управляемые тиристоры в устройствах автоматики. – М.: Энергия, 1970. – 113 с.

3. *Мыцык Г. С.* Об особенностях определения КПД трехфазного инвертора напряжения по мостовой схеме. Практическая силовая электроника 2014, №... – С. .

4. *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. на соиск. уч. ст. к. т. н. – М.: НИУ “МЭИ”, 2013. – 20 с.

Хлаинг Мин У (Союз Мьянмы), к. т. н., докторант кафедры ЭКАО НИУ “МЭИ”.

А. Ю. Бальзамов, И. И. Байнева

УСТРОЙСТВО ДЛЯ КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ И СОРТИРОВКИ РАДИОЭЛЕМЕНТОВ

A. J. Balzamor,
I. I. Bayneva

Device for Radioelements Parameters
Control and Sorting

Исследованы принцип работы и построение устройства контроля параметров и сортировки радиоэлементов (резисторов, конденсаторов, малогабаритных дросселей) на базе микроконтроллера ATmega64 фирмы Atmel.

Ключевые слова: резистор, конденсатор, дроссель, ток, напряжение, переходный процесс, микроконтроллер, сортировка.

The paper studies the principle of operation and the structure of the device for radioelements (resistors, capacitors, small inductors) parameters monitoring and sorting based on ATmega64 microcontroller from Atmel.

Key words: resistor, capacitor, inductor, current, voltage, transition process, microcontroller, sorting.

Повышение качества выпускаемой продукции и производительности труда является основной задачей модернизации промышленности. Современный уровень развития электронной техники и информационных технологий позволяет решать широкий круг задач в области автоматизации производства. Неотъемлемой частью повышения качества является входной контроль сырья, материалов, комплектующих изделий на стадии подготовки производства. Повышение производительности обусловлено внедрением автоматизации производственных процессов и исключением влияния человеческого фактора. В частности, в процессе производства устройств электронной техники, в том числе вычислительных, измерительных и управляющих систем, входной контроль комплектующих изделий позволяет повысить качество продукции.

Применение комплектующих с низким разбросом параметров позволяет исключить дополнительные операции при настройке электронных узлов, снизить процент брака, повысить стабильность работы и сроки эксплуатации, увеличить производительность и снизить себестоимость за счет меньших временных затрат.

Методика эксперимента

В традиционных измерительных системах для измерения электрических величин и обеспечения достаточной точности используется разбиение измерительного диапазона на фиксированные поддиапазоны. Однако проблема снижения точности измерений в начальной части каждого поддиапазона остается.

При оценке разброса параметров нет необходимости измерять абсолютную величину, так как ее номинальное значение известно. В этом случае достаточно оценить разброс в диапазоне заданного допуска. При этом ширина диапазона выбирается каждый раз при измерении под конкретную величину (рис. 1).

При реализации такого метода диапазон может быть вычислен по заданным параметрам: номиналу и допустимому разбросу в процентах. Применение микроконтроллеров позволяет сочетать логику управления, измерения и вычисления. Устройство должно автоматически сортировать по заданным градациям процента разброса и отбраковывать при выходе номинала из допустимого диапазона.

Базовые контролируемые элементы — это резисторы, конденсаторы и малогабаритные дроссели. Методы оценки величины разброса параметров основаны на изменении уровня тока и напряжения с течением времени в переходном процессе в RC - и RL -цепях.

Электрическая цепь для измерения емкости приведена на рис. 2.

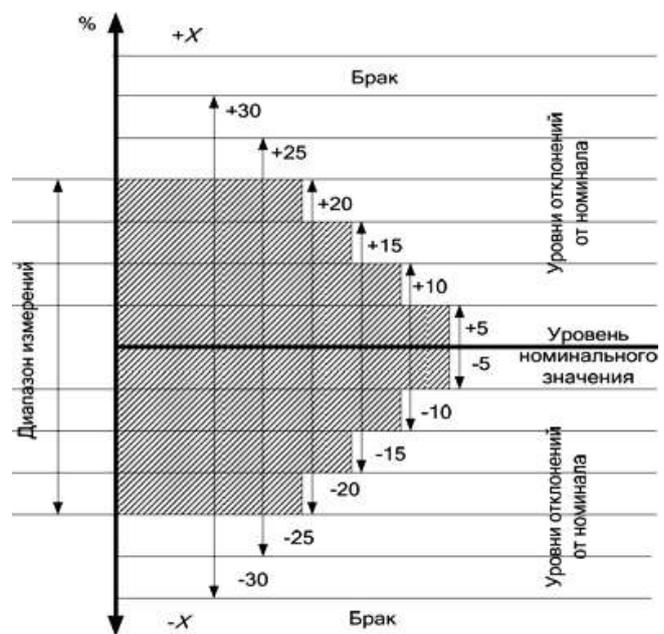


Рис. 1. Привязка диапазона измерений к интервалу разбросов

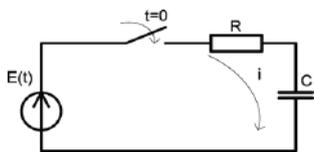


Рис. 2. Включение конденсатора в цепь постоянного тока: $E(t)$ – источник напряжения, R – резистор, C – конденсатор, i – ток, цепь замыкается в момент времени $t = 0$

Изменение напряжения конденсатора в цепи можно записать выражением

$$U_C(t) = E \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right).$$

Если для каждого номинала емкости при постоянном значении R выбрать временной интервал t , при котором напряжение заряда U_C будет равно заданному значению, то при отклонении емкости от номинала (C') от заданного значения отклонится и напряжение на емкости в момент времени t .

Несложно показать, что независимо от номинальной величины емкости C величина отклонения напряжения на емкости в момент времени t от заданного значения зависит только от отношения реального значения емкости к номинальному значению, т. е. C'/C .

Если в электрической цепи на рис. 2 заменить емкость C на индуктивность L , то напряжение на индуктивности запишется в виде

$$U_L = L \frac{di}{dt} = E e^{-tR/L}.$$

Если для каждого номинала индуктивности при постоянном значении R выбрать временной интервал t , при котором напряжение U_L будет равно заданному значению, то при отклонении индуктивности от номинала (L') отклонится от заданного значения и напряжение на индуктивности в момент времени t . Величина этого отклонения зависит только от отношения реального значения индуктивности к номинальному значению, т. е. L'/L .

Для измерения сопротивления можно использовать ту же цепь, что и для измерения емкости. При постоянной емкости и номинальном значении сопротивления можно рассчитать время, за которое емкость зарядится до заданного значения. При отклонении сопротивления от номинала будет изменяться и заряд емкости в заданный момент времени.

С целью выбора величины измерительного напряжения исследовалась зависимость изменения напряжения на емкости ΔU от изменения величины емкости ΔC в пределах $\pm 50\%$ от номинала при различных измерительных напряжениях U_C . Наименьшую нелинейность при достаточно высокой чувствительности эта зависимость имеет при значении измерительного напряжения $0,9E$.

Схема измерительной цепи в режиме емкости

приведена на рис. 3.

Временной интервал измерения задается программно установкой таймера, управляющее напряжение через оптрон $U1$ открывает транзисторный ключ $VT1$ на время, необходимое для заряда конденсатора C_X при номинальном значении емкости до $0,9U_{изм}$. Делителем напряжения на резисторах $R1$ и $R2$ также устанавливается уровень $0,9U_{изм}$. На дифференциальный вход АЦП подается напряжение разбаланса, равное разнице напряжений на емкости C_X и делителе, пропорциональное отклонению емкости от номинала.

Сопротивление, образованное открытым переходом транзистора $VT1$, резисторами $R5$ и $R6$, выбирается, исходя из диапазона изменения постоянной времени измерительной цепи так, чтобы дискретные значения длительности измерительного интервала времени были кратны тактовой частоте таймера.

Напряжение $U_{изм}$ выбирается таким, чтобы получить необходимый диапазон измерения при разбросе номиналов $\pm 50\%$.

Поскольку функция $\Delta U(\Delta C)$ асимметрична и для ее линеаризации при положительных и отрицательных отклонениях от номинала потребуются разные таблицы, используем дифференциальный канал с двуполярной функцией преобразования для 10-разрядного АЦП микроконтроллеров семейства AVR. В этом режиме старший бит полученного при преобразовании кода используется под знак, а само преобразование 9-разрядное.

Сопротивление измерительной цепи рассчитывается по формуле

$$R = \frac{t}{-\ln \left(1 - \frac{U_C(t)}{E} \right)} \cdot \frac{1}{C}.$$

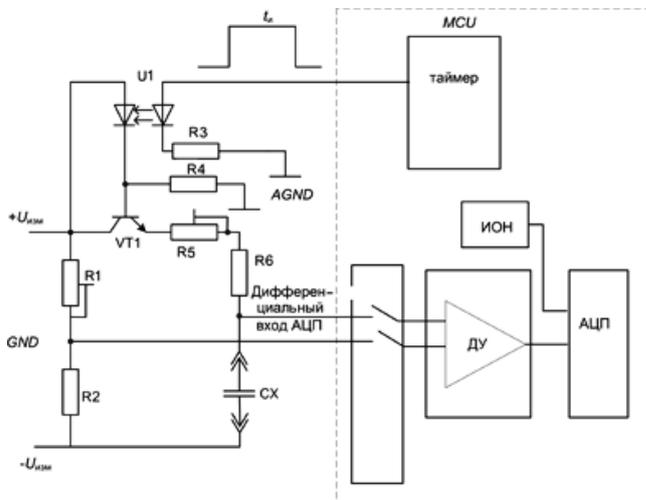


Рис. 3. Схема измерительной цепи в режиме емкости

Для минимальной емкости выбираем длительность измерительного интервала 20 периодов тактовой частоты. При тактовой частоте AVR микроконтроллера 16 МГц получаем время измерения $t = 1,25$ мкс. Для емкости $C_x = 10$ пФ при заданном времени заряда сопротивление цепи заряда $R = 54287$ Ом. Значения $\Delta U(\Delta C)$ при рассчитанном измерительном напряжении $U_{изм} = 22,2$ В представлены в табл. 1.

Для линеаризации функции $\Delta U(\Delta C)$ использован табличный линеаризатор. В результате получена линейная функция преобразования $\Delta U = -0,0442\Delta C$. Кроме того, составлена таблица поправок к линейной функции с шагом 0,005 В, соответствующим младшему значащему разряду АЦП при опорном напряжении 2,56 В.

Аналогичные методы можно использовать и при измерении сопротивления и индуктивности. Поскольку функция напряжения на индуктивности убывающая, наименьшее значение нелинейности измерения обеспечивается при соотношении $U_L/E = 0,1$.

Таким образом, при максимальном разбросе измеряемых параметров $\pm 50\%$ от номинала используется шкала значений в 512 единиц, т. е. 10 значений на 1% отклонения. При этом достигается точность измерения относительно абсолютной величины номинала, равная младшему значащему разряду АЦП, в данном случае $50/512 = \pm 0,097\%$ от номинального значения во всем диапазоне измерений.

Таблица 1. Значения $\Delta U(\Delta C)$ при $U_{изм} = 22,2$ В

Отклонения ΔC , % (через 5% C_x)	Напряжение на C_x , В	Приращение U , В (на каждые 5% C_x)	Абсолютное значение приращения ΔU , В
50	17,41715499	0,246586438	-2,56285
45	17,66374143	0,250109616	-2,31626
40	17,91385104	0,253297428	-2,06615
35	18,16714847	0,256067029	-1,81285
30	18,42321550	0,258321614	-1,55678
25	18,68153711	0,259948513	-1,29846
20	18,94148563	0,260817210	-1,03851
15	19,20230284	0,260777403	-0,77770
10	19,46308024	0,259657298	-0,51692
5	19,72273754	0,257262463	-0,25726
0	19,98000000	0	0
-5	20,23337573	0,253375725	0,253376
-10	20,48113462	0,247758899	0,501135
-15	20,72129212	0,240157499	0,741292
-20	20,95160226	0,230310135	0,971602
-25	21,16956728	0,217965021	1,189567
-30	21,37247419	0,202906915	1,392474
-35	21,55747292	0,184998726	1,577473
-40	21,72171550	0,164242579	1,741715
-45	21,86257974	0,140864241	1,88258
-50	21,97800000	0,115420260	1,99800

Структура и алгоритм работы устройства

Установка представляет собой автоматическое устройство с роторной подачей и вертикальной системой сортировки (рис. 4). Ротор 2 разделен на восемь сегментов, в каждый сегмент установлен кондуктор для позиционирования испытуемого радиоэлемента. Вращение ротора дискретное с углом поворота 45° за одну операцию. Устройство сортировки 4 вертикальное на восемь рабочих позиций (5–12).

Для выполнения операций с радиоэлементами ротор имеет три положения:

1. Захват элемента из входного бункера-накопителя (сектор *a*).
2. Измерение (сектор *b*).
3. Выброс элемента в зону сортировки (сектор *c*).

В положении *a* захватывается очередной элемент из входного бункера-накопителя 1. Ротор, поворачиваясь на одну позицию, перемещает элемент в зону измерения *b*. Одновременно захватывается следующий элемент из бункера. Контакт выводов элемента с устройством измерения 3 обеспечивается приводом измерительной системы.

В положении *b* измеряются параметры элемента. По результатам измерения, в зависимости от величины отклонения от заданного номинала, система управления выдает команду сортировочному устройству 4, в котором открывается отверстие над выходным бункером-накопителем. Ротор, поворачиваясь на следующую позицию, перемещает элемент в сортировочное устройство. Двигаясь по наклонному желобу, через предварительно открытое отверстие элемент попадает в соответствующий выходной бункер-накопитель 5–12.

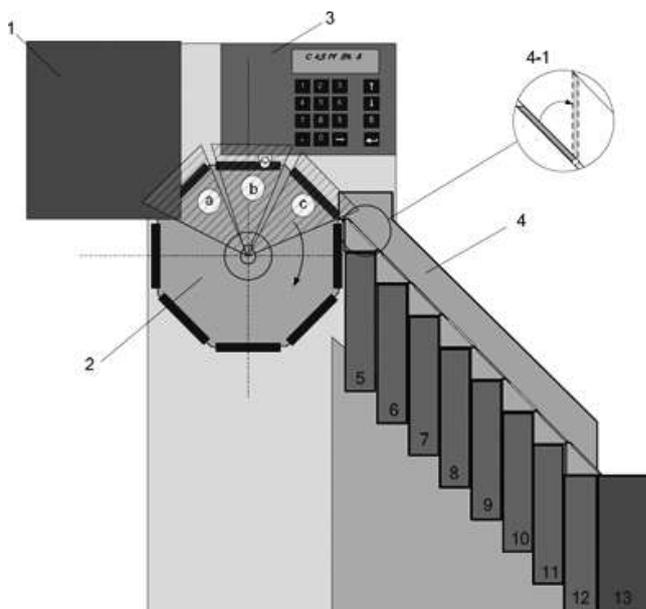


Рис. 4. Установка для контроля параметров радиоэлементов

Если разброс параметров выходит за границы диапазона сортировки, то отверстия бункеров сортировочного механизма остаются закрытыми, а элемент выгружается в бункер отсева 13. Процесс повторяется до опустошения бункера или принудительной остановки.

Система останавливается автоматически при отказе ротора, устройства сортировки, источников питания. В этом случае осуществляется аварийное световое и звуковое оповещение. Установка управляется с консоли, расположенной на ее передней панели. Параметры установки и режимы работы отображаются матричным ЖК-индикатором. Данные о работе сохраняются в энергонезависимой памяти устройства управления.

При включении системы формируется сигнал сброса и выполняется инициализация, опрашиваются датчики питающих напряжений и исполнительных устройств. При исправности и готовности устройства к работе с клавиатуры вводятся исходные данные, проводятся необходимые вычисления, и устройство переходит в состояние готовности к сортировке. В момент, когда сортируемый элемент находится в зоне измерения, с датчика формируется сигнал прерывания, выполняется программа измерения и сортировки. Данные о выполненных операциях сохраняются в буфере, на индикаторную панель выводится номер и результат сортировки. Проводится опрос клавиатуры. Если команды с клавиатуры не поступало, то формируется временной интервал, в течение которого проверяется поступление запроса на передачу данных. При наличии запроса происходит выгрузка буфера в постоянное хранилище. По истечению временного интервала опрашиваются датчики состояния. При исправности системы выдается команда на перемещение следующего элемента в зону измерения, затем цикл измерения повторяется. Завершение измерений может быть вызвано командой с консоли, аварийной ситуацией (отказ устройства перемещения или исполнительного устройства), опустошением бункера подачи элементов.

Аппаратная реализация и программное обеспечение устройства

Основой устройства является AVR микроконтроллер *ATmega64* фирмы *Atmel*, контроллер имеет широкие функциональные возможности и высокую производительность за счет использования RISC архитектуры [1, 2]. В качестве цифровой измерительной системы использован интегрированный 10-разрядный АЦП.

Для визуального отображения информации применен LSD алфавитно-цифровой дисплей WH1604 с встроенным микроконтроллером. Для передачи данных по протоколу UART использован преобразователь уровней RS232/TTL марки DS275 [3].



Рис. 5. Внешний вид модуля управления

Документируется работа устройства внешним последовательным SDC накопителем, включенным по протоколу SPI. Для управления исполнительными устройствами в качестве буферного элемента использован драйвер ULN2003.

Внешний вид модуля управления представлен на рис. 5.

Разработанная схема устройства моделировалась в среде PROTEUS. При моделировании исполь-

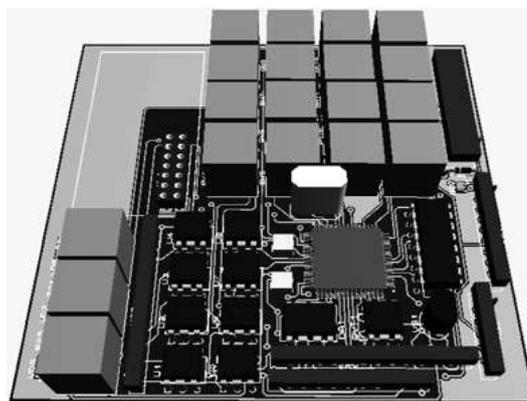


Рис. 6. Трехмерная модель устройства (сторона установки элементов)

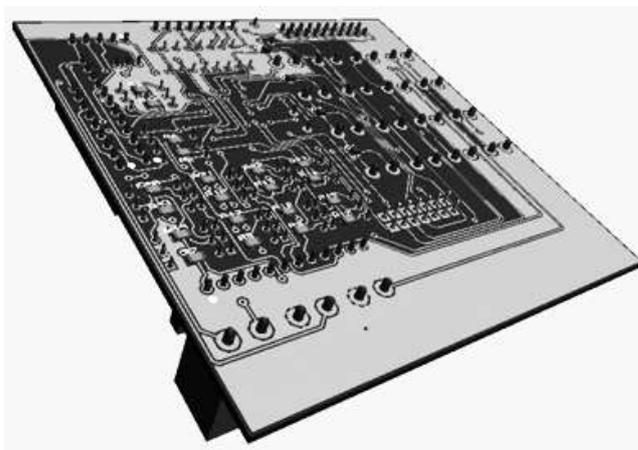


Рис. 7. Трехмерная модель устройства (сторона монтажа)

зовались дополнительные модули для эмуляции процессов коммутации, которые зависят от перемещения исполнительных механизмов. Печатная плата устройства представлена на рис. 6 и 7.

Программное обеспечение (ПО) микроконтроллера составлено на языке C и откомпилировано в бинарный код в среде *CodeVisionAVR*. ПО содержит функции инициализации, тестирования напряжений, тестирования исполнительных устройств, сканера клавиатуры, вывода на дисплей, протокола *SPI*, протокола *UART*, привода перемещения, сортировки, измерительного устройства, анализа результатов и принятия решения, обработки аварийных ситуаций.

Заключение

Разработанное устройство контроля параметров радиоэлементов может широко применяться при производстве электронного оборудования, обеспечивая высокопроизводительный входной контроль в сборочном производстве. Представленное устройство является базовым модулем, расширяя который изготовлением дополнительных измерительных блоков и модификацией ПО, можно контролировать статические параметры нелинейных элементов, в том числе полупроводниковых приборов.

Возможность внешнего подключения к устройству позволяет интегрировать его в распределенные системы и автоматизированные системы управления технологическими процессами.

Литература

1. Баранов В. Н. Применение микроконтроллеров AVR. М: Издательский дом “Додека XXI”, 2004. 228 с.
2. Грамперт В. Измерение, управление и регулирование с помощью AVR микроконтроллеров. – Киев: МК-Пресс, 2006. 208 с.
3. Иди Ф. Сетевой и межсетевой обмен данными с микроконтроллерами. М: Издательский дом “Додека XXI”, 2007. 376 с.

Байнева Ирина Ивановна, к. т. н., доцент кафедры Светотехники Светотехнического факультета ФГБОУ ВПО “Мордовский государственный университет им. Н. П. Огарева”, тел.: +7 (902) 6666045, e-mail: baynevaii@rambler.ru.

Бальзамов Александр Юрьевич, кандидат технических наук, доцент к. т. н., доцент кафедры Автоматики, факультета Электронной техники ФГБОУ ВПО “Мордовский государственный университет им. Н. П. Огарева”, тел.: +7 (927) 1765982; e-mail: balsamovau@yandex.ru.