

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, заведующий кафедрой 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 Большой московской типографии “еПолиграф”, г. Москва, ул. Касаткина, д. 3А.

Подписано в печать 02.12.2011. 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; kryuchkov_v_v@mail.ru

Информация о журнале: www.mmp-irbis.ru

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

Содержание

Л. И. Цытович, М. М. Дудкин, О. Г. Брылина, Р. М. Рахматулин
Интегрирующие датчики нулевого тока для силовых вентильных преобразователей с раздельным управлением 5

В. Ф. Дмитриков, Д. В. Шушпанов, А. В. Павлов, Д. А. Андреев
Исследование условий обеспечения устойчивости ИВЭП при высоком затухании входного фильтра 12

А. В. Берг, А. В. Бериллов, Г. С. Мыцык
Система управления аэродромным регулятором-стабилизатором яркости с многоканальным преобразующим трактом..... 19

Г. А. Белов, А. В. Серебрянников
Анализ и моделирование импульсных преобразователей с упрощенным токовым контуром.....27

В. П. Климов, И. В. Климов, С. Р. Климова, В. И. Павленко, В. Н. Смирнов
Коэффициент мощности электромагнитных цепей преобразователей35

Г. А. Белов, А. А. Петров
Анализ и моделирование импульсного преобразователя выходного напряжения корректора коэффициента мощности39

Г. Н. Фурсей, Е. А. Пеликс
Импульсная медицинская рентгеновская техника нового поколения47

1 декабря 2011 г. в Московском авиационном институте (национальном исследовательском университете) прошла Всероссийская научно-техническая конференция “Научно-технические проблемы электропитания”, посвященная 90-летию со дня рождения Юрия Ивановича Конева.

Организаторы конференции:

- Секция “Научные проблемы электропитания” Научного совета РАН “Электрофизика, электроэнергетика и электротехника”;
- Ассоциация “Электропитание”;
- Академия электротехнических наук РФ;
- Факультет “Системы управления, информатики и электроэнергетики” и кафедра “Микроэлектронные электросистемы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета)”;
- Московский энергетический институт (национальный исследовательский университет).

В работе конференции приняли участие ведущие ученые и специалисты в области силовой преобразовательной электроники.

По итогам конференции издан сборник трудов.

В 1946 г. после шести лет службы в Советской армии, пройдя нелегкий путь по дорогам войны в Крыму и на Кавказе, получив ранение, Юрий Иванович Конев поступает в Московский авиационный институт, с которым связана вся его дальнейшая творческая жизнь. В 1952 г. он с отличием защищает дипломный проект и по предложению декана факультета “Системы управления, приборы и электроэнергетика летательных аппаратов” заведующего кафедрой “Системы электрооборудования летательных аппаратов” профессора Ю. А. Попова остается на преподавательской работе на кафедре, где проработал 54 года.

В 1955 г. Ю. И. Конев защитил кандидатскую диссертацию, а в 1962 — докторскую. С 1963 г. он профессор кафедры “Системы электрооборудования летательных аппаратов”, а с 1969 г. — заведующий кафедрой. В этой должности он проработал до 1996 г. В 1993 г. кафедра получила новое название “Микроэлектронные электросистемы”, полностью соответствующее основному направлению ее научной деятельности. В 1967—1972 гг. Юрий Иванович работал проректором МАИ по учебной работе.

В начале 50-х годов прошлого века появляются сообщения о разработке устройств на основе совершенно новых приборов — полупроводниковых триодов (транзисторов). Это было совершенно новое направление развития науки и техники. Юрий Иванович решает начать исследования по возможностям применения транзисторов в устройствах авиационной автоматики.

В 1953 г. были получены образцы первых отечественных транзисторов. Огромная работоспособность Юрия Ивановича, прекрасная инженерная подготовка, целеустремленность, увлечение радиолюбительством с довоенных времен позволили ему за короткое время получить целый ряд важных научных результатов. В первом номере знаменитых сборников “Полупроводниковые приборы и их применение” под редакцией Я. А. Федотова в 1956 г. были опубли-



Юрий Иванович Конев
(8.10.1921—31.01.2006)

доктор технических наук, профессор кафедры “Микроэлектронные электросистемы” Московского авиационного института, почетный член Академии электротехнических наук РФ

кованы три статьи Ю. И. Конева. В последующих сборниках регулярно выходили статьи Юрия Ивановича, а уже в 1957 г. в издательстве “Советское радио” выходит в свет его первая монография “Кристаллические триоды в устройствах автоматики”. В 1960 г. вышла монография “Полупроводниковые триоды в автоматике”. Такого материала не было в зарубежной печати. Эта работа стала настольной книгой нескольких поколений разработчиков транзисторных устройств. С этого времени Юрий Иванович Конев становится одним из признанных лидеров советской школы транзисторной силовой электроники. В общей сложности Ю. И. Конев — автор и соавтор более 130 печатных работ, в том числе, 7 книг, 3 из которых переведены на иностранные языки и изданы за рубежом, а также 25 авторских свидетельств.

Характерная черта всех научных работ Юрия Ивановича — их глубокая теоретическая проработка

и практическая направленность на создание новых, все более совершенных транзисторных преобразовательных устройств различных классов и систем на их основе.

Работая заведующим кафедрой, Юрий Иванович сумел создать творческий, работоспособный коллектив из преподавателей, сотрудников и студентов кафедры, многие из которых стали кандидатами и докторами наук, руководителями различного уровня, разработчиками устройств силовой транзисторной электроники. За это время Ю. И. Конев подготовил 5 докторов и 45 кандидатов технических наук. За научное руководство разработками для 26 предприятий шести отраслей промышленности и широкое внедрение их в серийное и массовое производство для создания авиационных, космических и промышленных систем, в том числе системы электрооборудования серии космических аппаратов “Луноход”, Ю. И. Конев награжден орденом Знак почета и медалями, премией Минвуза СССР.

Становление и развитие нового направления в науке и технике невозможно без притока молодых кадров. В ходе создания первой в нашей стране полностью бесконтактной системы электрооборудования постоянного напряжения 27 В и 270 В как совокупности 20 взаимодействующих транзисторных преобразователей электроэнергии, различных транзисторных регуляторов и транзисторных бесконтактных автоматов защиты и коммутации, позволяющих создавать качественно новые системы, на кафедре введена подготовка специалистов по специализации “Комплексная миниатюризация устройств и систем электрооборудования ЛА”. Все достижения в научно-исследовательской работе коллектива кафедры постоянно внедряются в учебный процесс.

По инициативе Ю. И. Конева на кафедре организовано студенческое конструкторское бюро, в котором под его непосредственным руководством разработан беспилотный электролет. Этот экологически чистый летательный аппарат использовался, в частности, для отбора проб воздуха на Углеродской ГРЭС. Коллектив создателей электролета награжден дипломами международных выставок в Гренобле и Измире.

В 1967 г. Ю. И. Конев назначен главным редактором ежегодного научно-технического сборника “Электронная техника в автоматике”, оказавшим огромное влияние на развитие устройств и систем силовой транзисторной электроники. Первый выпуск вышел в 1969 г. За 17 лет в этих сборниках опубликованы 660 статей 500 авторов со всей страны.

Постоянное усложнение транзисторных устройств, связанное с расширением выполняемых ими функций, наряду с требованием высочайшей надежности требовало не только тщательного иссле-

дования электромагнитных процессов, но и внедрения достижений полупроводниковой и гибридной технологии, создания новой элементной базы.

Ю. И. Конев остро чувствовал необходимость объединения разработчиков различных устройств силовой транзисторной электроники. В течение определенного времени эту роль выполнял сборник “Электронная техника в автоматике”. Дальнейшим шагом явился договор о создании научно-производственного объединения Научно-исследовательского института радиокомпонентов (НИИ РК), Московского авиационного института (МАИ) и опытно-конструкторского бюро при Томилином заводе полупроводниковых приборов (ОКБ при ТПЗ) с целью создания устройств и систем на основе достижений полупроводниковой и гибридной технологии, позволяющих существенно снизить их массу и объем.

18 июня 1985 г. по инициативе заместителя академика-секретаря Отделения физико-технических проблем энергетики АН СССР академика К. С. Демирчана для формирования направлений научных исследований в области источников вторичного электропитания, координации научных исследований и более тесного взаимодействия с промышленностью в рамках возглавляемого им Научного совета АН СССР по комплексной проблеме “Научные основы электрофизики и электроэнергетики” была создана Подсекция “Научные проблемы источников вторичного электропитания”. Председателем подсекции был избран Ю. И. Конев. Членами Подсекции стали широко известные научной общественности страны ученые. На этой должности он оставался до конца своего жизненного пути. Начиная с 1989 г., на протяжении нескольких лет он был также заместителем председателя и самого Научного совета.

Под руководством Ю. И. Конева за эти годы было проведено более 30 заседаний Подсекции, на которых заслушаны и обсуждены около 80 докладов по основным направлениям развития силовой транзисторной электроники.

На протяжении многих лет Ю. И. Конев был руководителем фонда “Энергетическая электроника”.

С 1988 по 2002 годы оргкомитетом под председательством Ю. И. Конева проведены 4 Всероссийские научно-технические конференции под общим названием “Устройства и системы энергетической электроники”.

Ю. И. Конев тяжело переживал 90-е годы и прилагал максимальные усилия к сохранению ее высокого научного потенциала. В начинающемся в настоящее время возрождении отрасли силовой электроники безусловно есть и заслуга Ю. И. Конева.

Первым в нашей стране и одним из первых в мире Ю. И. Конев в 1953 г. начал исследование методов применения транзисторов для преобразо-

вания электрической энергии. Своими работами он обеспечил становление и непрерывное развитие нового научного и промышленного направления – транзисторной преобразовательной электроники, которое достигло масштабов отрасли. Продукция этого направления стала массовым техническим средством, во многом определяющим научно-технический потенциал страны. Труды Ю. И. Конева обогатили науку фундаментальным решением проблем теории процессов преобразования электриче-

ской энергии, реализуемых на базе использования полностью управляемых полупроводниковых приборов.

Необыкновенно талантливый, доброжелательный и скромный человек прожил прекрасную творческую жизнь и получил всеобщее признание специалистов в области силовой транзисторной электроники в нашей стране и за рубежом. Он оставил богатое научное наследие и яркий след в памяти своих многочисленных учеников, друзей и коллег.

**Оргкомитет Всероссийской научно-технической конференции
“Научно-технические проблемы электропитания”,
кафедра “Микроэлектронные электросистемы” Московского авиационного института
(Национального исследовательского университета)**

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

ИНТЕГРИРУЮЩИЕ ДАТЧИКИ НУЛЕВОГО ТОКА ДЛЯ СИЛОВЫХ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С РАЗДЕЛЬНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

L. I. Tsytoich, M. M. Dudkin,
O. G. Brilina, R. M. Rahmatulin

Рассматриваются принципы построения датчиков нулевого тока (ДНТ) на основе интегрирующих развертывающих преобразователей с одно- и многозонной частотно-широотно-импульсной модуляцией, предназначенные для систем управления реверсивными тиристорными преобразователями с раздельным управлением.

Приведены структуры аналогового и аналого-цифровых ДНТ, их временные диаграммы сигналов, а также основные расчетные соотношения.

Ключевые слова: датчик нулевого тока, развертывающий преобразователь, тиристорный преобразователь, частотно-широотно-импульсная модуляция, многозонная модуляция, интегратор, релейный элемент, аналого-цифровое преобразование.

Integrating Zero Current Sensors For Power Gate Converters
With Separate Control

Design principles of zero current sensors (ZCS) design on the basis of integrating sweep converters with one- and multizone frequency-pulse-width modulation meant for control systems of reversed thyristor converters with separate control are considered.

Analog and analog-digital ZCS structures, their timing waveform diagram, as well as basic design equations are given.

Key words: zero current sensor, sweep converter, thyristor converter, frequency-pulse-width modulation, multizone modulation, integrator, relay element, analog-digital conversion.

Высокий уровень помех в каналах передачи информации систем управления технологическими процессами является одной из причин сбоев в работе силовой преобразовательной техники [1], в частности, реверсивных тиристорных преобразователей (ТП) постоянного тока с раздельным управлением. Здесь одним из наиболее чувствительных к внешним помехам элементом системы управления ТП являются датчики нулевого тока (ДНТ), построение которых традиционно базируется на том или ином варианте схем компараторов [2]. При этом уровень фильтрации сигналов помех на входе ДНТ зачастую ограничивается требованиями к быстродействию системы управления технологическим объектом.

Одним из эффективных путей повышения помехоустойчивости систем управления ТП является применение методов интегрирующего развертывающего преобразования [3–5].

Ниже рассматриваются принципы построения интегрирующих ДНТ повышенной помехоустойчивости на базе частотно-широотно-импульсных развертывающих преобразователей (РП) с аналоговым и цифровым методами обработки выходного сигнала.

Аналоговый датчик нулевого тока с однозонной частотно-широотно-импульсной модуляцией

ДНТ [6] (рис. 1а) относится к классу аналоговых систем с однозонной частотно-широотно-импульсной модуляцией (ЧШИМ). В его состав входят интегрирующий РП на основе сумматора Σ , интегратора И, релейного элемента РЭ с неинвертирующей петлей гистерезиса и симметричными

относительно нулевого уровня порогами переключения $\pm b$, а также пропорциональные звенья $K_{ВХ}$ и $K_{ОС}$ на входе и в цепи обратной связи, определяющие величину коэффициента передачи $K_{П}$ РП со стороны информационного входа.

Дальнейшее преобразование выходного сигнала РП осуществляется с помощью дифференцирующего звена Д с постоянными времени T_1 , T_2 , двухполупериодного выпрямителя (демодулятора) В, сглаживающего фильтра Φ и порогового элемента ПЭ с порогом включения Δ .

В исходном состоянии при входном сигнале, удовлетворяющем условию $|X_{ВХ}| < (\pm X_{Д}) = (\pm A/K_{П})$, РП работает в режиме автоколебаний с ЧШИМ. Здесь: $\pm A$ – амплитуда выходных импульсов РЭ; $\pm X_{Д}$ – допустимый уровень сигнала $X_{ВХ}$, соответствующий линейному участку характеристики $Y_0 = f(X_{ВХ})$, где Y_0 – среднее значение выходных импульсов РЭ за период автоколебаний РП. Период автоколебаний определяется соотношением

$$T_0 = \frac{4\bar{b}T_{И}}{1 - \bar{X}_{ВХ}^2}, \quad (1)$$

где: $\bar{b} = |b/A|$ – нормированное значение порогов переключения РЭ;

$T_{И}$ – постоянная времени интегратора И;

$\bar{X}_{ВХ} = |X_{ВХ} K_{П}/A|$ – нормированное значение входного сигнала ДНТ.

Наличие тока в цепи нагрузки ТП переводит РП в заторможенный режим, когда выходной сигнал РЭ принимает одно из статических положений $\pm A$ (рис. 1б, в). Для этого параметры звеньев КВХ и

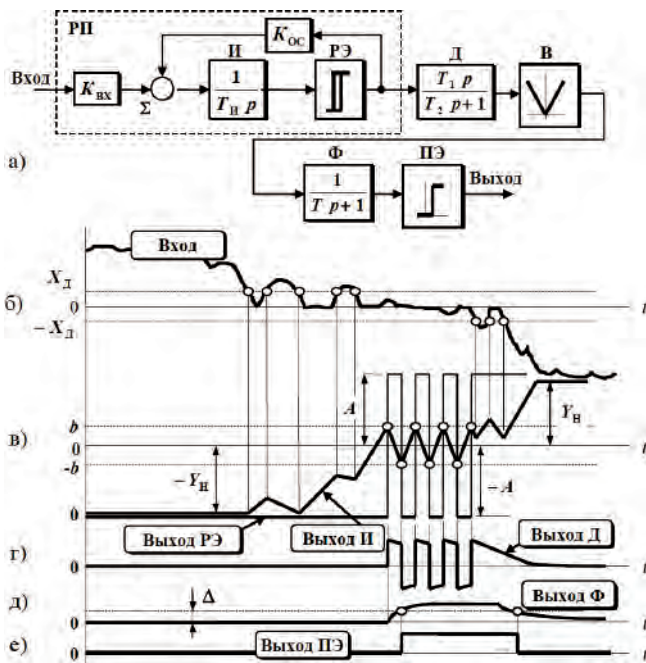


Рис. 1. Структурная схема (а) и временные диаграммы сигналов (б – е) однозонного аналогового интегрирующего датчика нулевого тока

$K_{ос}$ подбираются таким образом, чтобы входной сигнал $X_{вх}$ ДНТ (рис. 1 б) значительно превышал бы допустимое значение $\pm X_{д}$. Как правило, для этого необходимо обеспечить $K_{п} = 100 \dots 300$.

При срыве в РП автоколебательного режима выходной сигнал интегратора И достигает зоны “насыщения” $\pm Y_{н}$ операционного усилителя (ОУ) (рис. 1 в), на основе которого реализуется канал интегрирования РП. Знак координаты $\pm Y_{н}$ противоположен знаку $X_{вх}$ (рис. 1 б, в).

По мере снижения тока нагрузки (рис. 1 б) ДНТ стремится перейти в режим автоколебаний, что происходит, когда входной сигнал становится меньше величины $\pm X_{д}$ (рис. 1 б, в). Появление импульсов на выходе РЭ обеспечивает формирование переменного сигнала на выходе звена Д (рис. 1 г), постоянные времени T_1, T_2 которого выбираются таким образом, чтобы передать выходные импульсы РЭ на вход выпрямителя В с минимальными искажениями.

В результате демодуляции и сглаживания выходного сигнала блока Д на вход ПЭ подается постоянный сигнал (рис. 1 д), который преобразуется в напряжение логической “1” (рис. 1 е), что соответствует нулевому уровню тока нагрузки ТП. Наличие интегратора в прямом канале ДНТ и его работа в режиме “насыщения” исключает ложные срабатывания датчика под воздействием импульсных помех, что характерно для ДНТ компараторного типа [2].

Использование в качестве информативной координаты РП переменной составляющей выходных импульсов РЭ снижает жесткость требований к дрейфовым параметрам интегратора и других элементов ДНТ, что позволяет получить достаточно

стабильный характер работы датчика при коэффициентах его пропорционального усиления на уровне $K_{п} \leq 300$ (например, при использовании ОУ типа LM6171 *National Semiconductor*).

Аналого-цифровой датчик нулевого тока с однозонной частотно-широотно-импульсной модуляцией

ДНТ на рис. 2а отличается от предыдущей схемы способом фиксации нулевого значения входной координаты, для чего период выходных импульсов РП преобразуется в цифровой код, который сравнивается с заранее заданным значением, пропорциональному периоду автоколебаний РП при нулевом уровне входного сигнала.

Для этой цели здесь служат ключевой элемент Кл., одновибраторы ОВ1, ОВ2, генератор счетных импульсов G стабильной частоты, элемент задержки DL, счетчик СТ, регистр памяти RG, цифровой компаратор ЦК, элемент Л1 “2И”, элемент “нИ-НЕ”, блок Л3 функции “2ИЛИ” и источник опорного цифрового кода ИК. Интегратор И в цепи обратной связи содержит нелинейный элемент НЭ с зоной нечувствительности $|\pm b_0| > |\pm b|$, что уменьшает время задержки выхода ОУ интегратора из режима “насыщения” при выполнении условия $(|\pm X_{вх}| < |\pm A/K_{п}|)$.

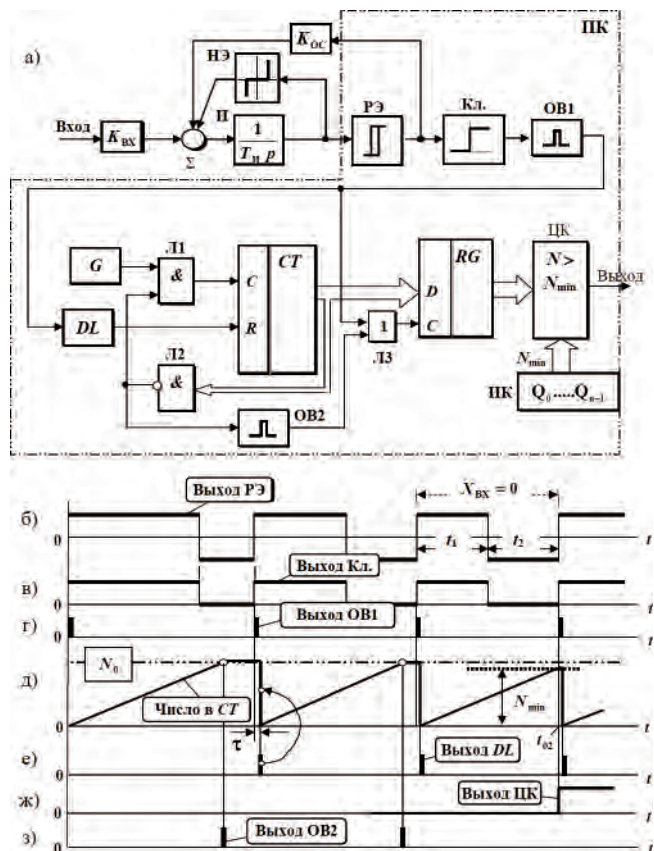


Рис. 2. Структурная схема (а) и временные диаграммы сигналов (б–з) однозонного интегрирующего аналого-цифрового датчика нулевого тока

Ключ Кл. предназначен для преобразования биполярных выходных импульсов РЭ в однополярный сигнал (рис. 2б, в), что необходимо для “стыковки” выхода РЭ с элементами цифровой электроники. ОВ1 формирует импульсы малой длительности синхронно с передним фронтом сигнала на выходе Кл. (рис. 2в, г), а импульс на выходе ОВ2 появляется при достижении в счетчике заранее заданного числа N_0 (рис. 2д, з), когда Л2 переходит в нулевое состояние и накопление числа в СТ прекращается. Запись данных в регистр RG производится выходными импульсами ОВ1, а “обнуление” СТ осуществляется с задержкой τ , формируемой с помощью DL (рис. 2г–е).

При уменьшении $X_{ВХ}$ до нулевого значения период следования импульсов на выходе РЭ становится минимальным (рис. 2б, $t_1 = t_2$) и соответствует числу $N_{\min} = T_0 |X_{ВХ=0}| / T_G$, которое задается источником ИК. Здесь T_G – период счетных импульсов с выхода генератора G, причем $T_G \ll T_0$.

В этом случае ЦК переключается в состояние логической “1”, фиксируя тем самым факт нулевого значения входной координаты (рис. 2ж).

Учитывая, что при $t_1 \neq t_2$ соблюдается условие $N_0 > N_{\min}$, цифровой компаратор ЦК сохраняет на выходе логический “0”, запрещающий реверс ТП. Периодический запуск ОВ1 (рис. 2г) дублирует перенос числа N_0 в RG.

Если ДНТ вновь переходит в статический режим (рис. 3а), то число в счетчике достигает уровня N_0 (рис. 3в). Под действием импульса с выхода ОВ2 (рис. 3в) данные переносятся в RG, а компаратор ЦК формирует сигнал логического “0” (рис. 3г). При этом счет прекращается, так как состояние N_0 в СТ обеспечивает статический “0” на выходе Л2, блокируя прохождение счетных импульсов через Л1 с выхода G на счетный С–вход счетчика СТ.

Основные преимущества аналого-цифрового ДНТ сводятся к следующему. Он является системой с двойным интегрированием, что повышает степень помехоустойчивости ДНТ как к внешним, так и внутренним помехам (первый канал интегрирования – интегратор И, второй “интегратор” – счетчик СТ). Повышенная точность ДНТ обусловлена цифровым

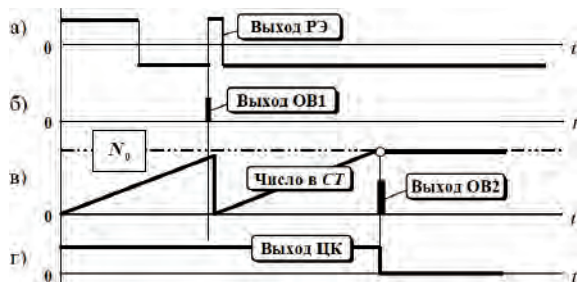


Рис. 3. Временные диаграммы сигналов однозонного интегрирующего аналого-цифрового датчика нулевого тока при срыве автоколебаний в разветвляющем преобразователе

алгоритмом фиксации значения N_{\min} , что позволяет увеличить быстродействие процесса обнаружения “нулевого тока” в контролируемой цепи. Сохранение статического состояния счетной схемы в периоды срыва автоколебательного процесса во входном контуре датчика уменьшает вероятность самопроизвольного перехода цифрового компаратора ЦК в состояние “1” под действием внешних помех, а также снижает уровень внутренних помех в ДНТ от РП, который тот генерирует, например, через каналы источника электропитания, работая в режиме автоколебаний. Кроме того, дискретно-цифровая часть ДНТ, в которую целесообразно включить также РЭ (рис. 2а), достаточно просто реализуется на программируемом контроллере ПК. Интегрирующий канал ДНТ в большинстве практических случаев целесообразно выполнять на аналоговой основе, так как цифровое интегрирование не приводит к повышению точности ДНТ, а лишь неоправданно увеличивает объем программной части устройства.

Аналого-цифровой датчик нулевого тока с многозонной частотно-широотно-импульсной модуляцией

Если в схемах ДНТ на рис. 1а и рис. 2а используется однозонная модуляция, при которой выходные импульсы меняются дискретно в пределах $\pm A$, то ДНТ на рис. 4 относится к классу многозонных систем, когда диапазон $\pm A$ разбивается на несколько поддиапазонов, причем “внутри” каждого из них система работает в режиме ЧШИМ, закон которой определяется соотношением (1).

Подобная модуляция реализуется с помощью многозонного интегрирующего разветвляющего преобразователя МРП [7], в состав которого (рис. 4) входят сумматоры $\Sigma 1, \Sigma 2$, интегратор И, а также группа релейных элементов РЭ1–РЭn, причем в общем случае $n \geq 3$ – нечетное число.

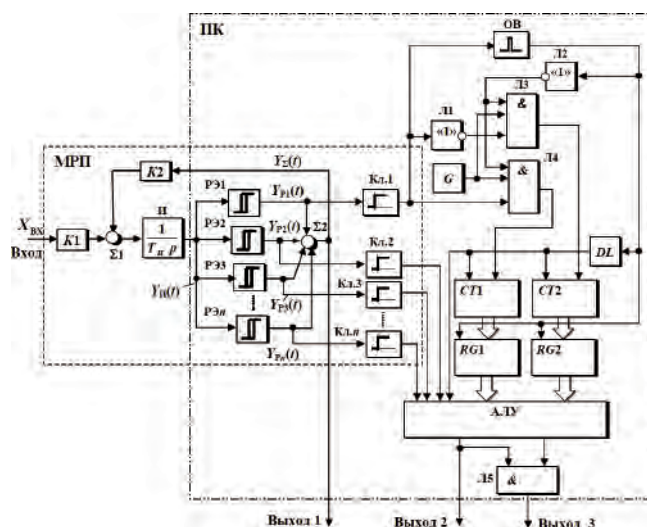


Рис. 4. Структурная схема многозонного интегрирующего аналого-цифрового датчика нулевого тока

Релейные элементы имеют симметричную относительно нулевого уровня неинвертирующую петлю гистерезиса и пороги переключения, удовлетворяющие условию $|\pm b_1| < |\pm b_2| < \dots < |\pm b_n|$, где индекс при “ b ” соответствует порядковому номеру РЭ. В дальнейшем считаем, что изменение уровня входного сигнала совпадает с началом очередного цикла развертывающего преобразования. Ограничимся также числом релейных элементов $n = 3$.

При включении МРП и нулевом входном сигнале $X_{ВХ}$ релейные элементы РЭ1...РЭ3 устанавливаются произвольным образом, например, в состояние $+A/3$ (рис. 5 в–д). Под действием сигнала развертки $Y_{И}(t)$ с выхода интегратора И (рис. 5б) происходит последовательное переключение в положение $-A/3$ блоков РЭ2 и РЭ3 (рис. 5 в, г, моменты времени t_{01} , t_{02}), после чего меняется направление развертывающего преобразования, и сигнал $Y_{И}(t)$ на выходе И нарастает в положительном направлении.

Начиная с момента времени выполнения условия $Y_{И}(t)$, МРП входит в режим устойчивых автоколебаний, когда амплитуда сигнала развертки $Y_{И}(t)$ ограничена зоной неоднозначности РЭ1, а РЭ2 и РЭ3 находятся в статических и противоположных по знаку выходных сигналов $Y_{Р2}(t)$, $Y_{Р3}(t)$ состояниях (рис. 5г, д). Координата $Y_{\Sigma}(t)$ на выходе сумматора $\Sigma 2$ (аналоговый “выход 1” ДНТ) формируется за счет переключений РЭ1 (рис. 5 в) в первой модуляционной зоне, ограниченной пределами $\pm A/3$ (рис. 5 е).

При отсутствии $X_{ВХ}$ (рис. 5а, $t < t_0$) среднее значение Y_0 импульсов $Y_{\Sigma}(t)$ равно нулю. Наличие входной координаты $X_{ВХ} < (A/3)$ (рис. 5 а, $t_0 < t < t_0^*$) влечет за собой изменение частоты и скважности импульсов $Y_{\Sigma}(t)$, так как в интервале t_1 (рис. 5в)

развертка $Y_{И}(t)$ (рис. 5б) изменяется под действием разности сигналов, подаваемых на сумматор $\Sigma 1$ (рис. 5 а, е), а в интервале $t_2 - dY_{И}(t)/dt$ зависит от суммы этих воздействий. В результате $Y_0 \cong X_{ВХ}$ (рис. 5е).

Предположим, что в момент времени t_0^* сигнал $X_{ВХ}$ увеличился дискретно до величины $(A/3) < X_{ВХ} < A$ (рис. 5). Это нарушает условия существования режима автоколебаний в первой модуляционной зоне, и МРП переходит на этап переориентации состояний РЭ2 и РЭ3, который заканчивается в момент времени t_{03} , когда РЭ3 переключается в положение $-A/3$ (рис. 5д).

Координата $Y_{\Sigma}(t)$ достигает уровня $-A$ (рис. 5е), и МРП переходит во вторую модуляционную зону, где в интервалах t_1 , t_2 (рис. 5в) скорость формирования развертывающей функции $Y_{И}(t)$ (рис. 5б) также определяется разностью или суммой сигналов, воздействующих на сумматор $\Sigma 1$. При этом сигнал Y_0 включает постоянную составляющую $-A/3$ первой и среднее значение импульсного потока $Y_{Р1}(t)$ второй модуляционных зон (рис. 5е).

Движение МРП из одной модуляционной зоны в другую для малых приращений координаты $X_{ВХ}$ сопровождается переходом системы через характерные точки с нулевым значением частоты несущих колебаний (режим частотно-нулевого сопряжения модуляционных зон). Необходимо также отметить, что по сравнению с однозонной многозонная модуляция позволяет снизить постоянную времени сглаживающего фильтра при выделении среднего значения импульсов $Y_{\Sigma}(t)$.

Амплитудная $Y_{0,i} = f(X_{ВХ})$ и модуляционная $t_i = f(X_{ВХ})$ характеристики МРП показаны в таблице 1.

В отличие от схемы на рис. 2а, в многозонном ДНТ анализ уровня входного сигнала производится путем сравнения длительностей выходных импульсов РЭ1...РЭ n положительной и отрицательной полярности. Для этого служат инверторы Л1, Л2, логические элементы Л3, Л4 функции “3И”, элементы Л5 “2И”, генератор счетных импульсов G , одновибратор $ОВ$, элемент задержки DL , двоичные суммирующие счетчики СТ1, СТ2, регистры памяти $RG1$, $RG2$ и арифметическо-логического устройство АЛУ. ДНТ имеет три выхода: “выход 1” – аналоговый, “выход 2” – дискретный (пороговый), “выход 3” – индикация нулевого значения входного сигнала.

Рассмотрим поведение МРП при последовательном прохождении входным сигналом первой и второй модуляционных зон (рис. 6), после чего он входит в статическое состояние.

При $|X_{ВХ}| < (|\pm X_{Дл}| = |\pm A/(n \cdot K_{П})|)$ (рис. 6а) автоколебания сохраняются в тракте РЭ1 (рис. 6 б), а РЭ2 и РЭ3 находятся в противоположных по знаку выходного сигнала состояниях (рис. 6 в, г). На выходе ключей Кл.2, Кл.3 число “нулей η ” и “единиц k ”

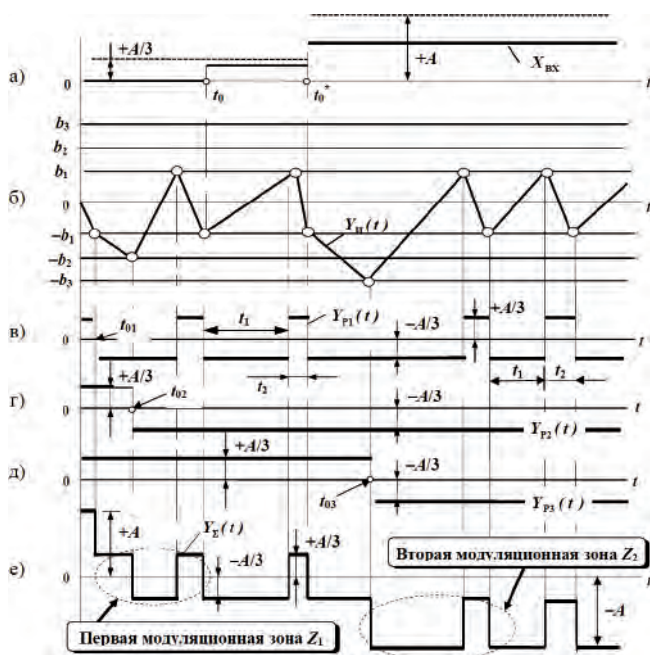


Рис. 5. Временные диаграммы сигналов многозонного интегрирующего развертывающего преобразователя

Таблица 1. Амплитудная и модуляционная характеристики многозонного разветвляющего преобразователя

Модуляционная зона	Модуляционная $t_i = f(X_{вх})$ и амплитудная $Y_{oi} = f(X_{вх})$ характеристики МРП	Допустимый диапазон изменения входного сигнала
$Z_1 = 1$	$t_1 = \frac{2\bar{b}_1 T_{ин}}{n^{-1} - X_{вх}}; t_2 = \frac{2\bar{b}_1 T_{ин}}{n^{-1} + X_{вх}};$ $Y_{o2} = (-1)A(1 - 2\gamma)n^{-1} = -X_{вх}$	$0 \leq \bar{X}_{вх} \leq n^{-1}$
$Z_2 = 2$	$t_1 = \frac{2\bar{b}_1 T_{ин}}{3n^{-1} - X_{вх}}; t_2 = \frac{2\bar{b}_1 T_{ин}}{X_{вх} - n^{-1}};$ $Y_{o2} = (-1)A(1 + 2\gamma)n^{-1} = -X_{вх}$	$n^{-1} \leq \bar{X}_{вх} \leq 3n^{-1}$
...
$Z_i = 2$	$t_1 = \frac{2\bar{b}_1 T_{ин}}{(2Z_i - 1)n^{-1} - X_{вх}}; t_2 = \frac{2\bar{b}_1 T_{ин}}{X_{вх} - (2Z_i - 3)n^{-1}};$ $Y_{oi} = (-1)A[(2Z_i - 3) + 2\gamma]n^{-1} = -X_{вх}$	$(2Z_i - 3)n^{-1} \leq \bar{X}_{вх} \leq (2Z_i - 1)n^{-1}$
Параметры		
$\bar{b}_1 = b_1 / A$ – нормированное значение порогов переключения $\pm b_1$; $\bar{X}_{вх} = X_{вх} / A $ – нормированная величина входного сигнала $X_{вх}$ МРП; n – количество релейных элементов (причем, $n \geq 3$ – нечетное число); Z_i – порядок модуляционной зоны; $\gamma = \frac{t_1}{t_1 + t_2}$ – скважность импульсной составляющей $Y_{\Sigma}(t)$; $\pm A$ – максимальная амплитуда сигнала $Y_{\Sigma}(t)$; $T_{ин}$ – постоянная времени интегратора И		
Количество модуляционных зон в МРП		
$D = \frac{n+1}{2}$		

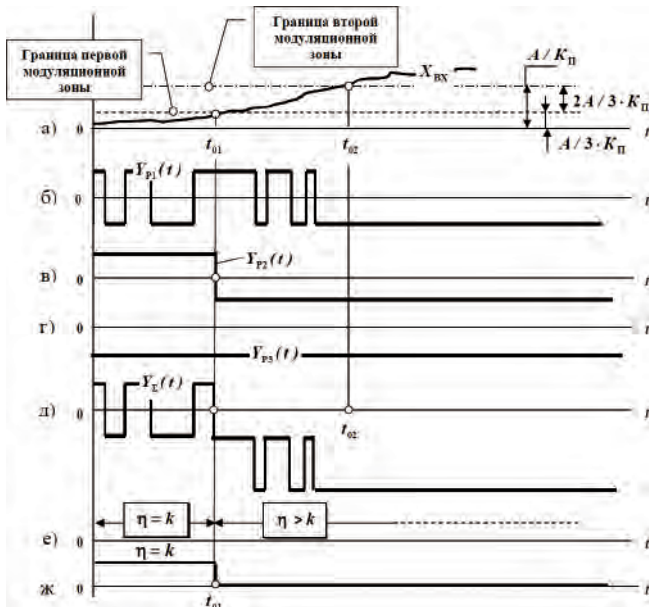


Рис. 6. Временные диаграммы сигналов многозонного интегрирующего датчика нулевого тока при возрастании уровня входного сигнала (“ η ” – количество “нулевых” и “ k ” – “единичных” состояний ключей Кл.1 ... Кл.3)

равно между собой (рис. 6 в, г, е). Если арифметико-логическое устройство АЛУ запрограммировано на фиксацию порогового уровня, равного границе первой модуляционной зоны, то на “выходе 2” формируется логическая “1” (рис. 6 ж).

На интервале $t_{01} \leq t \leq t_{02}$ (рис. 6а) МРП работает во второй модуляционной зоне. Здесь $\eta > k$ (рис. 6 в, г, е), поэтому АЛУ на “выходе 2” формирует логический “0” (рис. 6ж).

При $t > t_{02}$ (рис. 6а) МРП переходит в “насыщение”, при котором режим автоколебаний отсутствует, а выходные сигналы релейных элементов РЭ1... РЭ3 имеют одинаковый знак (рис. 6 б–г). Поэтому “выход 2” сохраняет состояние “0”.

Рассмотрим выход МРП из состояния насыщения (рис. 7). При снижении уровня входного сигнала на интервале $t_{01} \leq t \leq t_{02}$ (рис. 7а) в МРП вновь возникает режим автоколебаний (рис. 7б, д). При входе системы в первую модуляционную зону (рис. 7а, момент времени $t > t_{02}$) выполняется равенство $\eta = k$ (рис. 7 в, г, е), что фиксируется АЛУ путем формированием сигнала “1” на “выходе 2”.

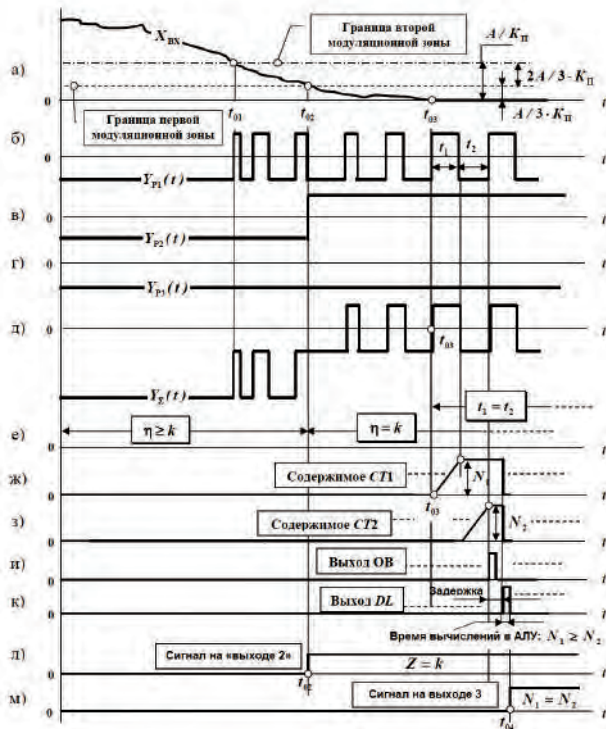


Рис. 7. Временные диаграммы сигналов многозонного интегрирующего датчика нулевого тока при снижении уровня входного сигнала (“ η ” – количество “нулевых” и “ k ” – “единичных” состояний ключей Кл.1 ... Кл.3)

Таким образом, с помощью АЛУ для вспомогательных периферийных устройств системы управления технологическим процессом можно задать требуемый пороговый уровень срабатывания, который совпадает с границей раздела соответствующей модуляционной зоны МРП, что свидетельствует о снижении контролируемой величины ниже заранее заданного порогового значения. При этом пороговый уровень формирования логической “1” на “выходе 2” не зависит от стабильности порогов переключения релейных элементов МРП, а определяется только их числом и коэффициентом передачи многозонного преобразователя. Кроме того, наличие интегратора в прямом канале преобразования существенно повышает помехоустойчивость работы устройства.

В момент времени t_{03} (рис. 7а), когда $X_{вх} = 0$, среднее значение выходных импульсов МРП равно нулю (рис. 7б, д), при котором наступает равенство $t_1 = t_2$ (рис. 7б).

В интервале t_1 открыт элемент Л4, и выходные импульсы с выхода G поступают на счетный вход счетчика СТ1, в котором накапливается двоичное число N_1 (рис. 7ж). Элемент Л3 закрыт для счетных импульсов с выхода G выходным сигналом инвертора Л1.

На интервале t_2 (рис. 7б) счетные импульсы с выхода G через блок Л3 поступают на вход СТ2 (рис. 7з). Блок Л4 закрыт сигналом “0” с выхода ключа Кл.1.

При формировании переднего фронта импульса на выходе релейного элемента РЭ1 (рис. 7б) запускается ОВ (рис. 7и), и данные из счетчиков СТ1, СТ2 переносятся в регистры RG1, RG2. При этом блоки Л3, Л4 закрыты выходным сигналом инвертора Л2. Затем с задержкой по времени (рис. 7к) происходит “обнуление” счетчиков СТ1, СТ2 (рис. 7ж, з, к), а в течение длительности выходного импульса DL в АЛУ осуществляется проверка условия $N_1 = N_2$, при выполнении которого на “выходе 3” формируется “1” (рис. 7м). Допустимая погрешность определения равенства $N_1 = N_2$ устанавливается, как правило, на уровне младшего разряда. Следует отметить, что наступление условия $N_1 = N_2$ возможно и в других модуляционных зонах МРП. Поэтому для исключения ситуаций неоднозначности АЛУ выполняет программным образом проверку условия $N_1 = N_2$ только в случае $\eta = k$ (рис. 7л). Аналогичная операция запрета появления “1” на “выходе 3” при $\eta \neq k$ может быть реализована аппаратным путем (фиг. 6) за счет введения блока Л5 функции “2И”, который передает сигнал “1” на “выход 3” только при наличии “1” на “выходе 2”.

Таким образом, в МРП ликвидируется возможность появления ложной “1” на “выходе 3”. Кроме того, фиксация условия $X_{вх} = 0$ в рассмотренном устройстве выполняется не по факту появления на выходе РП переменной составляющей выходных импульсов как в ДНТ на рис. 1, а по длительности выходных импульсов МРП, что повышает точность и помехоустойчивость датчика в целом.

Как и в однозонном ДНТ (рис. 2), в многозонной системе (рис. 4) дискретная часть структуры реализуется на основе ПК. Как показывает практика, при реализации многозонного ДНТ повышенной точности для реверсивных ТП с отдельным управлением достаточным числом модуляционных зон является $D \leq 9$.

Необходимо также отметить, что в ряде случаев, когда речь идет о повышенной живучести объекта в экстремальных условиях эксплуатации, МРП может явиться эффективным средством при решении вопросов самодиагностирования и автоматического резервирования его каналов управления [8].

Выводы

1. Интегрирующее развертывающее преобразование является эффективным способом повышения помехоустойчивости и точности ДНТ как аналогового, так и аналого-цифрового типа, причем в аналого-цифровых ДНТ достигается предельно возможная для подобных систем помехоустойчивость за счет двойного интегрирования входного воздействия.

2. Фиксация нулевого значения входного сигнала в аналого-цифровых ДНТ может производиться путем преобразования периода выходных импульсов РП в код с последующим его сравнением с

заранее заданным числом, которое соответствует интервалу дискретизации РП при нулевом уровне входного воздействия, либо за счет фиксации момента равенства длительностей выходных импульсов развертывающего преобразователя за период его автоколебаний.

3. ДНТ на основе интегрирующей многозонной модуляции обладают более высокой точностью фиксации момента времени $X_{BX} = 0$ за счет разбиения амплитудного диапазона входного сигнала на градационные (модуляционные) зоны, которые не зависят от значений порогов переключения релейных элементов и температурного или временного дрейфа их значений, а всецело определяются коэффициентом передачи МРП и числом РЭ. Кроме того, ДНТ на основе МРП обладает более широкими функциональными возможностями благодаря способности преобразования входного сигнала в дискретные значения (логические уровни), соответствующие различным точкам амплитудного диапазона сигнала управления.

Литература

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

2. *Чернов Е. А., Кузьмин В. П.* Комплектные электроприводы станков с ЧПУ. Справочное пособие. – Горький: Волго-Вятское книжное издательство, 1989. – 320 с.

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

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

5. *Цытович Л. И., Дудкин М. М., Качалов А. В., Терещина О. Г., Логинова Н. А.* Интегрирующие развертывающие преобразователи с повышенной температурной стабильностью характеристик // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2010. – № 10. – С. 38–43.

6. RU 2390906 Российская Федерация, МПК7 H 02 M 1/08, G 06 G 7/12. Датчик нулевого тока / Л. И. Цытович, М. М. Дудкин, А. В. Качалов, Р. М. Рахматулин. – № 2009114056/09; заявл. 13.04.09; опубл. 27.05.10, Бюл. № 15. – 8 с.

7. А.с. 1183988 СССР. Развертывающий преобразователь / Цытович Л. И. заявл. 27.04.84; опубл. 07.10.85, Бюл. № 37.

8. *Цытович Л. И., Брылина О. Г.* Многозонные интегрирующие системы управления каскадами “вентильный преобразователь – исполнительный механизм” для объектов с параллельными каналами регулирования // Практическая силовая электроника, № 4 (36) 2009, С. 23–30.

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: tqli@susu.ac.ru;

Дудкин Максим Михайлович, к. т. н., доцент кафедры ЭПА ЮУрГУ, тел. 8 (351) 267–93–21;

Брылина Олеся Геннадьевна, к. т. н., ведущий инженер кафедры ЭПА ЮУрГУ, тел. 8 (351) 267 – 93 – 21.

Д. В. Шушпанов, А. А. Куприянов, А. В. Павлов, З. Г. Ягубов

РАСЧЕТ ВХОДНЫХ ФИЛЬТРОВ С ПОТЕРЯМИ В УСТОЙЧИВОЙ СИСТЕМЕ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

D. V. Shushpanov, A. A. Kupriyanov,
A. V. Pavlov, Z. G. Yagubov

Design of Input Lossy Filters
For Stable Power-Supply System

Показана особенность расчета частотных характеристик (затухания и выходного сопротивления) для однозвенного и двухзвенного фильтра с учетом резистивных потерь. Предложена методика расчета параметров однозвенного фильтра с резистивными потерями, которая позволяет достаточно просто получить требуемые характеристики: затухание и выходное сопротивление для устойчивой работы системы.

Ключевые слова: система электропитания, входной фильтр, однозвенный фильтр, двухзвенный фильтр, затухание, ЛАЧХ, выходное сопротивление, корректирующий множитель, аппроксимация, устойчивость.

The paper demonstrates design feature of frequency response (attenuation and output impedance) for single-mesh filter and two-section filter with regard to resistive losses. The design procedure of single-mesh filter elements with resistive losses, that allows quite simple derivation of required characteristics (attenuation and output impedance) for stable system operation is suggested.

Key words: power-supply system, input filter, single-mesh filter, two-section filter, filter attenuation, frequency response, output impedance, correcting multiplier, approximation, stability.

Обязательными элементами современных источников вторичного электропитания (ИВЭП) являются входные фильтры, которые сглаживают пульсации выпрямленного напряжения, а также предохраняют первичную сеть от высокочастотных помех, обусловленных импульсным характером работы ИВЭП.

Многочисленные работы по проектированию входных фильтров [1–5] посвящены в основном достижению необходимого уровня подавления колебаний частоты преобразования и гармоник выпрямленного напряжения. При этом не учитывая возможность самовозбуждения системы “входной фильтр – ИВЭП”, так как стабилизированный преобразователь, содержащие отрицательные обратные связи (ООС), имеет отрицательное значение резистивной составляющей входного сопротивления.

Оценке устойчивости ИВЭП с входными фильтрами в последние годы уделяется большее внимание [6–11]. Получен ряд важнейших результатов по повышению устойчивости системы. Однако отсутствует комплексный подход к проектированию системы “входной фильтр–ИВЭП”, обеспечивающий как устойчивую работу системы, так и заданный уровень затухания фильтра.

Одновременное достижение обоих указанных требований можно получить на основе анализа комплексной передаточной функции системы “входной фильтр–ИВЭП”, выражение для которой представлено в работе [11]:

$$H(j\omega) = \frac{H_{\Phi}(j\omega)|_{XX} \cdot H_{\text{ИВЭП}}(j\omega)}{1 + Z_{\text{ВЫХ}}^{(\Phi)}(j\omega) / Z_{\text{ВХ}}^{(\text{ИВЭП})}(j\omega)}, \quad (1)$$

где $H_{\Phi}(j\omega)|_{XX}$ – комплексная передаточная функция входного фильтра на холостом ходу;

$H_{\text{ИВЭП}}(j\omega)$ – комплексная передаточная функция ИВЭП;

$Z_{\text{ВЫХ}}^{(\Phi)}(j\omega)$ – комплексное выходное сопротивление входного фильтра;

$Z_{\text{ВХ}}^{(\text{ИВЭП})}(j\omega)$ – комплексное входное сопротивление ИВЭП.

Как видно из (1) при

$$Z_{\text{ВЫХ}}^{(\Phi)}(j\omega) / Z_{\text{ВХ}}^{(\text{ИВЭП})}(j\omega) = -1$$

система возбуждается [6–11].

Таким образом, для создания условий устойчивой работы системы и обеспечения требуемого подавления гармоник импульсного входного тока ИВЭП необходимо одновременно исследовать в диапазоне частот поведение $Z_{\text{ВЫХ}}^{(\Phi)}(j\omega)$ с целью выявления возможности его уменьшения и поведение передаточной функции фильтра для получения необходимого уровня затухания.

Кроме того, в реальной системе необходимо учитывать паразитные параметры фильтра. Поэтому в настоящей работе представлена методика расчета одно- и двухзвенного фильтров с учетом резистивных потерь в конденсаторах и дросселях, обеспечивающих требуемый уровень затухания фильтра при минимальном выходном сопротивлении. При расчете фильтра используется учет только резистивных паразитных параметров (активных потерь), так как реактивные паразитные параметры влияют на выходное сопротивление фильтра, как правило, на частоте выше частоты единичного петлевого усиления ООС преобразователя, т. е. не влияют на устойчивость системы “входной фильтр–ИВЭП”.

Однозвенный фильтр

Схема однозвенного LC-фильтра с резистивными паразитными элементами потерь r_L и r_C ,

соответственно, в дросселе L и конденсаторе C представлена на рис. 1.

Комплексная передаточная функция $H(j\omega)$ и логарифмическая амплитудно-частотная характеристика (ЛАЧХ) $A(f)$, характеризующая его затухание, могут быть представлены в виде:

$$H(j\omega) = \frac{R_H}{r_L + R_H} \cdot \frac{j\omega C r_C}{1 - \omega^2 LC \frac{r_C + R_H}{r_L + R_H} + \dots} \dots$$

$$\dots + j\omega \left[\frac{R_H}{r_L + R_H} + C \frac{r_L r_C + (r_L + r_C) R_H}{r_L + R_H} \right]; \quad (2)$$

$$A(f) = 20 \lg \left\{ \frac{K_1}{K_0} \sqrt{\frac{\frac{f^2 \cdot r_C^2}{f_0^2 \cdot \rho^2} + 1}{\frac{1}{K_0^2} \cdot \frac{f^4}{f_0^4} + \frac{K_1}{K_0} \left[\frac{\rho^2}{R_H^2} + \left(\frac{1}{K_0^2} - 1 \right) \frac{R_H^2}{\rho^2} - 2 \right] \frac{f^2}{f_0^2} + 1}} \right\},$$

где $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$; $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$; $K_0 = \sqrt{\frac{r_L + R_H}{r_C + R_H}}$;

$$K_1 = \frac{R_H}{\sqrt{(r_L + R_H)(r_C + R_H)}}.$$

График ЛАЧХ, рассчитанный по формуле (2), приведен на рис.2. На этом графике можно выделить три характерных участка: область низких частот ($f < f_0$) в которой определяющую роль играют потери в дросселе r_L , область средних частот ($f_0 < f < f_1$), в которой можно пренебречь потерями r_L и r_C (особенно при $f \gg f_0$), причем верхняя граничная частота этой области равна

$$f_1 = f_0 \rho \left(\frac{1}{R_H} + \frac{1}{r_C} \right) \quad (3)$$

и третья область высоких частот ($f > f_1$), где сказываются в основном потери в конденсате r_C . Для этих трех частотных областей можно ввести упрощающие приближенные формулы для расчета затухания фильтра:

$$A_{\text{ПР}}(f) = \begin{cases} 20 \lg(K_1 / K_0), & f < f_0; \\ 20 \lg(f_0^2 / f^2), & f_0 < f < f_1; \\ 20 \lg[(K_0 K_1 r_C / \rho) f_0 / f], & f > f_1. \end{cases} \quad (4)$$

ЛАЧХ фильтра в зависимости от значений элемента фильтра может иметь резонансный характер (рис. 2). В случае, когда $r_C, r_L \ll R_H$ и $R_H \gg \rho$, частота максимума f_M близка к резонансной частоте фильтра f_0 , которая может быть рассчитана по приближенной формуле:

$$f_M \approx f_0 \frac{R_H}{r_C + R_H} \sqrt{1 - \frac{\rho^2}{2R_H^2}}, \quad (5)$$

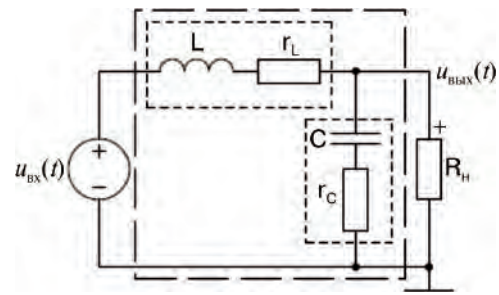


Рис. 1. Схема однозвенного фильтра с резистивными потерями

Подставляя (5) в (2), получаем формулу для расчета максимального значения ЛАЧХ фильтра:

$$A_M = 20 \lg \left\{ \frac{r_C + R_H}{\rho} \left[1 + \frac{R_H^2}{\rho^2} \left(\frac{1}{K_1^4 - 1} \right) - \frac{\rho^4}{4R_H^4} \right]^{\frac{1}{2}} \right\} =$$

$$= 20 \lg \left(\frac{r_C + R_H}{\rho} \right) - 10 \lg \left[1 + \frac{R_H^2}{\rho^2} \left(\frac{1}{K_1^4 - 1} \right) - \frac{\rho^4}{4R_H^4} \right].$$

Приближенные формулы (4) и (5) позволяют быстро построить график ЛАЧХ фильтра и оценить его затухание с учетом резистивных потерь (пунктирная линия на рис. 2).

Выходное сопротивление однозвенного фильтра (рис. 1) определяется из параллельного соединения дросселя и конденсатора с потерями и может быть приведено к виду:

$$Z_{\text{ВЫХ}}(j\omega) = r_L \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{\rho^2}{r_L^2} + \frac{r_C^2}{\rho^2} \right) \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + K_C^2 \frac{\omega^4}{\omega_0^4}}{1 + \left[\frac{(r_C + r_L)^2}{\rho^2} - 2 \right] \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + \frac{\omega^4}{\omega_0^4}}} \times$$

$$\times \exp \left[j \arctg \frac{\left(\frac{\rho}{r_L} - \frac{r_L}{\rho} \right) \frac{\omega}{\omega_0} + \left(K_C \frac{r_C}{\rho} - \frac{\rho}{r_C} \right)}{1 + \frac{r_C(r_L + r_C)}{\rho^2} \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + K_C \frac{\omega^4}{\omega_0^4}} \right], \quad (6)$$

где $K_C = r_C / r_L$.

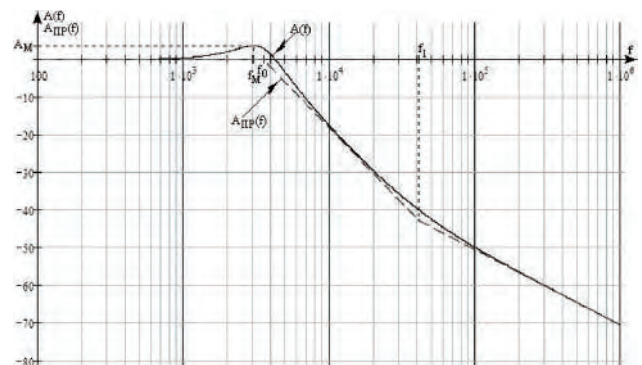


Рис. 2. ЛАЧХ однозвенного фильтра с резистивными потерями

График модуля выходного сопротивления приведен на рис. 3. На практике обычно $r_C, r_L < \rho$. В этом случае модуль выходного сопротивления имеет максимум на резонансной частоте фильтра f_0 . Подставляя f_0 в (6), получаем формулу для расчета значения максимума выходного сопротивления:

$$|Z_{\text{ВЫХ}}(j\omega)|_{\text{max}} = |Z_{\text{ВЫХ}}(j2\pi f_0)| = \rho \sqrt{1 + \left[\frac{\rho}{r_L + r_C} - \frac{r_L r_C}{\rho(r_L + r_C)} \right]^2} \quad (7)$$

В случае малых потерь ($\rho \gg r_C, r_L$) формула (7) упрощается:

$$|Z_{\text{ВЫХ}}(j\omega)|_{\text{max}} \approx \rho^2 / (r_L + r_C) \quad (8)$$

Итак, полученные формулы (4), (7) и (8) позволяют быстро рассчитать затухание и выходное сопротивление однозвенного фильтра с учетом резистивных потерь.

Двухзвенный фильтр

Если характеристики однозвенного фильтра не дают требуемых значений, то для дальнейшего увеличения затухания и уменьшения выходного сопротивления, а также снижения массогабаритных показателей, целесообразно использовать двухзвенные фильтры. При этом двухзвенный фильтр образуется путем включения дополнительного звена перед первоначальным однозвенным фильтром (рис. 4).

Комплексная передаточная функция такого фильтра может быть получена из выражения для каскадного соединения двух четырехполюсников [11]:

$$H(j\omega) = H_2(j\omega) \cdot K_H(j\omega),$$

где $H_2(j\omega)$ – комплексная передаточная характеристика второго звена фильтра, а $K_H(j\omega)$ – корректирующий множитель передаточной характеристики, равный:

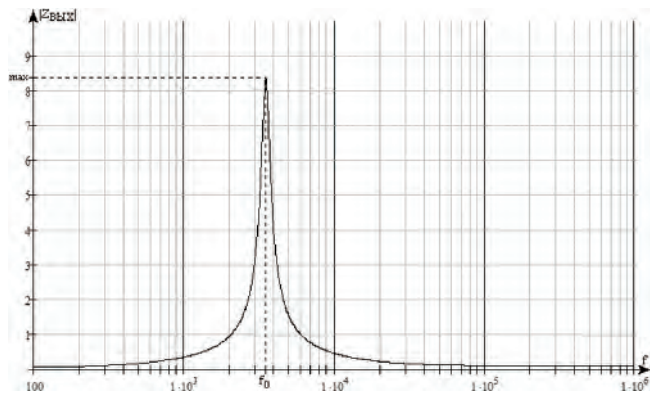


Рис. 3. Модуль выходного сопротивления однозвенного фильтра $|Z_{\text{ВЫХ}}(j\omega)|$ при $r_L, r_C < \rho$

$$K_H(j\omega) = \frac{H_1(j\omega)|_{\text{ХХ}}}{1 + \frac{Z_{\text{ВЫХ}}^{(1)}(j\omega)}{Z_{\text{ВЫХ}}^{(2)}(j\omega)}} \quad (9)$$

Здесь $H_1(j\omega)|_{\text{ХХ}}$ – комплексная передаточная характеристика первого звена фильтра на холостом ходу; $Z_{\text{ВЫХ}}^{(1)}(j\omega)$ – комплексное выходное сопротивление первого звена фильтра; $Z_{\text{ВЫХ}}^{(2)}(j\omega)$ – комплексное входное сопротивление второго звена фильтра.

Выбирая соответствующим образом корректирующий множитель $K_H(j\omega)$, можно получить двухзвенный фильтр с большим затуханием.

Аналогично, согласно [11] получаем, что выходное сопротивление каскадного соединения двух четырехполюсников равно:

$$Z_{\text{ВЫХ}}(j\omega) = Z_{\text{ВЫХ}}^{(2)}(j\omega) \cdot K_Z(j\omega),$$

где $Z_{\text{ВЫХ}}^{(2)}(j\omega)$ – комплексное выходное сопротивление второго звена фильтра (или однозвенного фильтра);

$K_Z(j\omega)$ – корректирующий множитель выходного сопротивления, равный:

$$K_Z(j\omega) = \frac{\frac{1}{Z_{\text{ВЫХ}}^{(1)}(j\omega)} + \frac{1}{Z_{\text{ВЫХ}}^{(2)}(j\omega)}}{\frac{1}{Z_{\text{ВЫХ}}^{(1)}(j\omega)} + \frac{1}{Z_{\text{ВЫХ}}^{(2)}(j\omega)}} \quad (10)$$

Также выбирая соответствующим образом $K_Z(j\omega)$, можно достичь минимально возможного значения выходного сопротивления двухзвенного фильтра.

Как видно из (9) и (10), корректирующие множители K_H и K_Z , которые позволяют скорректировать передаточную характеристику и выходное сопротивление фильтра соответственно, зависят от параметров первого и второго звена входного

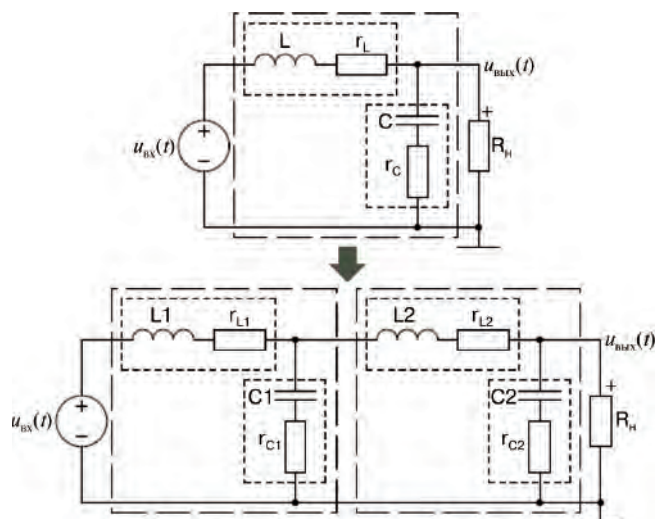


Рис. 4. Схема двухзвенного фильтра с резистивными потерями

фильтра. Рассмотрим методику расчета этих параметров.

Параметры первого звена фильтра

АЧХ первого (дополнительного) звена в режиме холостого хода можно представить в виде:

$$|H_1(j\omega)|_{\text{ХХ}} = \sqrt{\frac{1 + \frac{r_{C1}^2 \cdot \omega^2}{\rho_1^2 \cdot \omega_{01}^2}}{1 + \left[\frac{(r_{L1} + r_{C1})^2}{\rho_1^2} - 2 \right] \frac{\omega^2}{\omega_{01}^2} + \frac{\omega^4}{\omega_{01}^4}}} \cdot (11)$$

По аналогии с (4) для (11) можно записать приближенную формулу:

$$|H_1(j2\pi f)|_{\text{ХХ}}|_{\text{ПР}} = \begin{cases} 1, & f < f_{01}; \\ f_{01}^2 / f^2, & f_{01} \leq f < f_{11}; \\ (r_{C1} / \rho_1) f_{01} / f, & f > f_{11}. \end{cases} (12)$$

где $f_{11} = f_{01} \rho_1 / r_{C1}$.

Выходное сопротивление первого звена по аналогии с (6) можно записать:

$$Z_{\text{ВЫХ}}^{(1)}(j\omega) = r_{L1} \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{\rho_2^2 + r_{C1}^2}{r_{L1}^2 + \rho_1^2} \right) \frac{\omega^2}{\omega_{01}^2} + K_{C1}^2 \frac{\omega^4}{\omega_{01}^4}}{1 + \left[\frac{(r_{L1} + r_{C1})^2}{\rho_1^2} - 2 \right] \frac{\omega^2}{\omega_{01}^2} + \frac{\omega^4}{\omega_{01}^4}}} \times \exp \left[j \arctg \frac{\left(\frac{\rho_1 - r_{L1}}{r_{L1} - \rho_1} \right) \frac{\omega}{\omega_0} + \left(K_C \frac{r_{C1} - \rho_1}{\rho_1 - r_{C1}} \right)}{1 + \frac{r_{C1}(r_{L1} + r_{C1})}{\rho_1^2} \frac{\omega^2}{\omega_{01}^2} + K_{C1} \frac{\omega^4}{\omega_{01}^4}} \right], (13)$$

где $K_{C1} = r_{C1} / r_{L1}$.

Так как мы рассматриваем случай, когда $r_{C1}, r_{L1} < \rho_1$, то выражение (13) по аналогии с (7) имеет максимум на частоте f_{01} , который равен

$$\left| Z_{\text{ВЫХ}}^{(1)}(j\omega) \right|_{\text{max}} = \rho_1 \sqrt{1 + \left[\frac{\rho_1}{r_{L1} + r_{C1}} - \frac{r_{L1} r_{C1}}{\rho_1 (r_{L1} + r_{C1})} \right]^2}. (14)$$

В случае аппроксимации выходного сопротивления первого звена из (12) получаем аппрок-

симирующую функцию для модуля выходного сопротивления:

$$\left| Z_{\text{ВЫХ}}^{(1)}(j\omega) \right|_{\text{ПР}} = \begin{cases} \rho_1 \frac{f / f_{01}}{1 - f^2 / f_{01}^2}, & f < f_{01}; \\ \rho_1 \frac{f / f_{01}}{f^2 / f_{01}^2 - 1}, & f > f_{01}. \end{cases}$$

Графики модуля выходного сопротивления первого звена и его аппроксимирующей функции практически совпадают в диапазонах частот $f < 0,88f_0$ и $f > 1,13f_0$ (рис. 5а). При $f \rightarrow f_0$, значение модуля выходного сопротивления первого звена определяется из (14). Аппроксимирующая функция для аргумента выходного сопротивления имеет вид:

$$\arg \left(Z_{\text{ВЫХ}}^{(1)}(j\omega) \right) = \arctg \left(\rho_1 \frac{f}{f_{01}} \cdot \frac{1 - f^2 / f_{01}^2}{r_{L1} + r_{C1} f^4 / f_{01}^4} \right), (15)$$

которая практически совпадает с аргументом из выражения (13) (рис. 5б).

Параметры второго звена фильтра

Входное сопротивление второго вычисляется по формуле (16)*. На низких частотах оно равняется $r_{L2} + R_H$, при увеличении частоты – уменьшается, достигает минимума на частоте f_{02} , после чего возрастает.

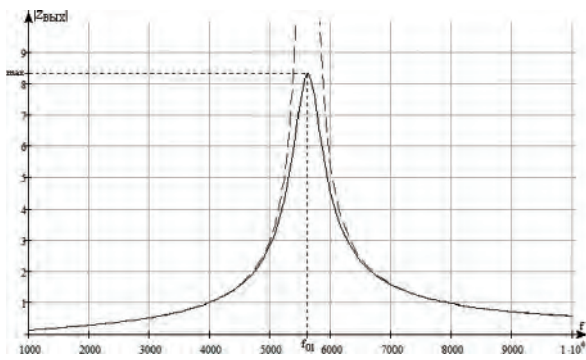
Аппроксимируя выражения (16) в диапазонах $f < f_{02}$ и $f > f_{02}$, получим аппроксимирующую функцию для модуля входного сопротивления второго звена фильтра:

$$\left| Z_{\text{ВХ}}^{(2)}(j\omega) \right|_{\text{ПР}} = \begin{cases} \frac{(r_{L2} + R_H)(1 - f^2 / f_{02}^2)}{\sqrt{1 + (R_H / \rho_2^2) f^2 / f_{02}^2}}, & f < f_{02}; \\ \rho_2 \frac{f^2 / f_{02}^2 - 1}{f^2 / f_{02}^2}, & f > f_{02}, \end{cases}$$

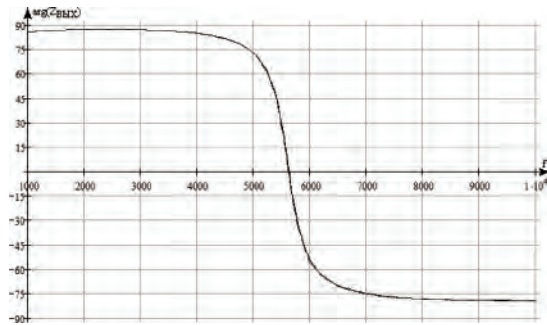
которая, как в предыдущих двух случаях не совпадает с аппроксимируемой функцией $\left| Z_{\text{ВХХ}}^{(2)}(j\omega) \right|$ вблизи f_{02} (рис. 6а). Но из (16) следует, что при $f \rightarrow f_{02}$:

$$Z_{\text{ВХ}}^{(2)}(j\omega) = (r_{L2} + R_H) \sqrt{\frac{1 + \frac{R_H^2}{(r_{L2} + R_H)^2} \left\{ \frac{\rho_2^2}{R_H^2} + \frac{[r_{L2} r_{C2} + (r_{L2} + r_{C2}) R_H]^2}{\rho_2^2 R_H^2} - 2 \right\} \frac{\omega^2}{\omega_{02}^2} + \frac{(r_{C2} + R_H)^2}{(r_{L2} + R_H)^2} \cdot \frac{\omega^4}{\omega_{02}^4}}{1 + \frac{(r_{C2} + R_H)^2}{\rho_2^2} \cdot \frac{\omega^2}{\omega_{02}^2}}} \times \exp \left\{ j \arctg \frac{\left[\frac{\rho_2}{r_{L2} + R_H} + \frac{r_{L2} r_{C2} + (r_{L2} - R_H) R_H}{\rho_2 R_H} \right] \frac{\omega}{\omega_{02}} + \frac{(r_{C2} + R_H)^2}{\rho_2 (r_{L2} + R_H)^2} \cdot \frac{\omega^3}{\omega_{02}^3}}{1 + \frac{[r_{L2} r_{C2} + (r_{L2} + r_{C2}) R_H] (r_{C2} + R_H)}{\rho_2^2 R_H} \cdot \frac{\omega^2}{\omega_{02}^2}} \right\}, (16)^*$$

где $\omega_{02} = 1 / \sqrt{L_2 C_2}$; $\rho_2 = \sqrt{L_2 / C_2}$.



а



б

Рис. 5. Графики модуля (а) и аргумента (б) выходного сопротивления первого звена (сплошная линия), а также их аппроксимирующих функций (пунктирная линия)

$$Z_{\text{BX}}^{(2)}(j\omega_0) \approx \frac{\rho_2}{\sqrt{1 + \frac{(r_{C2} + R_H)^2}{\rho_0^2}}}$$

Из (15) получаем также аппроксимирующую функцию для фазы входного сопротивления второго звена фильтра:

$$\arg[Z_{\text{BX}}^{(2)}(j2\pi f)]_{\text{ПП}} = \text{arctg} \left(\frac{f}{f_{02}} \cdot \frac{\frac{R_H^2}{\rho_2^2} - 1 + \frac{f^2}{f_{02}^2}}{\frac{\rho_2}{R_H} + \frac{r_{L2} + r_{C2}}{\rho_2} \cdot \frac{f^2}{f_{02}^2}} \right),$$

которая практически совпадает с общим выражением для аргумента входного сопротивления (рис. 6б).

Входное сопротивление второго звена фильтра в режиме короткого замыкания и холостого хода соответственно равны:

$$Z_{\text{BX}_{\text{кз}}}^{(2)}(j\omega) = r_{L2} \sqrt{1 + \frac{\rho_2^2}{r_{L2}^2} \cdot \frac{\omega^2}{\omega_{02}^2}} \cdot \exp \left(j \text{arctg} \frac{\rho_2}{r_{L2}} \cdot \frac{\omega}{\omega_{02}} \right);$$

$$Z_{\text{BX}_{\text{хх}}}^{(2)}(j\omega) = (r_{L2} + r_{C2}) \sqrt{1 + \frac{\rho_2^2}{(r_{L2} + r_{C2})^2} \left(\frac{\omega}{\omega_{02}} - \frac{\omega_{02}}{\omega} \right)^2} \times \exp \left[j \text{arg} \frac{\rho_2}{r_{L2} + r_{C2}} \left(\frac{\omega}{\omega_{02}} - \frac{\omega_{02}}{\omega} \right) \right].$$

По аналогии с входным сопротивлением функцию можно заменить аппроксимирующей функцией:

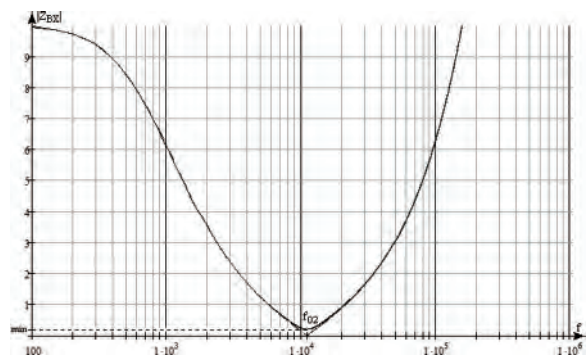
$$\left| Z_{\text{BX}_{\text{хх}}}^{(2)}(j\omega) \right|_{\text{ПП}} = \begin{cases} \rho_2(1 - f^2 / f_{02}^2) / (f / f_{02}), & f < f_{02}; \\ r_{L2} + r_{C2}, & f = f_{02}; \\ \rho_2(f^2 / f_{02}^2 - 1) / (f / f_{02}), & f > f_{02}. \end{cases}$$

Таким образом получены выражения, с помощью которых можно исследовать характеристики корректирующих множителей K_H и K_Z .

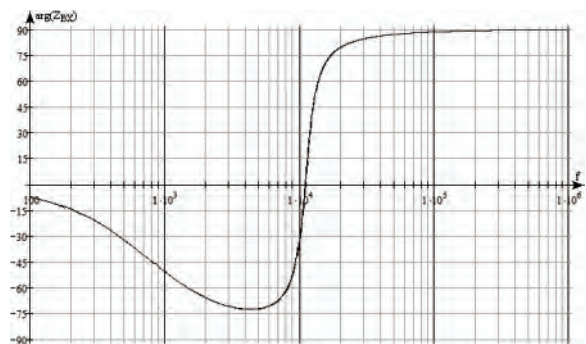
Пример расчета однозвенного фильтра

Приведем пример расчета однозвенного LC-фильтра с резистивными потерями, работающим на ИВЭП. Преобразователь напряжения работает на частоте коммутации $f_K = 40$ кГц и имеет входное сопротивление $Z_{\text{ВХ}}^{(\text{ИВЭП})}(0) = -1,6$ Ом. Надо рассчитать LC-фильтр, который имеет подавление $A_0 = 40$ дБ на частоте $f_K = 40$ кГц. Кроме того, для устойчивой работы системы “входной фильтр – ИВЭП” необходимо, чтобы выходное сопротивление фильтра $Z_{\text{ВЫХ}}^{(\Phi)}(j\omega)$ было меньше 1,6 Ом.

Сначала найдем резонансную частоту фильтра f_0 . Фильтр считаем на нагрузку $R_H = 1,6$ Ом. Для этого используем выражение (4). Для простоты ис-



а



б

Рис. 6. Графики модуля (а) и аргумента (б) входного сопротивления (сплошная линия), а также их аппроксимирующих функций (пунктирная линия)

пользуем случай $f_0 < f_K \leq f_1$, тогда для данного случая ($A_0 = 40$ дБ) получаем:

$$\begin{cases} f_K / f_0 = 10; \\ f_K > f_1. \end{cases} \quad (17)$$

Отсюда получаем, что $f_0 = 4$ кГц и, подставляя (3) в (17), первое ограничение по волновому сопротивлению:

$$\rho \geq \frac{f_0}{f_K} \cdot \frac{R_H r_C}{R_H + r_C}. \quad (18)$$

Подставляя в (18) исходные данные ($f_K = 40$ кГц, $f_0 = 4$ кГц и $R_H = 1,6$ Ом) и, принимая, что $r_C = 100$ мОм, получаем, следующее условие

$$f_0 = 4 \text{ кГц}; \rho \geq 0,94 \text{ Ом}, \quad (19)$$

при котором можно получить однозвенный фильтр с требуемым подавлением 40 дБ.

Теперь ограничим волновое сопротивление ρ для получения требуемого выходного сопротивления фильтра $Z_{\text{ВЫХ}}^{(\Phi)}(j\omega)$ при котором обеспечивается устойчивая работа системы. Так как выходное сопротивление фильтра должно быть меньше 1,6 Ом, то согласно (8) получаем второе ограничение по волновому сопротивлению:

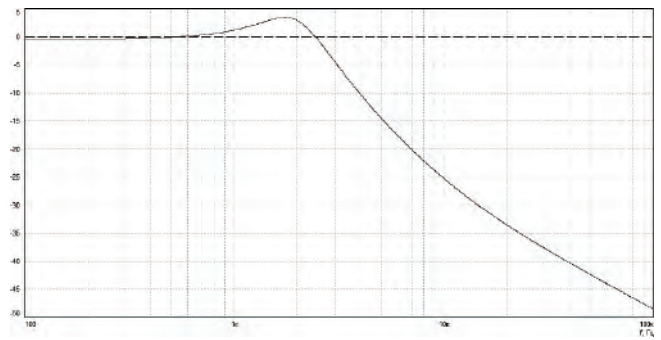
$$\rho < \sqrt{1,6(r_C + r_L)}. \quad (20)$$

Подставляя в (20) $r_L = r_C = 100$ мОм, получаем $\rho < 0,57$ Ом, что противоречит (19). Для того, чтобы система была устойчива при работе фильтра на преобразователь с входным сопротивлением 1,6 Ом, выбираем $\rho = 0,5$ Ом. Тогда получаем следующие значения элементов фильтра: $L = 20$ мкГн и $C = 80$ мкФ. Но в этом случае, так как не выполняется условие (19), получаем подавление фильтра 33 дБ вместо требуемого 40 дБ. Чтобы достичь ослабления 40 дБ, смещаем резонансную частоту фильтра f_0 в область более низких частот (2 кГц вместо 4 кГц), т. е. используем случай $f_K > f_1$ в выражении (4), и получаем следующие значения элементов фильтра: $L = 40$ мкГн и $C = 160$ мкФ. Графики ЛАЧХ и модуля выходного сопротивления фильтра, приведенные на рис. 7, показывают, что рассчитанный фильтр удовлетворяет заданным требованиям:

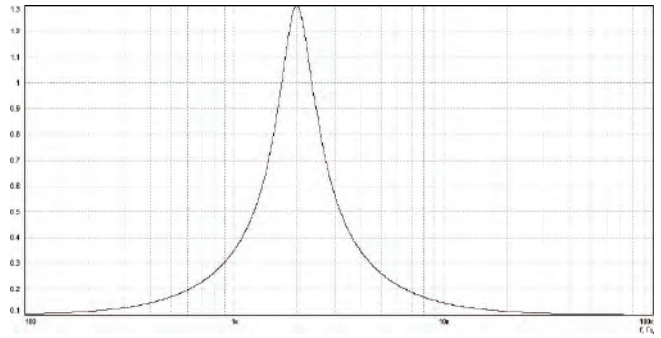
$$A_0 = A(40 \text{ кГц}) \geq 40 \text{ дБ} \text{ и } Z_{\text{ВЫХ}}^{(\Phi)}(j\omega) < 1,6 \text{ Ом}.$$

Выводы

Проведен расчет частотных характеристик (затухания и выходного сопротивления) для однозвенного и двухзвенного фильтра с учетом резистивных потерь. Предложена методика расчета параметров однозвенного фильтра (L и C) с учетом резистивных потерь (r_L , r_C), при котором обеспечивается устойчивая работа системы электропитания и требуемое подавление. Методика расчета двухзвенного фильтра, в котором улучшены массогабаритные



а



б

Рис. 7. ЧХ однозвенного фильтра ($L = 40$ мкГн; $C = 160$ мкФ; $r_L = r_C = 100$ мОм; $R_H = 1,6$ Ом): а – ЛАЧХ; б – $|Z_{\text{ВЫХ}}(j\omega)|$

характеристики и обеспечивается устойчивая работа системы электропитания, будет рассмотрена в следующей статье.

Литература

1. Бушуев В. М. и др. Электропитание устройств и систем телекоммуникаций / М.: Горячая линия – Телеком, 2009. – 384 с.
2. Собенин Я. А. Расчет полиномиальных фильтров / М.: Связьиздат, 1963. 207 с.
3. Белецкий А. Ф. Теория линейных электрических цепей / 2009.
4. Бакалов В. П., Дмитриков В. Ф., Сергеев В. В. Новый метод синтеза реактивных фильтров // Электро-связь, 2001, № 1, С. 33–36.
5. Крючков В. В., Соловьев И. Н. Входные фильтры импульсных источников питания // Практическая силовая электроника. 2005. № 20. С. 2–5.
6. Коржавин О. А., Донкеев С. С. Повышение локальной устойчивости системы “импульсный стабилизированный источник питания с входным фильтром” путем увеличения его коэффициента затухания с помощью цепей коррекции // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. Самара. 2001. Т. 4, № 4, С. 68–72.
7. Коржавин О. А., Донкеев С. С. Оптимизация входного фильтра импульсных стабилизаторов // Тезисы докладов и сообщений III Международной научно-технической конференции “Физика

и технические приложения волновых процессов”. Волгоград, 2004, С. 225–226.

8. *Дмитриков В. Ф., Шушпанов Д. В.* Проблемы устойчивости модульных систем электропитания // Труды конференции. Всероссийская научно-техническая конференция “Научно-технические проблемы электропитания”, Москва, 2006, С. 25–34.

9. *Дмитриков В. Ф., Шушпанов Д. В., Кобелянский А. Е.* Устойчивость работы распределенной системы электропитания при двукратном преобразовании энергии // Электронные компоненты. Москва, 2007, № 9.

10. *Кобелянский А. Е., Павлов А. В.* Исследование устойчивости импульсных преобразователей напряжения с входными фильтрами // Приложение к журналу “Физика волновых процессов и радиотехнические системы”: Тезисы и доклады конференции “Физика и технические приложения волновых процессов”, Казань, 2007.

11. *Дмитриков В. Ф., Коржавин О. А., Шушпанов Д. В.* Устойчивость распределенной системы электропитания с учетом промежуточных фильтров // Практическая силовая электроника, 2010, № 4, Вып. 40, С. 28–35.

Шушпанов Дмитрий Викторович, к. т. н., доцент кафедры “Теория электрических цепей” Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, E-mail: dimasf@inbox.ru;

Куприянов Алексей Алексеевич, студент Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича;

Павлов Алексей Владимирович, сотрудник ООО “Перспектива”, аспирант Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича;

Ягубов Зафар Гусеевич, д. т. н., профессор, заведующий кафедрой “Теоретические основы электротехники и электропривода” Ухтинского государственного технического университета.

А. В. Берг, А. В. Берилов, Г. С. Мыцык

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ АЭРОДРОМНЫМ РЕГУЛЯТОРОМ-СТАБИЛИЗАТОРОМ ЯРКОСТИ С МНОГОКАНАЛЬНЫМ ПРЕОБРАЗУЮЩИМ ТРАКТОМ

Berg A., Berilov A.,
Mizik G.

Работа посвящена созданию системы управления (СУ) для регулятора-стабилизатора яркости (РСЯ), построенного по принципу многоканального преобразования (МКП). Приведены технические требования к СУ, определен перечень функциональных задач, возлагаемых на СУ. Произведен выбор способа измерения контролируемых величин. На базе математического анализа сформированы требования к основным элементам СУ. В алгоритме работы СУ применен метод ПИД-регулирования, учтена также специфика работы РСЯ с МКП. Синтезированные решения обеспечивают более высокую точность стабилизации выходного тока и более высокое быстродействие СУ. Приведено описание устройства СУ для РСЯ с МКП и дана сопоставительная его оценка с альтернативными вариантами.

Ключевые слова: система управления, регулятор-стабилизатор яркости, многоканальное преобразование, система дистанционного управления и контроля, ПИД-регулирование, кабельное кольцо.

Ground Brightness Regulator-Stabilizer With Multichannel
Converting Path Control System

The work is dedicated to creation of ground brightness regulator-stabilizer (BRS) control system (CS) utilizing the principle of multichannel conversion (MCC). Technical requirements for the CS are given, and the functional duties assigned to the CS are defined. Measuring method of the controlled values is selected. On the basis of the mathematical analysis the requirements to CS basic elements are formed. PID-control method is applied for CS operation algorithm, and operation peculiarity of BRS with MCC is taken into consideration. The synthesized solutions provide higher precision of stabilization of the output current and raise the CS-productivity. The description of the CS for CCR with MCT is given as well as its comparative estimation with alternative variants.

Key words: control system, brightness regulator-stabilizer, multichannel conversion, remote control and monitoring system, PID-control, cable feeding ring.

Рассматриваемый в статье регулятор-стабилизатор яркости (РСЯ) применяется для обеспечения питания стабилизированным током цепей аэродромных огней различного назначения, соединенных последовательно через изолирующие трансформаторы в кабельное кольцо – КК. Потребляемая мощность КК достигает 30 кВА. РСЯ является основным узлом системы светосигнального оборудования аэродромов, обеспечивающей безопасность полетов воздушных судов на этапах взлета и посадки. Применяемые в настоящее время РСЯ во многом морально устарели, и сегодня требуется разработка их новых поколений.

В одном из используемых в ГОКБ “Прожектор” направлений модернизации аэродромного РСЯ принят принцип многоканальной структурно-алгоритмической его организации [1, 2]. Принцип многоканальности характеризуется разбиением преобразующего тракта в общем случае на L каналов одинаковой или примерно одинаковой мощности (в зависимости от требований ТЗ), преобразованием мощностей каналов по заданному алгоритму с последующим суммированием преобразованных мощностей каналов в выходной цепи. РСЯ с числом каналов $L = 3$ представлен на рис. 1. Алгоритм его работы следующий. Напряжение промышленной сети U_1 прикладывается к входу РСЯ и через трансформатор ТД подается в нагрузку. В моменты, когда регулирующие тиристорные пары VS1, VS2 и VS5,

VS6 выключены, пары VS3, VS4 и VS7, VS8 должны быть включены. Они шунтируют первичные обмотки трансформаторов ТО1, ТО2 для того, чтобы вторичная обмотка трансформаторов не оказывала (значительного) индуктивного сопротивления на интервале $\theta_1 - \theta_2$ (рис. 2) для тока, определяемого напряжением дежурного (всегда включенного, нерегулируемого) канала. Угол открытия θ_2 регулирующих тиристорных ключей VS1 и VS2, управляемых фазоимпульсным способом, задает уровень выходного тока. В момент включения регулирующей пары происходит закрытие обратным напряжением соответствующего шунтирующего тиристора. Первичная обмотка 3-го канала при этом зашунтирована на всем периоде. При достижении предела регулирования по 2-му каналу, регулирование переходит на 3-й канал. Алгоритм его работы аналогичен, при этом регулирующие тиристорные ключи VS1, VS2 2-го канала включены постоянно. Таким образом, в многоканальном РСЯ (МРСЯ) используются два параметра регулирования – глубина модуляции – μ и фазовый угол регулирования – α [1].

При создании МРСЯ с неизбежностью встала задача разработки для него специальной системы управления (СУ), реализующей как требуемый алгоритм управления, (с учетом особенностей работы тиристорных ключей МРСЯ), так и отвечающей современным требованиям.

Для синтеза системы управления МРСЯ и вы-

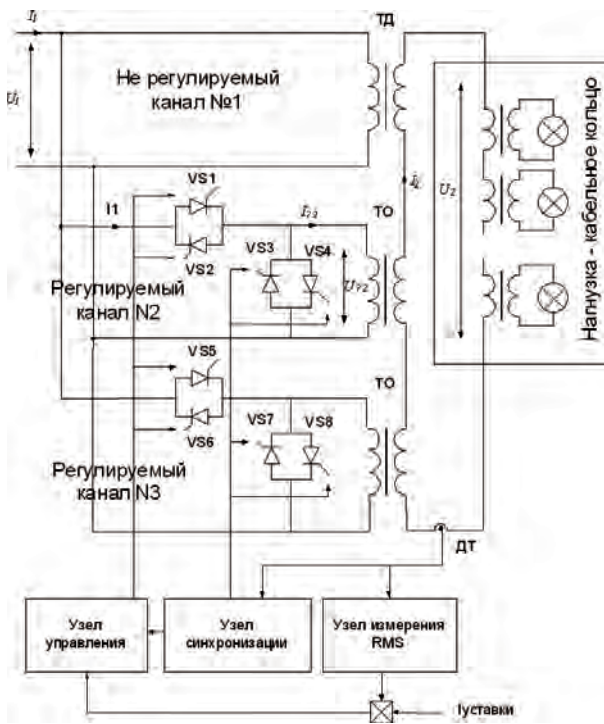


Рис. 1. Функциональная электрическая схема РСЯ с тремя токовыми каналами

бора схмотехнических и аппаратных средств ее реализации, необходимо представить круг функциональных задач, которые в настоящее время она должна решать.

Укрупнено система управления МРСЯ должна содержать следующие подсистемы:

- 1) измерения действующих значений тока и напряжения;
- 2) синхронизации импульсов управления тиристорами с сетью (то есть регистрации перехода сетевого напряжения через ноль);
- 3) дискретного (по параметру μ) и фазоимпульсного (по параметру α) управления ключевыми элементами;

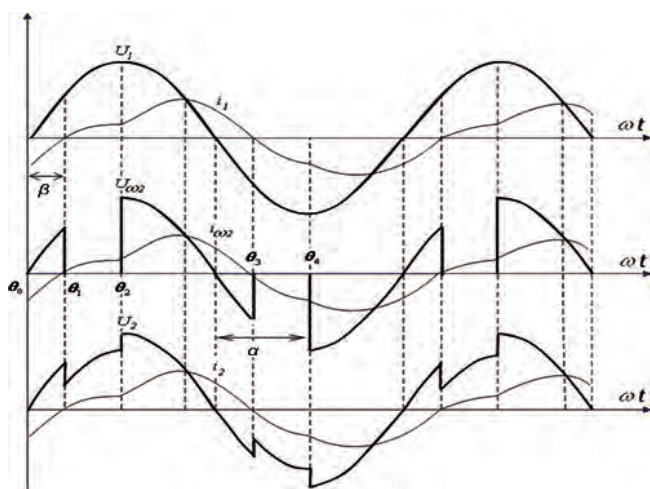


Рис. 2. Диаграммы тока и напряжения многоканального РСЯ

- 4) защит (по току);
- 5) подсчета числа сгоревших ламп;
- 6) измерения сопротивления изоляции в КК;
- 7) диагностики (визуализации состояния) системы;
- 8) связи РСЯ с системой дистанционного управления и контроля (СДУК).

Блок-схема взаимодействия подсистем МРСЯ представлена на рис. 3.

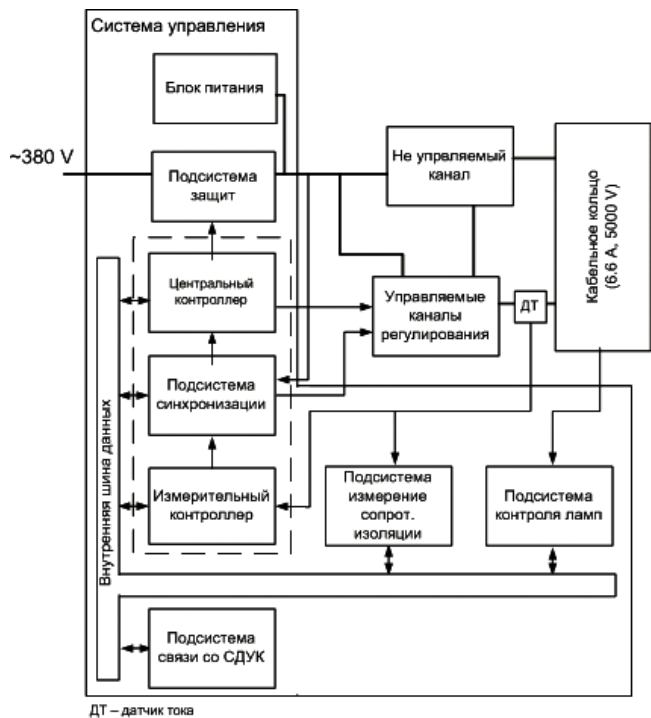
Основным требованием к разрабатываемой системе управления является точность стабилизации тока МРСЯ 2%. Под точностью стабилизации обычно понимают стабильность выходного тока при изменении:

- напряжения питающей сети от +10 % до –15%;
- частоты на $\pm 10\%$;
- нагрузки в пределах от 50 % до 100 %;
- температуры окружающего воздуха от +5° до +40 °С.

Также предъявляются требования по:

- времени срабатывания стабилизатора на возникновение аварийных ситуаций, при обрыве КК – 1 с, при сверхтоке в КК – 20 мс;
- быстрдействию – времени реакции РСЯ на повышение питающего напряжения свыше 20 В;
- наличию контроля состояния ламп;
- наличию контроля изоляции КК;
- применению современных комплектующих;
- высокой надежности.

Погрешность стабилизации РСЯ в целом определяется точностью подсистемы измерения



ДТ – датчик тока

Рис. 3. Система управления многоканальным РСЯ

действующего тока (наряду с системой синхронизации).

По определению, квадрат действующего значения сигнала X^2 равен среднему значению квадрата сигнала:

$$X^2 = \langle x^2(t) \rangle, \quad (1)$$

где $\langle \rangle$ означает усреднение.

Для периодического сигнала $x(t + T) = x(t)$ среднее значение квадрата определяется интегрированием за период сигнала T :

$$\langle x^2(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt. \quad (2)$$

Для измерения среднеквадратичной величины (*RMS*) переменного тока, а именно это значение и является искомым, обычно используют два способа: аналоговый способ и способ прямой дискретизации. Все описанные способы можно применять как к переменному току, так и к переменному напряжению.

Аналоговый способ характеризуется следующими недостатками:

- имеется зависимость измерения от уровней стабильности внешних источников питания;
- минимальная величина интегрирования для микросхемы AD746, применяемой, например, в датчиках ДТХ-200, составляет 36 мс, следовательно, имеет место запаздывание реакции измерителя более, чем на три полупериода измеряемого сигнала;
- аналоговые преобразователи сигналов выполняются на нелинейных элементах, которые отличаются низкой температурной стабильностью, уходом значений параметров и нуждаются в периодической подстройке характеристик;
- отсутствие отечественных аналоговых микросхем *RMS*-преобразователей.

При использовании метода прямой дискретизации [3] переменный ток входного сигнала оцифровывается при фиксированной частоте дискретизации. С определенной частотой захватываются выборки входного сигнала на интервале периода сигнала, и далее происходит анализ захваченных данных при помощи цифрового вычислителя, обычно для этих целей используют микроконтроллер либо микропроцессор. Оцифрованные выборки возводятся в квадрат, усредняются, и из них извлекается квадратный корень для обеспечения измерения *RMS*.

Для дискретных сигналов или при дискретном вводе непрерывного сигнала вместо $x(t)$ известны значения x_i , сигнал заменяется отсчетами $x(t) \rightarrow x_i$, интеграл заменяется суммой

$$\frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt \rightarrow \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i^2. \quad (3)$$

Нормализованный измеряемый сигнал подается на аналоговый вход АЦП. Вычислитель вводит с заданной частотой дискретизации мгновенные отсчеты X_i .

По мгновенным отсчетам производится:

- слежение за периодом сигнала;
- определение действующего значения.

Для определения действующего значения сигнала производится накопление за период суммы квадратов мгновенных отсчетов. Величины отсчетов возводятся в квадрат и суммируются. Накопленная за период сумма, нормируется на количество взятых отсчетов n , из полученной величины извлекается квадратный корень

$$X = \frac{1}{n} \sqrt{\sum_{i=1}^n X_i^2}. \quad (4)$$

Вычисленная величина X линейно пропорциональна действующему значению.

Коэффициент пропорциональности определяется:

- делителем входного напряжения;
- разрядностью внутреннего АЦП;
- опорным напряжением АЦП.

В результате развития техники интегральных схем появились более быстрые микропроцессоры и микро-ЭВМ. Цена процессоров цифровой обработки сигналов (ПЦОС) резко снизилась, открыв дорогу для их самого широкого внедрения. Одним из основных достижений стали однокристалльные цифровые сигнальные процессоры, примером которых служат процессоры серии *TMS320*.

К настоящему времени разработаны отечественные аналоги ПЦОС серии *TMS320*:

- ▶ M1867BM1 (функционально совместимый *TMS320C10*);
- ▶ 1867BM2 (функционально совместимый *TMS320C25*);
- ▶ 1867ВЦ1Ф (функционально совместимый *TMS320C30*).

Следовательно, применение метода прямой дискретизации с использованием современных отечественных ПЦОС представляется наиболее целесообразным, что позволяет создавать дешевое и надежное устройство контроля, с заданной точностью измеряющие действующие значения входных величин.

На итоговую точность измерения оказывают влияние три элемента, входящие в цепь измерения: датчик входного параметра, АЦП и схема его включения, вычислитель.

Датчики входных параметров должны обеспечивать:

- гальваническую развязку сигнальных цепей от силовых цепей РСЯ;
- минимальное искажение сигнала во всем измеряемом диапазоне.

В настоящее время гальваническая развязка сигнальных цепей от силовых в датчиках тока и напряжения реализуется либо с помощью применения токового трансформатора, либо на основе использования устройств, реализующих эффект Холла. Токовые трансформаторы не нуждаются для своей работы в дополнительных источниках питания, что упрощает их применение по сравнению с датчиками, построенными на основе эффекта Холла. Недостатком токовых трансформаторов является искажение выходного сигнала при наличии в измеряемом токе или напряжении постоянной составляющей. Возникновение постоянной составляющей в напряжении питающей сети может быть обусловлено асимметрией общего потребления энергии в разных полу волнах (например, в случае использования в устройствах, подключенных к той же сети, что и РСЯ однополупериодных выпрямителей). Асимметрия потребления энергии в разных полу волнах может быть также связана с работой как самого РСЯ, так и аналогичных тиристорных преобразователей (при несимметричном включении тиристоров на смежных полупериодах). Наличие постоянной составляющей в токе первичной обмотке токового трансформатора приводит к одностороннему его насыщению и, как следствие, к искажению кривой тока на его выходе, что должно учитываться при измерении тока.

Альтернативой, лишенной указанного недостатка токовых трансформаторов, являются датчики на основе эффекта Холла.

Для сравнения в таблице 1 приведены два различных варианта современных датчиков тока.

Как видно из приведенной таблицы, датчики тока на основе специального (высокоточного) трансформатора тока, тем не менее, позволяют получить наилучшую точность преобразования, причем даже в более широком диапазоне температур. Однако, следует отметить более высокую стоимость этого датчика (что обусловлено наличием в нем схемы, преобразующей токовый выходной сигнал трансформатора в требуемое для дальнейшей цифровой обработки напряжение), а также большие его габариты. Поскольку точность стабилизации является основным параметром РСЯ, окончательное предпочтение отдано именно датчику тока СТ 10-Т.

Таблица 1

Датчик тока	СТ 10-Т	LA 25-NP (2 витка)
Принцип действия	Компенсационный, токовый трансформатор	Компенсационный датчик на эффекте Холла
Диапазон преобразования тока I_p	15 А	18 А
Точность преобразования	0,1%	0,5%
Способ крепления	2 винта М5	На печатную плату
Рабочая температура	-25 ... +70 °С	0 ... +70°С
Габариты, мм	132 × 40 × 37	26 × 29 × 20

Для оценки требуемой производительности АЦП и вычислителя, прежде всего, нужно определить частоту дискретизации, обеспечивающую требуемую точность в 1% определения действующих значений контролируемых сигналов. Данная задача сводится к получению значения погрешности определения действующего значения сигнала по его дискретным отсчетам в зависимости от количества выборок на полупериоде измеряемого сигнала, параметров АЦП, амплитуды и формы сигнала.

Формы контролируемых в РСЯ сигналов известны. Для упрощения оценки величины погрешности примем следующие допущения:

- напряжение питания РСЯ имеет идеальную синусоидальную форму;
- преобразование сигнала в код осуществляется с точностью не хуже, чем значение младшего значащего разряда АЦП;
- нелинейные искажения напряжений и токов в РСЯ и датчиках отсутствуют;
- нагрузка РСЯ активная;
- число регулируемых каналов – 1;
- нерегулируемый канал отсутствует.

Для оценки точности вариант РСЯ с одним каналом регулирования выбран намеренно, так как это, во-первых, является наихудшим случаем, а во-вторых, упрощает анализ.

При принятых допущениях формы сигналов входного тока, выходных напряжения и тока совпадают и имеют вид, представленный на рис. 4. Известно, например из [1], что действующее значение сигнала выходного тока, представленного на рис. 4, определяется выражением:

$$U_d = \frac{U_m}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2}}, \quad (5)$$

где U_m – амплитуда регулируемого напряжения, α – угол включения тиристора в радианах. Результат (5) примем за базовое (истинное) значение.

Действующее значение сигнала, определенного по его дискретным отсчетам, определяется выражением

$$U_d = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n u_i^2}{n}}, \quad (6)$$

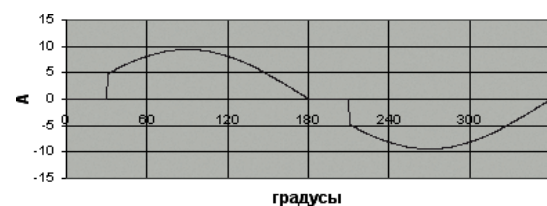


Рис. 4. Форма сигнала входного тока

где u_i — значение i -ой выборки, n — общее количество выборок.

Разность между результатами (5) и (6) является искомой абсолютной погрешностью, а частное между разностью и истинным значением по (5) — есть относительная погрешность в процентах. На рис. 5 представлены результаты расчета погрешности для числа разрядов АЦП $N = 8, 10, 12$ и числа выборок $n = 50, 100, 500$. На всех графиках по оси X приведены значения угла управления РСЯ в градусах, по оси Y относительная погрешность в %. Необходимой точности определения действующего значения тока нагрузки соответствует применение 12-ти разрядного АЦП при 500 выборок на полупериоде напряжения питания РСЯ. Интервал дискретизации в этом случае составляет $10\text{мс}/500 = 20\text{ мкс}$.

В качестве АЦП выбрана микросхема AD7892-1, так как она позволяет обеспечить обозначенные выше параметры и входит в номенклатурный ряд применяемых на предприятии-изготовителе изделий. Преобразование аналоговых сигналов в код и последовательный опрос четырех АЦП по последовательной шине данных составляет 10,6 мкс. Чтобы выполнить требование высокой скорости обработки сигнала, обусловленное периодичностью обрабатываемых сигналов 10 мс, целесообразно использовать 16-ти разрядный ПЦОС. В качестве ПЦОС была выбрана микросхема TMS320LF2403.

Таким образом, был создан высокоточный измеритель действующего значения переменного сигнала несинусоидальной формы.

С целью дальнейшего повышения точности измерения была выдвинута идея адаптации алгоритма измерения согласно алгоритму работы с учетом особенностей формы выходного тока РСЯ. На рис. 5 видна пульсация в уровне погрешности измерения сигнала, частота пульсации равна периоду дискретизации. При преобразовании непрерывной функции в дискретную, функция $x(t)$ заменяется последовательностью коротких импульсов X_i , случайное взаиморасположение во времени угла включения тиристоров α (рис. 4) относительно следующего за ним момента отсчета, обуславливает наличие пульсации. Было сделано предположение, что привязав начало периода измерения к углу α (рис. 2), можно избавиться от пульсации и аппроксимировать графики, характеризующие итоговую погрешность на рис. 5 по нижним значениям, что дает двукратное снижение погрешности измерения. На этапе макетирования данное предположение подтверждено результатом измерения.

ФГУП ГОКБ “Прожектор” выпускает РСЯ, имеющие как аналоговую систему измерения тока, так и цифровую с использованием 8-ми разрядного микроконтроллера. Результаты испытаний этих систем, а также макета вновь разрабатываемой систе-

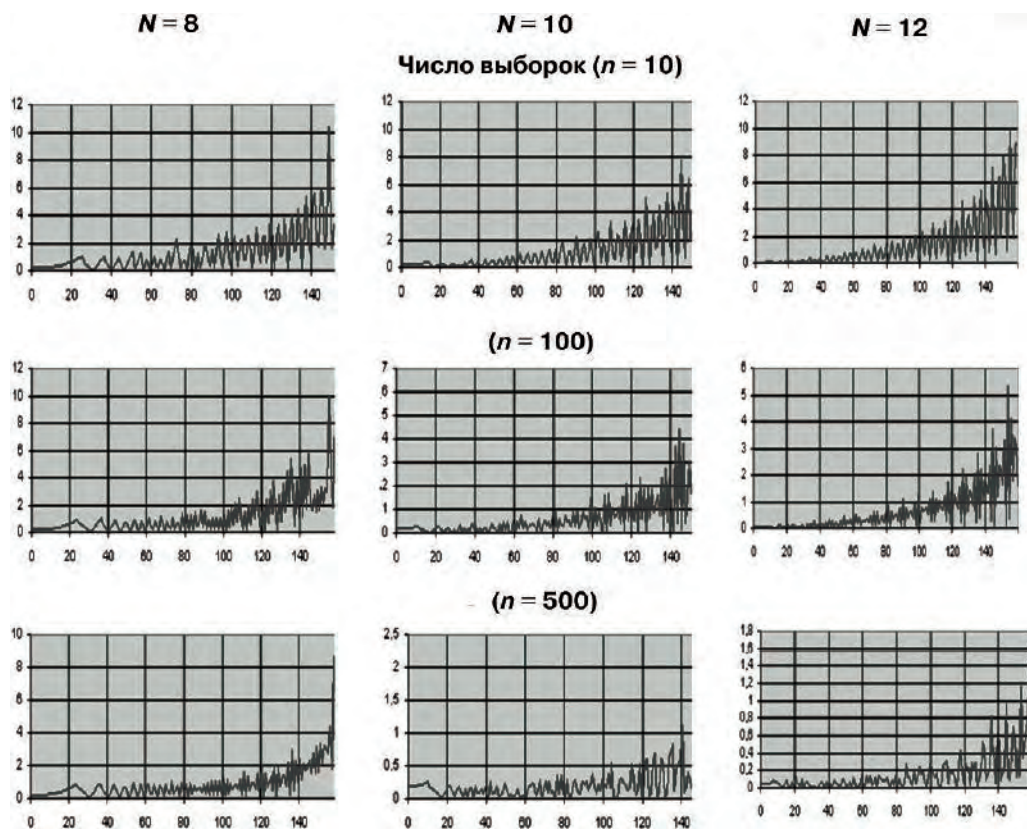


Рис. 5. Относительная погрешность определения действующего значения тока нагрузки РЯ цифровой системы измерения в функции числа выборок

мы на базе 16-ти разрядного цифрового сигнального процессора представлены в таблице 2.

Диапазон изменения погрешности обусловлен разным рабочим углом открытия α регулирующих тиристорных ключей РСЯ.

Как уже было упомянуто, от точности системы синхронизации зависит точность стабилизации РСЯ. Значение действующего значения тока зависит от угла регулирования α (рис. 2) и глубины модуляции μ . Система управления РСЯ, имея значение реального тока и заданную уставку, каждые полпериода принимает решение об изменении угла регулирования. Отсчет времени до включения ключевых элементов θ_2 производится от сигнала синхронизации в моменты перехода синусоиды входного напряжения через ноль – θ_0 . Точность определения этого момента, в условиях нестабильной частоты входной сети, является принципиально важным параметром. Вторым важным параметром синхронизирующего сигнала является момент θ_1 конца протекания тока, так как ключевой элемент, работающий в следующем полупериоде, не может быть включен до этого момента, и включение следующего тиристора не произойдет. Продолжительная работа в таком режиме (работа на один положительный или отрицательный полупериод) вызовет замагничивание (насыщение магнитопровода) силового трансформатора и, как следствие, в пределе – ток короткого замыкания. В случае применения цифрового метода дискретизации, где также важны сигналы синхронизации для определения периода измерения, эти системы объединены в одно устройство. Сигнальный процессор вырабатывает сигналы синхронизации на основе математической обработки, полученной последовательности отсчетов. Здесь важным параметром, определяющим точность, является частота дискретизации и применение алгоритмов цифровой фильтрации, позволяющих избежать влияния электромагнитных помех. На точность стабилизации влияет также, быстродействие системы управления, обеспечивающее наименьший шаг приращения угла регулирования $d\alpha$ и определяемое временем выполнения инструкции процессором. При работе на частоте 16 МГц параметр $d\alpha$ во временном выражении соответствует 750 нс.

Для обеспечения требуемой скорости реакции на внешние возмущение и изменение уставки (ступени регулирования) в алгоритме работы РСЯ применен способ пропорционально-интегрально-дифференциального (ПИД) регулирования [4].

Назначение ПИД-регулятора – в поддержании заданного значения выходного тока $i(s)$ от установленной ступени яркости s с помощью изменения величины угла открытия регулирующих тиристорных ключей α (рис. 2) и глубины регулирования μ :

$$\mu = \frac{U_\alpha}{U_m}, \quad (7)$$

где U_α – амплитуда напряжения прикладываемого к нагрузке от вторичной обмотки регулируемого канала, U_m – амплитуда выходного напряжения РСЯ.

Учитывая, что каналы регулирования включаются в работу на нагрузку последовательно, можно рассматривать регулируемую величину, как абстрактное значение y от 0 до $N \times M$, где M – число каналов регулирования, а N – число “дискретов” по углу регулирования в пределах канала:

$$N = \frac{\pi}{d\alpha}; \quad (8)$$

угол регулирования:

$$\theta = (y \bmod N) \times \frac{\pi}{d\alpha}, \quad (9)$$

где функция \bmod – вычисляет остаток от деления.

Выбор канала регулирования R , осуществляется по формуле:

$$R = y \operatorname{div} N + 1, \quad (10)$$

где div осуществляет целочисленное деление.

Выходной сигнал ПИД-регулятора $y(t)$ определяется тремя слагаемыми:

$$y(t) = P + I + D = K_p(e(t)) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de}{dt}, \quad (11)$$

где $e(t) = i(s) - i(t)$ – рассогласование; K_p, K_i, K_d – коэффициенты усиления пропорциональной, интегральной и дифференциальной составляющих регулятора, соответственно.

Большинство методов настройки ПИД-регуляторов используют несколько иную формулу для выходного сигнала, в которой на пропорциональный коэффициент усиления умножены также интегральная и дифференциальная составляющие:

$$y(t) = K_p \left[(e(t)) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de}{dt} \right], \quad (12)$$

В дискретной реализации метода расчета выходного сигнала уравнение принимает форму:

$$Y(n) = K_p(E(n)) + K_p K_i T \sum_{k=0}^n E[k] + \frac{K_p K_d}{T} (E[n] - E[n-1]), \quad (13)$$

где T – время дискретизации.

Таблица 2

Параметр	Требования	Аналоговая СУ (AD736)	Цифровая СУ (8-разрядный микроконтроллер)	Цифровая СУ (16-разрядный ПЦОС)
Погрешность измерения	1%	2–5%	1–3%	0,1–0,5%
Период измерения	10 мс	36 мс	20 мс	10 мс

Используя замену

$$K_i^{distr} = K_p K_i T; K_d^{distr} = \frac{K_p K_d}{T},$$

можно записать:

$$Y(n) = K_p (E(n)) + K_i^{distr} \sum_{k=0}^n E[k] + K_d^{distr} (E[n] - E[n-1]). \quad (14)$$

В программной реализации для оптимизации расчетов переходят к рекуррентной формуле:

$$Y(n) = Y(n-1) + K_p [E(n) - E(n-1)] + K_i^{distr} E(n) + K_d^{distr} [E(n) - 2E(n-1) + E(n-2)]. \quad (15)$$

Подбор коэффициентов на данном этапе проектирования осуществлялся вручную.

В результате, разработанная система управления позволила увеличить быстродействие в 4 раза – с 800 мс до 200 мс. Под быстродействием, в данном случае, понимается достижение выходным током заданной уставки тока – при ее смене с первой ступени (с выходным током 3,2 А), на седьмую (6,6 А).

В таблице 3 представлены сравнительные результаты конструкторских испытания трех типов РСЯ, выпускаемых ГОКБ “Прожектор”.

Основное направление в процессе автоматизации контроля технического состояния элементов электротехнического оборудования – автоматизация контроля состояния ламп в кабельном кольце регуляторов яркости и кабелей. Необходимость первоочередной автоматизации контроля состояния ламп объясняется тем, что из всех элементов ССО лампы наименее надежны, а контроль их состояния наиболее трудоемкий.

Относительное значение постоянной времени КК (отношение индуктивной к активной нагрузке) характеризуется максимальным изменением при отказе ламп по отношению к отдельно взятым индуктивности, активному и полному сопротивлению кабельного кольца. Величина постоянной времени оказывает существенное влияние на время запаздывания перехода через нуль тока в кабельном кольце по отношению к моменту перехода через нуль выходного напряжения РЯ. Это запаздыва-

ние, в свою очередь, приводит к тому, что часть отрицательного полупериода выходного напряжения (рис. 2, участок $\theta_0 - \theta_1$) формируется силовым тиристором РЯ, работающим в положительный полупериод напряжения сети, и, наоборот, часть положительного полупериода выходного напряжения РЯ формируется силовым тиристором, работающим в отрицательный полупериод напряжения сети. Очевидно, что проконтролировав угол запаздывания тока δ , и измерив его среднее значение, можно, в конечном счете, однозначно судить о числе отказавших ламп в кабельном кольце. Относительные изменения контролируемого сигнала при отказе ламп позволяют контролировать число отказавших ламп с точностью до одной. Зависимости контролируемого сигнала δ от числа отказавших ламп в кабельном кольце практически линейна. Существуют аналоговые схемы, основанные на принципе подсчета синхроимпульсов за период $\theta_0 - \theta_1$, однако, они сложны и обладают малой надежностью. В тоже время для подсчета расчета выбранного параметра возможно применять уже описанную цифровую систему измерения, в этом случае измеряется действующее значение напряжения на интервале $\theta_0 - \theta_1$, а не длительность интервала, что обеспечит большую точность измерения и минимальные затраты на разработку программного обеспечения. При этом никаких дополнительных схемотехнических решений не требуется.

В принципе, на сегодня существуют возможность построения систем полампового контроля с существенно большим спектром возможностей, основанных на передаче информационных сигналов по силовым проводам. Однако рассмотрение этого вопроса выходит за рамки СУ МРСЯ. Как правило, эта задача решается в рамках отдельного устройства.

К РСЯ предъявляется еще и ряд требований по защите персонала, кабельного кольца и ресурса ламп огня, входящих в кольцо. В данном разделе речь пойдет о принципах организации именно автоматических защит, возложенных на систему управления РСЯ. Эти вопросы решены путем непрерывного контроля выходного тока и напряжения, причем, как оказалось, возможно ограничиться контролем тока, а выполнение требований по напряжению, может быть достигнуто косвенно. Однако, здесь закономерно встает вопрос о надежности системы измерения в случае несоответствия фактического тока измеренному значению. В этом случае система защит не сработает. Для устранения этого недостатка необходимо дополнительно использовать аппаратную реализацию на базе аналоговой схемы измерения. В таком случае контроль может вестись аппаратно за счет, например, компаратора. Постоянная времени такого аналогового измерителя (на базе, например, микросхемы AD736) может быть увеличена до значения 500 мс, что позволяет получить сигнал без пульсации на выходе.

Таблица 3

Параметр	Требования	А	Б	В
Нестабильность				
Температурная (+5 ... +50 °С)				
50% нагрузки	2%	2%	1%	0,1%
Абсолютная				
(max - min)/max		3%	2%	1%
		5%	3%	1%
Быстродействие, мс (переход с 1 на 7 ступень)	100	1500	800	100

А – РСЯ с аналоговой СУ;

Б – РСЯ с цифро-аналоговой СУ на базе 8-ми разрядного микроконтроллера;

В – Макет МРСЯ с цифровой СУ, ПИД-регулированием и измерителем на базе 16-ти разрядного ЦПОС

Таким образом, может быть получена резервная аппаратная схема защиты МРСЯ, независимая от цифровой системы измерения с временем срабатывания 500 мс. Учитывая инерционность ламп, это позволит защитить лампы КК от перегорания.

В качестве дополнительного элемента защиты в разработке использован также стандартный автоматический выключатель, обеспечивающий требуемую селективность срабатывания.

Анализ описанных подсистем показал, что система управления РСЯ должна быть выполнена в виде двух основных и двух дополнительных конструктивно независимых модулей. Основные – модули центрального и измерительного контроллеров. Дополнительные, наличие либо отсутствие которых не влияет на основные характеристики РСЯ – это модуль измерения сопротивления изоляции КК, модуль аппаратных защит, а также модуль полампового контроля и управления.

В качестве основного конструктивного элемента СУ выбран крейт, отвечающий стандарту IEC 60 297-3, что определяет ее современный облик.

Выводы

Использование новой элементной базы, применение многопроцессорной системы, адаптация алгоритма измерения и управления к специфике работы РСЯ с многоканальной структурно-алгоритмической организацией, применение ПИД-регулирования, более совершенной конструкции и качественных методов монтажа позволило повысить надежность, функциональность, точность

стабилизации и в то же время снизить себестоимость системы управления (СУ) РСЯ. Модульный принцип построения СУ позволяет производить ее дальнейшую модернизацию с наименьшими затратами.

Литература

1. Берг А. В., Бериллов А. В., Мыцык Г. С. Модернизация аэродромного светосигнального оборудования. Вестник МЭИ, № 5, 2010.
2. Патент РФ № 2364916 Регулятор-стабилизатор переменного тока, 28 апреля 2009 г.
3. В. Б. Смолов, В. С. Фомичев. Аналого-цифровые и цифроаналоговые вычислительные устройства. – М.: Энергия, 1974. – 298 с.
4. Зайцев Г. Ф. Теория автоматического управления и регулирования. – 2-е изд., перераб. и доп. – Киев: Высш. Школа, Головное изд-во, 1989. – 320 с.

Берг Андрей Витальевич, аспирант, начальник схемотехнического отдела ОАО «ГОКБ «Прожектор», тел. +7 095-672-23-73, e-mail: avberg@projektor.ru;

Бериллов Андрей Вячеславович, аспирант, сотрудник кафедры «Электротехнические комплексы автономных объектов» Московского энергетического института (ТУ), тел.: +7 916-957-39-73, e-mail: andrompei@rambler.ru.

Мыцык Геннадий Сергеевич, д. т. н., профессор кафедры Электротехнические комплексы автономных объектов Московского энергетического института (ТУ), Тел. +7 916-957-39-73, e-mail: mytsykgs@rambler.ru.

Г. А. Белов, А. В. Серебрянников

АНАЛИЗ И МОДЕЛИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С УПРОЩЕННЫМ ТОКОВЫМ КОНТУРОМ

G. A. Belov,
A. V. Serebryannikov

Analysis and modelling of switched mode converters
with simplified current loop

Обоснована линеаризованная дискретная математическая модель упрощенного токового контура, применимая для всех трех возможных схем импульсного преобразователя (понижающей, повышающей и инвертирующей); определены обобщенные параметры этой модели. По этой модели рассчитаны и проанализированы переходные характеристики замкнутого токового контура.

Обоснована методика определения параметров линеаризованной непрерывной модели замкнутого упрощенного токового контура, которая необходима для анализа и синтеза контура регулирования выходного напряжения импульсного преобразователя.

Ключевые слова: импульсный преобразователь, токовый контур, дискретная математическая модель, анализ динамики, эквивалентное колебательное звено.

The linearized discrete mathematical model of simplified current loop, applicable to all three possible topologies of switched mode converter (buck, boost and buck-boost) is substantiated and generalised parameters of this model are defined. Transfer characteristics of closed current loop are calculated and analysed on the basis of this model.

The strategy of closed simplified current loop linearized continuous model parameters characterization necessary for switched mode converter output voltage control loop analysis and synthesis is substantiated.

Key words: switched mode converter, current loop, discrete mathematical model, dynamics analysis, equivalent oscillatory link.

Двухконтурные системы управления широко применяются при практической реализации импульсных преобразователей всех трех возможных типов (понижающего, повышающего и инвертирующего) [1–5]. Введение в схему преобразователя контура регулирования тока силового дросселя существенно улучшает динамические свойства преобразователя, однако, в то же самое время, усложняет схему управления. В связи с этим широкое распространение получили импульсные преобразователи с упрощенным токовым контуром управления, в которых отрицательная обратная связь по току дросселя осуществляется (без дополнительного усилителя) подачей токового сигнала с датчика тока непосредственно на один из входов ШИМ-компаратора, на другой вход которого подается задающий сигнал токового контура [1, 2]. Одной из первых микросхем, реализующих подобную схему управления, являлся микроконтроллер типа UC3842. Затем появились усовершенствованные (с повышенной частотой переключений и экономичностью) микросхемы, реализующие этот принцип управления, например, микросхема LM3478 [6].

Результаты исследования токового контура импульсного преобразователя с ПИ-регулятором тока дросселя, используемого, например, в корректоре коэффициента мощности [3], показывают, что недопустимо использование усредненной модели токового контура для расчета процессов вблизи границы устойчивости контура, но допустимо на достаточном удалении от границы устойчивости [7].

В отличие от этого процессы в упрощенном токовом контуре, инерционность которого определяется только силовым дросселем импульсного преобразователя, вообще не могут рассчитываться методом усреднения (при усреднении дифференциальных уравнений для тока дросселя за период переключений). Это порождает принципиальные трудности при анализе и расчете контура напряжения методом усреднения, поскольку для этого требуется усредненная модель замкнутого токового контура, являющегося составной частью контура напряжения. Для преодоления этой трудности предложено заменить упрощенный токовый контур непрерывным колебательным звеном [5], а для этого требуется использовать усреднение процессов в дискретной модели токового контура за период переключений вместо обычно применяемого усреднения дифференциальных уравнений непрерывной части с учетом переключений силового транзистора. Предлагаемая работа посвящена решению этой задачи.

Анализ токового контура

Основная часть схемы токового контура импульсного преобразователя, состоящая из ШИМ-компаратора DA2 и RS-триггера показана на рис. 1а. На инвертирующий вход компаратора DA2 подается разность выходного напряжения u_{uo} усилителя ошибки DA1 и корректирующего пилообразного напряжения $u_{п}$, а на неинвертирующий вход – сигнал обратной связи по току силового дросселя $R_{дт}i_L$, $R_{дт}$ – сопротивление передачи датчика тока

дросселя. Поскольку закон изменения сигнала на входе ШИМ-компаратора на интервале времени закрытого состояния силового транзистора не имеет существенного значения для работы широтно-импульсного модулятора (ШИМ), то вместо сигнала, пропорционального току силового дросселя, на неинвертирующий вход ШИМ-компаратора DA2 может подаваться напряжение, пропорциональное току силового транзистора, которое на интервале включенного состояния транзистора совпадает с сигналом, пропорциональным току дросселя. Триггер устанавливается в состояние 1 тактовыми импульсами u_T , поступающими, как и пилообразное напряжение u_{Π} , от задающего генератора микросхемы управления. При этом на выходе ШИМ начинается формироваться положительный импульс шим, который через драйвер, не показанный на рис. 1а, поступает на затвор силового МДП-транзистора, вызывая его отпирание. В момент пересечения кривой напряжения $R_{дт}i_L$ с графиком функции $u_{y0}(t) - u_{\Pi}(t)$ (рис. 1б) на выходе ШИМ-компаратора DA2 формируется уровень логического нуля, поступающий на вход R триггера и вызывающий его

сброс. Таким образом, на выходе ШИМ формируется прямоугольный импульс шим длительностью t_1 .

Рассмотрение временных диаграмм, представленных на рис. 1, б, позволяет по известной методике [8, 9] обосновать линеаризованную импульсную модель упрощенного токового контура (рис. 1в). Эта модель справедлива для всех трех схем импульсных преобразователей, если напряжение схемы $u_{сх}$, входящее в модель в качестве коэффициента передачи, для понижающего преобразователя полагать равным $u_{вх}$, для повышающего $u_{вых}$, для инвертирующего $u_{вх} + u_{вых}$. Кроме того, модели для разных схем отличаются возмущающим воздействием Δf_T , подаваемым на вход звена $G(p)$ (рис. 1в) [9].

Для линеаризации ШИМ воспользуемся равенством

$$R_{дт} \Delta i_L(t_1 - 0) = \Delta u_{y0}(t_1 - 0) + R_{дт} \left. \frac{di_L}{dt} \right|_{t_1-0} (-\Delta t_1) + \left. \frac{du_{\Pi}}{dt} \right|_{t_1-0} (-\Delta t_1),$$

которое следует из рис. 1б при малых отклонениях $\Delta i_L(t)$ и $\Delta u_{y0}(t)$ кривых возмущенного режима (штриховые линии) от соответствующих кривых стационарного режима $i_L(t)$ и $u_{y0}(t)$ (сплошные линии). Значения отклонений (приращений) длительности t_1 открытого состояния силового транзистора образуют дискретную последовательность. Как видно, в первом периоде показанного на рис. 1б процесса значение Δt_1 отрицательно, а во втором периоде положительно.

Из последнего равенства следует линеаризованное уравнение ШИМ

$$\Delta t_1 = K_{ШИМ} [\Delta u_{y0}(t_1 - 0) - R_{дт} \Delta i_L(t_1 - 0)], \quad (1)$$

где коэффициент передачи ШИМ определяется выражением

$$K_{ШИМ} = \frac{1}{R_{дт} \left. \frac{di_L}{dt} \right|_{t_1-0} + \left. \frac{du_{\Pi}}{dt} \right|_{t_1-0}}. \quad (2)$$

Уравнение (1) позволяет при малых глубинах модуляции сводить ШИМ-2 к амплитудно-импульсной модуляции последовательности дельта-импульсов. Как известно из [8, 9] и видно из рис. 1в, площадь очередного дельта-импульса, формируемого в момент t_1 , составляет $u_{сх} \Delta t_1$.

Передаточная функция непрерывной части токового контура согласно рис. 1в равна произведению

$$W_T(p) = R_{дт} K_{ШИМ} u_{сх} G(p),$$

где $G(p) = 1/(Lp + r)$; L – индуктивность силового дросселя, r – активное сопротивление цепи дросселя. С учетом выражения для операторной передаточной проводимости $G(p)$ приведем выражение для $W_T(p)$ к стандартной форме

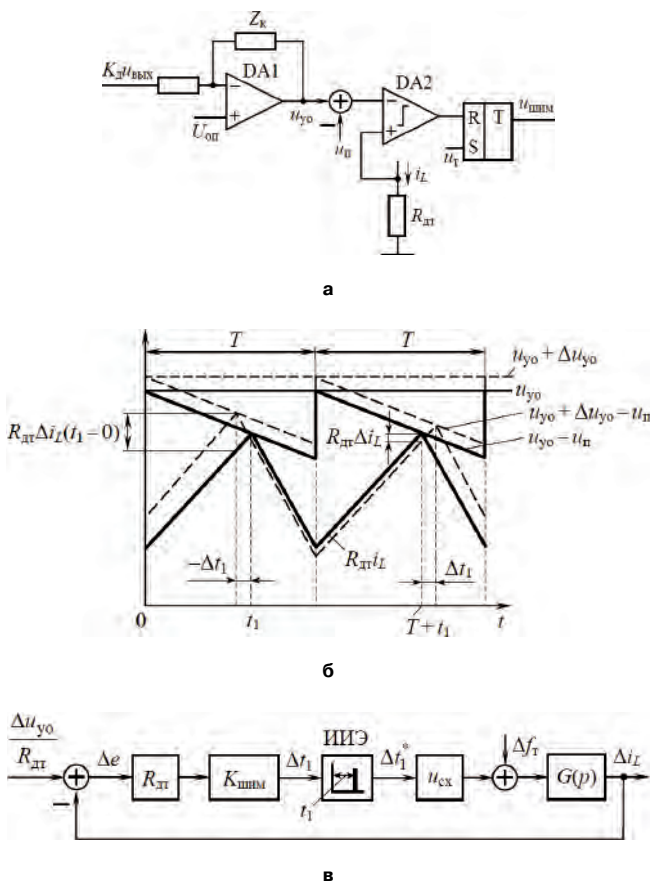


Рис. 1. Основная часть схемы токового контура: Z_k – корректирующий двухполюсник регулятора напряжения (а); временные диаграммы, поясняющие функционирование ШИМ: сплошные линии соответствуют процессам в стационарном режиме, штриховые – в возмущенном режиме (б); линеаризованная импульсная модель токового контура, где ИИЭ – идеальный импульсный элемент (в)

$$W_\tau(p) = \frac{K_\tau}{T_L p + 1}, \quad (3)$$

где $K_\tau = R_{дт} K_{ш\text{им}} u_{\text{сх}} / r$ – коэффициент усиления разомкнутого токового контура; $T_L = L/r$ – постоянная времени цепи силового дросселя.

На основании теории импульсных систем [10] получаем уравнение для z -изображения переменной на входе импульсного элемента (рис. 1в)

$$\Delta t_1(z, \varepsilon) = \begin{cases} K_{ш\text{им}} \Delta u_{\text{yo}}(z, \varepsilon) - R_{дт} K_{ш\text{им}} Z_\varepsilon [G(p) \Delta f_\tau(p)] - \\ - z^{-1} W_\tau(z, 1 + \varepsilon - \varepsilon_1) \Delta t_1(z, \varepsilon_1), & 0 \leq \varepsilon \leq \varepsilon_1; \\ K_{ш\text{им}} \Delta u_{\text{yo}}(z, \varepsilon) - R_{дт} K_{ш\text{им}} Z_\varepsilon [G(p) \Delta f_\tau(p)] - \\ - W_\tau(z, \varepsilon - \varepsilon_1) \Delta t_1(z, \varepsilon_1), & \varepsilon_1 \leq \varepsilon \leq 1, \end{cases} \quad (4)$$

где с учетом выражения (3) имеем

$$W_\tau(z, \varepsilon) = R_{дт} K_{ш\text{им}} u_{\text{сх}} G(z, \varepsilon) = \frac{K_\tau}{T_L} \frac{z d^\varepsilon}{z - d}; \quad (5)$$

$d = e^{-T/T_L}$; $\Delta f_\tau(p)$ – изображение по Лапласу возмущающего воздействия токового контура; $0 \leq \varepsilon \leq 1$ – относительное смещение момента наблюдения $t = nT + \varepsilon T$.

Подставляя $\varepsilon = \varepsilon_1 = t_1/T$ в уравнение (4), находим z -изображение

$$\Delta t_1(z, \varepsilon) = \frac{K_{ш\text{им}} \Delta u_{\text{yo}}(z, \varepsilon_1)}{1 + z^{-1} W_\tau(z, 1)} - \frac{R_{дт} K_{ш\text{им}} Z_{\varepsilon=\varepsilon_1} [G(p) \Delta f_\tau(p)]}{1 + z^{-1} W_\tau(z, 1)}, \quad (6)$$

входящее в соотношение для изображения тока силового дросселя

$$\Delta i_L(z, \varepsilon) = \begin{cases} z^{-1} u_{\text{сх}} G(z, 1 + \varepsilon - \varepsilon_1) \Delta t_1(z, \varepsilon_1) + \\ + Z_\varepsilon [G(p) \Delta f_\tau(p)], & 0 \leq \varepsilon \leq \varepsilon_1; \\ u_{\text{сх}} G(z, 1 + \varepsilon - \varepsilon_1) \Delta t_1(z, \varepsilon_1) + \\ + Z_\varepsilon [G(p) \Delta f_\tau(p)], & \varepsilon_1 \leq \varepsilon \leq 1. \end{cases}$$

Из этого соотношения с учетом выражения (6) и равенства (5) получаем

$$\Delta i_L(z, \varepsilon) = \begin{cases} z^{-1} \frac{W_\tau(z, 1 + \varepsilon - \varepsilon_1)}{1 + z^{-1} W_\tau(z, 1)} \left\{ \frac{\Delta u_{\text{yo}}(z, \varepsilon_1)}{R_{дт}} - \right. \\ \left. - Z_{\varepsilon=\varepsilon_1} [G(p) \Delta f_\tau(p)] \right\} + Z_\varepsilon [G(p) \Delta f_\tau(p)], & 0 \leq \varepsilon \leq \varepsilon_1; \\ z^{-1} \frac{W_\tau(z, \varepsilon - \varepsilon_1)}{1 + z^{-1} W_\tau(z, 1)} \left\{ \frac{\Delta u_{\text{yo}}(z, \varepsilon_1)}{R_{дт}} - \right. \\ \left. - Z_{\varepsilon=\varepsilon_1} [G(p) \Delta f_\tau(p)] \right\} + Z_\varepsilon [G(p) \Delta f_\tau(p)], & \varepsilon_1 \leq \varepsilon \leq 1. \end{cases} \quad (7)$$

Соотношения (7) позволяют рассчитывать переходные процессы, вызванные задающим воздействием $\Delta u_{\text{yo}}(t)/R_{дт}$ и возмущением $\Delta f_\tau(t)$ в замкнутом токовом контуре (рис. 1в). Правильность учета действия возмущения в (7) легко проверить, если перенести точку суммирования возмущения вперед

через звено $G(p)$. Это действие сводится к тому, что, во-первых, возмущение $\Delta f_\tau(t)$, передаваясь через звено $G(p)$, непосредственно участвует в сигнале $\Delta i_L(t)$ (это учитывается последними слагаемыми в правых частях соотношений (7)). Во-вторых, возмущение, поступаая через звено $G(p)$ на задающий вход замкнутого контура, вычитается из задающего сигнала $\Delta u_{\text{yo}}(t)/R_{дт}$, что учитывается вторым слагаемым в фигурных скобках соотношений (7).

Сделав эти замечания, далее будем рассматривать переходные процессы без учета возмущения. Для этого сначала найдем корень характеристического уравнения $1 + z^{-1} W_\tau(z, 1) = 0$ токового контура

$$z_1 = - \left(\frac{K_\tau}{T_L} - 1 \right) d. \quad (8)$$

Тогда при ступенчатом задающем воздействии из (7) с учетом (5) получаем

$$\Delta i_L(z, \varepsilon) = \begin{cases} \frac{K_\tau}{T_L} \frac{z d^{1+\varepsilon-\varepsilon_1}}{(z-1)(z-z_1)} \frac{\Delta u_{\text{yo}}}{R}, & 0 \leq \varepsilon \leq \varepsilon_1; \\ \frac{K_\tau}{T_L} \frac{z^2 d^{\varepsilon-\varepsilon_1}}{(z-1)(z-z_1)} \frac{\Delta u_{\text{yo}}}{R}, & \varepsilon_1 \leq \varepsilon \leq 1. \end{cases} \quad (9)$$

Используя теорему Коши о вычетах, находим обратные z -преобразования, соответствующие z -изображениям (9),

$$\Delta i_L(n, \varepsilon) = \sum_{i=1}^2 \text{Res}_{z_i} \Delta i_L(z, \varepsilon) z^{n-1} = \sum_{i=1}^2 \lim_{z \rightarrow z_i} (z - z_i) \Delta i_L(z, \varepsilon) z^{n-1},$$

где z_i – корни знаменателей в изображениях (9), равные z_1 при $i = 1$ и 1 при $i = 2$; $n = 0, 1, 2, \dots$

Окончательно получаем

$$\Delta i_L(n, \varepsilon) = \begin{cases} \frac{K_\tau}{T_L} d^{1+\varepsilon-\varepsilon_1} \frac{\Delta u_{\text{yo}}}{R_{дт}} \frac{1 - z_1^n}{1 - z_1}, & 0 \leq \varepsilon \leq \varepsilon_1; \\ \frac{K_\tau}{T_L} d^{\varepsilon-\varepsilon_1} \frac{\Delta u_{\text{yo}}}{R_{дт}} \frac{1 - z_1^{n+1}}{1 - z_1}, & \varepsilon_1 \leq \varepsilon \leq 1. \end{cases} \quad (10)$$

Результаты расчетов по формулам (10) представлены на рис. 2. Как видно, кривая тока силового дросселя $\Delta i_L(t)$ представляет собой последовательность импульсов различной высоты длительностью T . Вершина импульса, начинающегося на n -ом периоде и оканчивающегося на $(n + 1)$ -ом периоде (n -м периодом называется интервал времени $(nT, nT + T)$), описываемый следующими равенствами, вытекающими из (10): на интервале времени $((n + \varepsilon_1)T, (n + 1)T)$

$$\Delta i_L(n, \varepsilon) = \frac{\Delta u_{\text{yo}}}{R_{дт}} \frac{K_\tau}{T_L} d^{\varepsilon-\varepsilon_1} \frac{1 - z_1^{n+1}}{1 - z_1},$$

где $\varepsilon_1 \leq \varepsilon \leq 1$.

На интервале времени $((n + 1)T, (n + 1 + \varepsilon_1)T)$

$$\Delta i_L(n+1, \varepsilon) = \frac{\Delta u_{yo} K_T}{R_{дт} T_L} d^{1+\varepsilon-\varepsilon_1} \frac{1-z_1^{n+1}}{1-z_1},$$

где $0 \leq \varepsilon \leq \varepsilon_1$.

Сделав в первом из этих равенств замену $\varepsilon' = \varepsilon - \varepsilon_1$, во втором замену $\varepsilon'' = 1 + \varepsilon - \varepsilon_1$, получим соответственно формулы

– при $0 \leq \varepsilon' \leq 1 - \varepsilon_1$

$$\Delta i_L(n, \varepsilon' + \varepsilon_1) = \frac{\Delta u_{yo} K_T}{R_{дт} T_L} d^{\varepsilon'} \frac{1-z_1^{n+1}}{1-z_1}; \quad (11)$$

– при $1 - \varepsilon_1 \leq \varepsilon'' \leq 1$

$$\begin{aligned} \Delta i_L(n+1, \varepsilon'' - 1 + \varepsilon_1) &= \Delta i_L(n, \varepsilon'' + \varepsilon_1) = \\ &= \frac{\Delta u_{yo} K_T}{R_{дт} T_L} d^{\varepsilon''} \frac{1-z_1^{n+1}}{1-z_1}. \end{aligned} \quad (12)$$

Из сравнения формул (11) и (12) видно, что вершину импульса тока дросселя для каждого конкретного значения n можно рассчитывать по любой из них, варьируя значения ε' или ε'' в пределах от 0 до 1.

Оценим возможные значения коэффициента K_T/T_L , входящего в формулы (8) и (10)–(12).

Поскольку $d < 1$, то при $K_T/T_L < 1$ условие устойчивости токового контура $|z_1| < 1$ всегда выполняется. В случае, когда $K_T/T_L > 1$, условие устойчивости с учетом (8) имеет вид

$$\frac{K_T}{T_L} < 1 + \frac{1}{d}. \quad (13)$$

На практике реальные значения d будут близки к 1, но $d < 1$, поэтому из условия (13) следует неравенство $K_T/T_L < 2$, ограничивающее допустимое значение K_T/T_L .

Полагая изменение тока силового дросселя i_L на интервале открытого состояния силового транзистора линейным и пренебрегая влиянием активного сопротивления цепи дросселя r на выходное напряжение преобразователя $u_{вых}$, на основании соотношений (2) и

$$\frac{K_T}{T_L} = \frac{R_{дт} K_{ШИМ} u_{сх}}{L} \quad (14)$$

получаем выражения, приведенные в таблице 1, где звездочкой отмечены выражения, полученные с использованием приближенных равенств $u_{ввых} = \gamma u_{вх}$, $u_{ввых} = u_{вх}/(1-\gamma)$ и $u_{ввых} = u_{вх}\gamma/(1-\gamma)$ соответственно для понижающей, повышающей и инвертирующей схем; $U_{п}$ – амплитуда пилообразного напряжения.

С учетом выражений со звездочкой в табл. 1 при $d \approx 1$ условие устойчивости (13) принимает вид

$$U_{п} > \frac{R_{дт} T u_{сх}}{2L} (2\gamma - 1), \quad (15)$$

откуда следует, что во всех трех схемах при $\gamma < 0,5$ упрощенный токовый контур всегда устойчив и без введения пилообразного напряжения в ШИМ. Пилообразное напряжение необходимо для обеспечения устойчивости только при $\gamma > 0,5$.

В схемах однотактных преобразователей, в которых по условиям работы силовой части относительная длительность включенного состояния силового транзистора γ ограничивается сверху значением 0,5, значение K_T/T_L изменяется примерно в пределах от 1 до 2. В схемах, в которых по условиям работы силовой части возможны значения $\gamma > 0,5$, значение K_T/T_L может изменяться в пределах (таблица 1)

$$\frac{1}{1 + \frac{LU_{п}}{R_{дт} T u_{сх}}} < \frac{K_T}{T_L} < \frac{1}{1 - \gamma_{\max} + \frac{LU_{п}}{R_{дт} T u_{сх}}}.$$

Следовательно, как видно из равенства (8), значение $K_T/T_L = 1$, необходимое для выполнения условия $z_1 = 0$ обеспечения процессов конечной длительности в токовом контуре (кривая для $K_T/T_L = 1$ на рис. 2), может достигаться в первом случае лишь приближенно при $\gamma = 0$, во втором – точно, но лишь при одном значении γ , близком к $LU_{п}/(R_{дт} T u_{сх})$.

Таблица 1. Приближенные выражения для определения параметров импульсных моделей

Схема	$u_{сх}$	$K_{ШИМ}$	K_T/T_L	$(K_T/T_L)^*$
Понижающая	$u_{вх}$	$\frac{L}{R_{дт} \left(u_{вх} - u_{ввых} + \frac{LU_{п}}{R_{дт} T} \right)}$	$\frac{u_{вх}}{u_{вх} - u_{ввых} + \frac{LU_{п}}{R_{дт} T}}$	$\frac{1}{1 - \gamma + \frac{LU_{п}}{R_{дт} T u_{сх}}}$
Повышающая	$u_{ввых}$	$\frac{L}{R_{дт} \left(u_{вх} + \frac{LU_{п}}{R_{дт} T} \right)}$	$\frac{u_{ввых}}{u_{вх} + \frac{LU_{п}}{R_{дт} T}}$	$\frac{1}{1 - \gamma + \frac{LU_{п}}{R_{дт} T u_{сх}}}$
Инвертирующая	$u_{вх} + u_{ввых}$	$\frac{L}{R_{дт} \left(u_{вх} + \frac{LU_{п}}{R_{дт} T} \right)}$	$\frac{u_{вх} + u_{ввых}}{u_{вх} + \frac{LU_{п}}{R_{дт} T}}$	$\frac{1}{1 - \gamma + \frac{LU_{п}}{R_{дт} T u_{сх}}}$

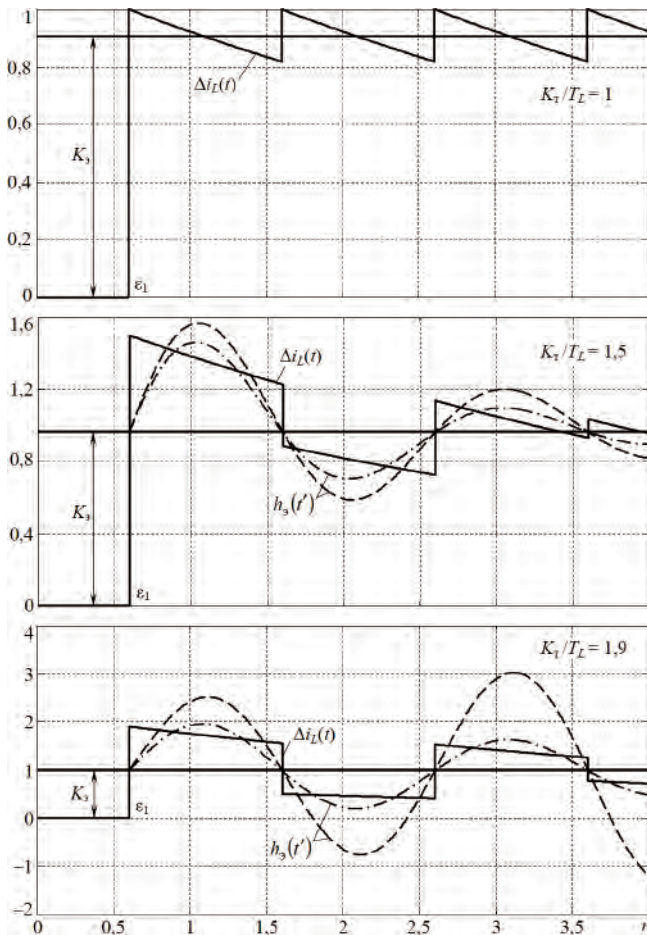


Рис. 2. Кривые тока силового дросселя $\Delta i_L(t)$ (сплошные линии) и переходные характеристики эквивалентного колебательного звена $h_3(t')$ при определении α_3 первым (---) и вторым (- · - · -) способами

Обоснование линеаризованной непрерывной модели замкнутого токового контура

Для анализа и синтеза всего импульсного преобразователя может быть использована импульсная модель, которая получается, если импульсную модель токового контура (рис. 1в) дополнить элементами контура напряжения [9]. Однако такая модель сложна для практического использования из-за высокого порядка непрерывной части. Поскольку процессы в замкнутом токовом контуре $\Delta i_L(t)$ имеют колебательный характер (рис. 2), будем искать колебательное звено с передаточной функцией

$$W_3(p) = \frac{K_3}{T_3^2 p^2 + 2\zeta_3 T_3 p + 1} = \frac{K_3}{T_3^2 [(p + \alpha_3)^2 + \beta_3^2]} \quad (16)$$

действие которого на контур напряжения было бы эквивалентно действию на него замкнутого токового контура. Здесь K_3 , T_3 и ζ_3 – коэффициент усиления, постоянная времени и коэффициент демпфирования эквивалентного колебательного звена; справедливы равенства

$$\alpha_3 = \frac{\zeta_3}{T_3}; \quad \beta_3 = \frac{\sqrt{1 - \zeta_3^2}}{T_3}; \quad \alpha_3^2 + \beta_3^2 = \frac{1}{T_3^2}. \quad (17)$$

Тогда с учетом известной модели силовой части [9] линеаризованная усредненная структурная модель понижающего преобразователя может быть представлена, как показано на рис. 3. На этой схеме учтено эквивалентное последовательное сопротивление (ЭПС) выходного конденсатора r_C . В этом случае справедливы уравнения для выходной цепи понижающего импульсного преобразователя

$$C \frac{du_C}{dt} + \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{R} = i_L - i_{\text{Н.Д.}};$$

$$u_{\text{ВЫХ}} = u_C + r_C C \frac{du_C}{dt},$$

откуда следуют операторные уравнения

$$u_C = Z(p)(i_L - i_{\text{Н.Д.}}); \quad u_{\text{ВЫХ}} = (1 + \tau_C p)u_C, \quad (18)$$

где $\tau_C = r_C C$ – постоянная времени выходного конденсатора; R – сопротивление нагрузки, а

$$Z(p) = \frac{R}{(R + r_C)Cp + 1}.$$

Для отклонений Δi_L , $\Delta i_{\text{Н.Д.}}$, Δu_C и $\Delta u_{\text{ВЫХ}}$ от кривых стационарного режима преобразователя справедливы уравнения, аналогичные (18), в связи с линейностью этих уравнений.

Для определения параметров колебательного звена, эквивалентного замкнутому упрощенному токовому контуру, учтем, что период собственных колебаний этого звена $2\pi/\beta_3$ должен быть равен удвоенному периоду переключений преобразователя $2T$. Следовательно, необходимо, чтобы

$$\beta_3 = \frac{\pi}{T} = \pi f. \quad (19)$$

Если $\alpha_3 \ll \beta_3$, то согласно равенству (17) $\beta_3 \approx 1/T_3$ и $T_3 \approx T/\pi$.

Остается определить коэффициенты усиления K_3 и демпфирования ζ_3 , или α_3 .

$$h_3(t) = K_3 \left[1 - e^{-\alpha_3 t} \left(\cos \beta_3 t + \frac{\alpha_3}{\beta_3} \sin \beta_3 t \right) \right],$$

при отсчете времени t' от момента t_n нарастания характеристики до значения K_3 принимает вид

$$h'(t) = K_3 \left[1 + \frac{1}{\sqrt{1 - \zeta_3^2}} e^{-\alpha_3 (t' - t_n)} \sin \beta_3 t' \right], \quad (20)$$

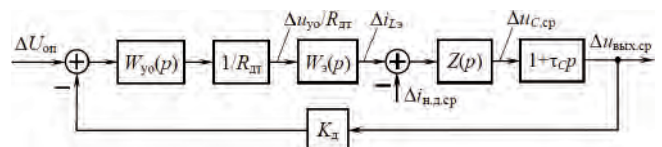


Рис. 3. Линеаризованная усредненная модель контура напряжения понижающего импульсного преобразователя

где $t = t' + t_H$; $t_H = \frac{1}{\beta_3} \left(\pi - \arctg \frac{\beta_3}{\alpha_3} \right)$.

Если $\alpha_3 \ll \beta_3$, то $t_H \approx \pi / (2\beta_3)$.

Параметры эквивалентного колебательного звена целесообразно определять из условия

$$\Delta i_{Lcp}(n) = \Delta i_{L3,cp}(n), \quad (21)$$

где $\Delta i_{Lcp}(n)$ – среднее значение n -го импульса тока $\Delta i_L(t)$, начинающегося на n -м периоде дискретизации и оканчивающегося на $(n + 1)$ -м периоде дискретизации; $\Delta i_{L3}(n)$ – среднее значение тока на выходе эквивалентного колебательного звена за период T , когда начало отсчета времени t' в равенстве (20) совмещается с моментом начала нулевого импульса $\Delta i_L(t)$ (рис. 2).

Интегрируя выражение (11) или (12) при изменении ε' или ε'' в пределах от 0 до 1, находим

$$\Delta i_{Lcp}(n) = \frac{\Delta u_{yo} K_T}{R_{дт} T} (1-d) \frac{1 - z_1^{n+1}}{1 - z_1}. \quad (22)$$

Интегрируя выражение

$$\Delta i_{L3}(t) = \frac{\Delta u_{yo}}{R_{дт}} h_3(t'),$$

с учетом (20) за время $T = \pi/\beta_3$ между соседними моментами перехода характеристики $h_3(t')$ через значение K_3 , находим

$$\Delta i_{Lcp}(n) = \frac{\Delta u_{yo}}{R_{дт}} K_3 \left[1 + (-1)^n \frac{\sqrt{1 - \zeta_3^2}}{\pi} e^{-\alpha_3 t_H} \times e^{\frac{n\alpha_3 \pi}{\beta_3} \left(1 + e^{-\frac{\alpha_3 \pi}{\beta_3}} \right)} \right]. \quad (23)$$

Коэффициент усиления K_3 определим из условия равенства установившихся значений при $|z_1| < 1$

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \Delta i_{Lcp}(n) = \lim_{n \rightarrow \infty} \Delta i_{L3,cp}(n),$$

откуда следует

$$K_3 = \frac{K_T}{T} \frac{1-d}{1-z_1}. \quad (24)$$

Уравнение

$$\Delta i_{Lcp}(n) = \Delta i_{L3,cp}(n)$$

с учетом равенств (22)–(24) и условия $z_1 < 0$ принимает вид

$$|z_1|^{n+1} = \frac{\sqrt{1 - \zeta_3^2}}{\pi} e^{-\alpha_3 t_H} e^{-\frac{n\alpha_3 \pi}{\beta_3}} \left(1 + e^{-\frac{\alpha_3 \pi}{\beta_3}} \right). \quad (25)$$

Точное выполнение равенства (25) в переходном процессе при изменении дискретного времени n от 0 до ∞ невозможно. Можно определить только значение α_3 , при котором на заданном интервале времени обеспечивается максимальная близость левой и правой частей равенства (25), т. е. процессов (22) и (23), вызванных ступенчатым воздействием $\Delta u_{yo}(t)$, в смысле выбранного критерия оптимальности. В большинстве случаев определение α_3 с высокой точностью не требуется, поэтому рассмотрим два способа определения α_3 .

1. Определение α_3 из условия равенства пере-регулирования в процессах (22) и (23). Тогда, полагая в равенстве (25) $n = 0$, $t_H \approx \pi / (2\beta_3)$ и обозначая $x = e^{-\alpha_3 \pi / (2\beta_3)}$, получаем кубическое уравнение

$$x^3 + x + a = 0,$$

где

$$a = -\frac{T}{T_3} |z_1| \approx \pi d \left(\frac{K_T}{T_L} - 1 \right).$$

По формулам Кардана находим действительный корень этого уравнения

$$x_1 = \sqrt[3]{-q + \sqrt{q^2 + p^3}} + \sqrt[3]{-q - \sqrt{q^2 + p^3}}, \quad (26)$$

где $q = a/2$; $p = 1/3$, и искомое значение

$$\alpha_3 = -\frac{2\beta_3}{\pi} \ln x_1 = -\frac{2}{T} \ln x_1. \quad (27)$$

По формулам (26), (27) рассчитываем зависимости для определения α_3 , представленные на рис. 4, а по формуле (20) – переходные характеристики эквивалентного колебательного звена, показанные на рис. 2 штриховыми линиями. Как видно,

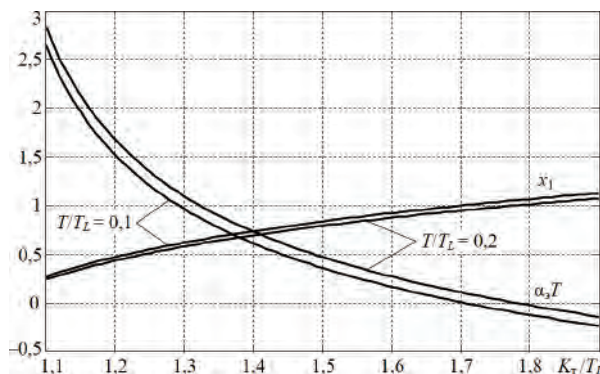


Рис. 4. Зависимости для определения x_1 и $\alpha_3 T$

при некоторых значениях параметров K_T/T и T/T_L значение α_3 переходит через нуль, что соответствует нарушению устойчивости эквивалентного колебательного звена. Желательно, чтобы эти значения параметров соответствовали границе устойчивости дискретной модели, т. е. $|z_1| = 1$. При рассматриваемом способе определения α_3 такое соответствие не обеспечивается, поскольку при подстановке $n = 0$, $\alpha_3 = 0$ из равенства (25) имеем $|z_1| = 2/\pi$, т. е. дискретная модель устойчива.

2. При втором способе определения α_3 близость левой и правой частей равенства (25) будем оценивать по их суммарному квадратичному отклонению [11]

$$I_2 = \sum_{n=0}^{\infty} \left(|z_1|^{n+1} - A \frac{n\alpha_3\pi}{\beta_3} \right)^2, \quad (28)$$

где

$$A = \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\pi} \left(1 + e^{-\frac{\alpha_3\pi}{2\beta_3}} \right).$$

Рассматривая выражение (28) как сумму членов двух геометрических прогрессий, получаем

$$I_2 = \frac{|z_1|^2}{1-|z_1|^2} - 2 \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\pi} |z_1| \frac{x(1+x^2)}{1-|z_1|^2 x^2} + \left(\frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\pi} \right)^2 \frac{x(1+x^2)}{1-x^2}, \quad (29)$$

где $x = e^{-\frac{\alpha_3\pi}{\beta_3}}$.

Зависимости I_2 от x (рис. 5) показывают наличие оптимального значения x , соответствующего минимуму I_2 , а следовательно, $(\alpha_3 T)_{\text{опт}} = -2 \ln x_{\text{опт}}$. В частности, при $T/T_L = 0,2$, $K_T/T_L = 1,5$ имеем $x_{\text{опт}} \approx 0,72$, а при $K_T/T_L = 1,9$ $x_{\text{опт}} \approx 0,9$. Переходные характеристики эквивалентного колебательного звена при оптимальном значении α_3 , соответствующем

минимуму I_2 , также представлены на рис. 2. Сравнение характеристик показывает, что определение α_3 по условию минимума I_2 , как видно из кривых для $K_T/T_L = 1,9$, правильнее отражает динамику упрощенного токового контура, чем определение α_3 по условию равенства перерегулирования в дискретной и непрерывной моделях токового контура.

Выводы

1. Обоснована линеаризованная дискретная математическая модель упрощенного токового контура, применимая для всех трех схем импульсного преобразователя (понижающей, повышающей и инвертирующей), получены формулы для анализа устойчивости и расчета переходных характеристик замкнутого токового контура.

2. Показано, что введение внешнего пилообразного сигнала в ШИМ упрощенного токового контура для обеспечения устойчивости требуется только в случаях, когда относительная длительность включенного состояния силового транзистора по условиям работы силовой части может превышать значение 0,5.

3. Обоснована методика определения параметров эквивалентного колебательного звена, которым может быть представлен упрощенный контур тока в непрерывной модели контура напряжения, по минимуму суммарного квадратичного отклонения переходной характеристики эквивалентного колебательного звена от переходной характеристики дискретной модели замкнутого токового контура.

Литература

1. Dixon L. Average current mode control of switching power supplies. Unirode Application Note U-140. – <http://www.ti.com/>.
2. Modelling, analysis and compensation of current mode converters. Unirode Application Note U-97. – <http://www.ti.com/>.

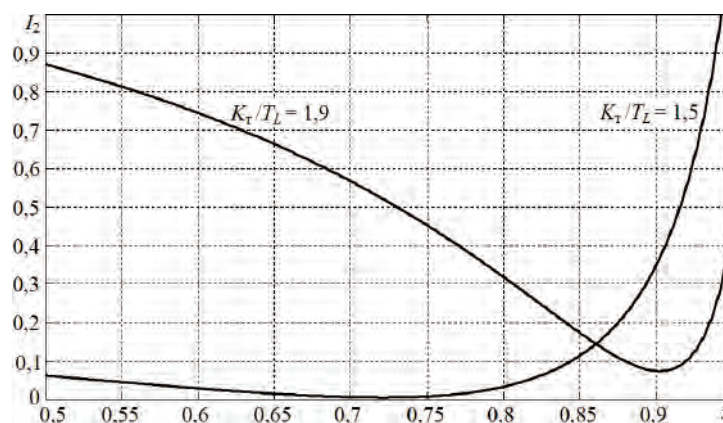


Рис. 5. Графики для определения оптимального значения $\alpha_3 T$ при $T/T_L = 0,2$

3. *Todd P. C.* UC3854 controlled power factor correction circuit design // Product end applications Handbook 1995-96 / Integrated circuits Unitrode, U-134. – P. 10-303–10-322. – <http://www.ti.com/>.

4. *Wong L. K., Man T. K.* Modelling and design of current mode control boost converters. National Semiconductor Application Note 1994, March 3. 2010. 301034. – <http://www.national.com/>.

5. *Dunlap C.* Compensation for the LM3478 boost controller. National Semiconductor Application Note 1286, May 19. 2009. 200728. – <http://www.national.com/>.

6. LM3478/LM3478Q High efficiency low-side N-channel controller for switching regulator. National Semiconductor Corporation. October 21. 2010. 101355. – <http://www.national.com/>.

7. *Белов Г. А., Малинин Г. В.* Математическое моделирование и исследование динамики импульсных преобразователей. – Электричество. – 2008. – № 6. – С. 40–51.

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

9. *Иванов А. Г., Белов Г. А., Сергеев А. Г.* Системы управления полупроводниковыми преобразователями. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. гос. ун-та, 2010. – 448 с.

10. *Белов Г. А.* Теория автоматического управления. Дискретные и нелинейные системы автоматического управления: Учеб. пособие. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. гос. ун-та, 2009. – 448 с.

11. *Цыпкин Я. З.* Основы теории автоматических систем. – М.: Наука, 1977. – 560 с.

Белов Геннадий Александрович, д. т. н., профессор, зав. кафедрой промышленной электроники Чувашского государственного университета имени И. Н. Ульянова; (8352) 58-12-59 доб. 27-07;

Серебрянников Александр Владимирович, к. т. н., доцент кафедры промышленной электроники, научный сотрудник научно-исследовательской части Чувашского государственного университета имени И. Н. Ульянова; тел.: (8352) 45-24-03, e-mail: alex-silver@mail.ru.

В. П. Климов, И. В. Климов, С. Р. Климова, В. И. Павленко, В. Н. Смирнов

КОЭФФИЦИЕНТ МОЩНОСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ЦЕПЕЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

V. Klimov, I. Klimov, S. Klimova, V. Pavlenko, V. Smirnov

Power Factor of Converters Electromagnetic Circuits

Рассмотрены соотношения составляющих мощностей и их взаимосвязь с коэффициентами несинусоидальности тока и напряжения. Приводится аналитическое выражение в замкнутом виде для расчета коэффициента мощности при несинусоидальном режиме.

Ключевые слова: преобразователь, коэффициент мощности, коэффициент искажения синусоидальности, активная мощность, реактивная мощность, мощность искажения, полная мощность, высшие гармоники, вентильный привод.

The paper considers relations between power components and their interaction with voltage and current nonsinusoidality ratios. Closed species analytical equations for power factor estimation under non-sinusoidal mode is presented.

Key words: converter, power factor, waveform distortion factor, active power, imaginary power, distortion power, total power, high-order harmonics, rectifier drive.

Регулируемые преобразователи переменного и постоянного тока характеризуются несинусоидальными режимами работы при наличии высших гармоник напряжения и тока. Увеличение числа и уровня высших гармонических составляющих тока и напряжения в системах преобразовательной техники (выпрямители, инверторы, ШИМ-регуляторы, вентильные коммутаторы и т. д.) приводит к росту потерь в линиях электропередачи, снижению энергетических показателей, увеличению электромагнитных помех в системах, ухудшению электромагнитной совместимости и снижению надежности оборудования.

Целью работы является вывод аналитического выражения в замкнутом виде для определения составляющих мощностей и коэффициента мощности электромагнитных цепей при несинусоидальных режимах. Известные из различных публикаций [3–7] определения и подходы к аналитическому описанию составляющих мощностей часто противоречат друг другу, а их использование бывает справедливо лишь для частных случаев.

Краткий анализ публикаций по вопросам энергетических соотношений в системах при несинусоидальном режиме

В прошлом веке было принято определение одной из составляющих полной мощности при несинусоидальном режиме работы электрических цепей как мощности искажения, являющейся одной из ортогонально составляющих полной мощности наряду с активной и реактивной мощностями [1]. Эта составляющая мощности характеризовалась степенью различия в формах кривых напряжения и тока, однако не была раскрыта взаимосвязь степени искажения напряжения и тока со значением этой составляющей мощности. В работе [3] мощность искажения формулируется как составляющая полной мощности, “образуемая гармониками тока

и напряжения с разными номерами” (порядком). Вводится также понятие [4] “пульсирующей мощности”, “скрытой мощности” при несимметричном режиме трехфазной цепи и “деформирующей мощности”, как составляющих “пассивной мощности”, увеличивающих потери в пассивных элементах энергосистемы. В работе [5] изложена теория полной мощности вентильных преобразователей, интегральный метод определения реактивной мощности сдвига как площадь вольтамперной характеристики зависимости $i(u)$. Понятия “обменной и обратной мощности” были обсуждены в работе [6], но их использование в инженерной практике вызывает определенные затруднения. В работе [7] сделана попытка ввести понятие “неактивной мощности (обратная, возвратная, обменная)”, включающей реактивную мощность и мощность искажения, и определяемой как разность мгновенной мощности и активной мощности. Однако, как отмечает в выводах автор работы, при наличии нечетных гармоник и несимметрии по фазам, а также при наличии четных гармоник данный подход для оценки неактивной мощности не пригоден.

Отметим, что приведенный обзор литературы не является исчерпывающим. Вопросы энергообмена в цепях преобразовательной электротехники являются актуальным предметом изучения, так как до настоящего времени нет установившегося определения составляющих мощности в виде какого-либо регламентирующего документа. Это обстоятельство требует нового подхода к оценке составляющих мощностей и коэффициенту мощности в электрических цепях при несинусоидальном режиме.

Взаимосвязь составляющих мощностей с коэффициентами искажения синусоидальности тока и напряжения

Представим действующие значения напряжения и тока в рассматриваемом сечении электрической

цепи в следующем виде:

$$U = \sqrt{U_1^2 + \sum_{n=2} U_n^2} = U_1 + \sqrt{1+k_u^2}; \quad (1)$$

$$I = \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2} I_n^2} = I_1 + \sqrt{1+k_i^2}; \quad (2)$$

где: U_1, I_1 — действующие значения первых гармоник напряжения и тока;

k_u — коэффициент искажения синусоидальности напряжения;

$$k_u = \frac{\sqrt{\sum_{n=2} U_n^2}}{U_1}; \quad (2a)$$

k_i — коэффициент искажения синусоидальности тока:

$$k_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=2} I_n^2}}{I_1}. \quad (26)$$

Полная мощность первой гармоники трехфазной цепи при допущении ее симметрии характеризуется активной P и реактивной Q составляющими:

$$S_1 = 3U_1I_1 = \sqrt{P_1^2 + Q_1^2}. \quad (3)$$

Полная мощность с учетом высших гармоник на основании (1), (2), (3) может быть представлена в следующем виде:

$$S = 3UI = 3U_1I_1\sqrt{(1+k_u^2)(1+k_i^2)} = S_1\sqrt{1+k_u^2+k_i^2+k_u^2k_i^2}. \quad (4)$$

С другой стороны, полную мощность можно выразить через составляющие активной (P), реактивной мощности (Q) и мощности искажения (D) [1]:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}. \quad (5)$$

С учетом (3), преобразуем выражение (4) к следующему виду:

$$S^2 = P_1^2(1+k_u^2k_i^2) + Q_1^2(1+k_u^2k_i^2) + S_1^2(k_u^2+k_i^2). \quad (6)$$

Сравнивая выражения (5) и (6), получаем следующие значения составляющих полной мощности с учетом высших гармоник:

$$P = P_1\sqrt{1+k_u^2k_i^2}; \quad (7)$$

$$Q = Q_1\sqrt{1+k_u^2k_i^2}; \quad (8)$$

$$D = S_1\sqrt{k_u^2+k_i^2}. \quad (9)$$

Величины k_u, k_i в выражениях (7), (8) определяют вклад одноименных высших гармоник напряжения и тока в значения активной и реактивной состав-

ляющих полной мощности по отношению к тем же составляющим первых гармоник. Составляющая мощности искажения (9) характеризуется коэффициентом $\sqrt{k_u^2+k_i^2}$ по отношению к полной мощности первых гармоник S_1 , определяющим вклад высших гармоник в увеличение полной мощности при несинусоидальном режиме.

Обобщенное выражение для коэффициента мощности при несинусоидальном режиме

Выражение для коэффициента мощности с учетом высших гармоник на основании (4), (7) и соотношения $P_1 = S_1 \cos \varphi_1$ примет вид:

$$K_p = \frac{P}{S} = \cos \varphi_1 \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{k_u^2 + k_i^2}{1 + k_u^2 k_i^2}}}. \quad (10)$$

где: $\cos \varphi_1$ — коэффициент сдвига, зависящий от угла сдвига фаз первых гармоник напряжения и тока.

Второй сомножитель в выражении (10) отражает влияние высших гармоник на значение коэффициента мощности и носит название коэффициента нелинейных искажений $k_{\text{ни}}$.

Общий коэффициент нелинейных искажений $k_{\text{ни}}$ представляет собой произведение коэффициентов искажения по напряжению $k_{\text{ни}}^u$ и по току $k_{\text{ни}}^i$:

$$k_{\text{ни}} = k_{\text{ни}}^u k_{\text{ни}}^i = \frac{U_1 I_1}{U I} = \frac{1}{\sqrt{1+k_u^2}\sqrt{1+k_i^2}}. \quad (11)$$

Выражение (10) можно записать в следующем виде:

$$K_p = k_{\text{ни}} \cos \varphi_1. \quad (12)$$

В частном случае при условии синусоидальной формы напряжения, т. е. $k_u = 0$, из (10) имеем известное [2] соотношение:

$$K_p = \cos \varphi_1 \frac{1}{\sqrt{1+k_i^2}}. \quad (13)$$

Зависимости $k_{\text{ни}}$ от k_u и k_i при коэффициенте сдвига принятым равным 1 ($\cos \varphi_1 = 1$) приведены на рис. 1. При значении $k_i = 1$ и $\cos \varphi_1 = 1$ выражение (10) принимает величину 0,707 не зависимо от значения k_u (рис. 1).

Значения коэффициентов нелинейного искажения для некоторых наиболее часто встречающихся на практике периодических функций

Приведем примеры аналитической оценки величин коэффициентов нелинейного искажения для ряда наиболее часто встречающихся в практике периодических кривых напряжения и тока в преобразовательных системах. Выражения для действующего значения, коэффициента “ n ” гар-

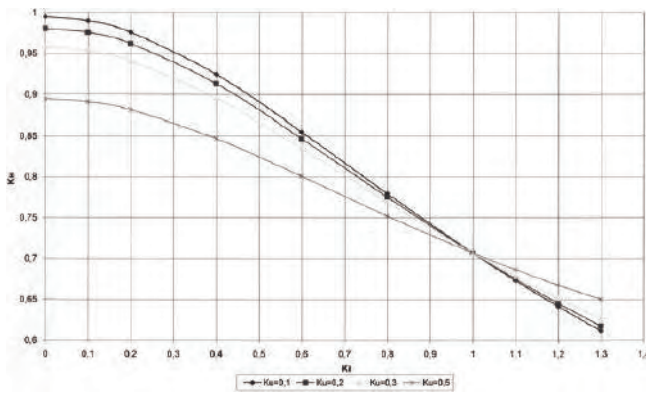


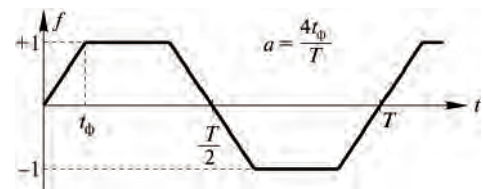
Рис. 1. Зависимости K_r от k_1 при различных значениях k_u

моники и коэффициента нелинейного искажения ряда функций приведены в таблице 1.

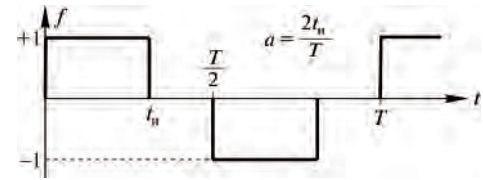
Пример оценки K_r по результатам экспериментальных исследований вентильного привода

Ниже проведена оценка коэффициента мощности по выражению (10) для вентильного двигателя в составе частотно регулируемого привода с IGBT-коммутатором [9].

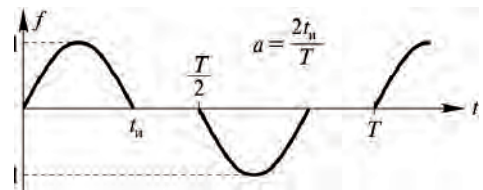
На рис. 3 приведены осциллограммы фазного напряжения и тока на выходе трехфазного мостового транзисторного коммутатора вентильного привода



а



б



в

Рис. 2. Типичные периодические функции в цепях несинусоидального тока: а – равнобокая знакопеременная трапеция, б – знакопеременные прямоугольные импульсы, в – знакопеременные синусоидальные импульсы

Таблица 1

№	Название функции и ее параметры	Относительное действующее значение функции A/A_m	Относительное действующее значение n -ой гармоники A_n/A_m	Коэффициент нелинейного искажения $k_{инн} = A_1/A$
1.	Равнобокая знакопеременная трапеция, $a = 4t_\phi/T$, (рис. 2а)	$\sqrt{1 - \frac{2}{3}a}$	$\frac{4\sqrt{2} \sin na \frac{\pi}{2}}{n^2 \pi^2}$ $n = 1, 3, 5, 7 \dots$	$\frac{4\sqrt{2} \sin \frac{a\pi}{2}}{a\pi^2 \sqrt{1 - \frac{2}{3}a}}$
	при $a = 1/6$	0,943	$\frac{24\sqrt{2} \sin n \frac{\pi}{12}}{n^2 \pi^2}$	0,94
2.	Последовательность знакопеременных прямоугольных импульсов, $a = 2t_n/T$, (рис. 2б)	\sqrt{a}	$\frac{4 \sin na \frac{\pi}{2}}{n\pi}$ $n = 1, 3, 5, 7 \dots$	$\frac{2\sqrt{2} \sin a \frac{\pi}{2}}{\pi\sqrt{a}}$
	при $a = 2/3$	0,816	$\frac{4 \sin n \frac{\pi}{3}}{n\pi}$	0,955
3.	Последовательность знакопеременных синусоидальных импульсов, $a = 2t_n/T$ (рис. 2в)	$\sqrt{\frac{a}{2}}$	$n = 1$ $\frac{a}{\pi} F_1^*$	$\frac{\sqrt{2a}}{\pi} F_1^*$

$$*F_1 = \sqrt{\left[\frac{2}{1-a^2} \frac{\cos \pi(1+a)}{1+a} - \frac{\cos \pi(1-a)}{1-a} \right]^2 + \left[\frac{\sin \pi(1-a)}{1-a} - \frac{\sin \pi(1+a)}{1+a} \right]^2}$$

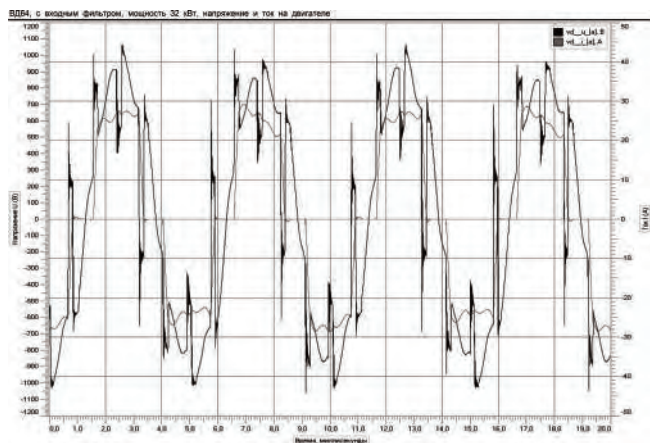


Рис. 3. Осциллограммы выходного напряжения и тока мостового коммутатора вентильного двигателя

мощностью 32 кВт. Спектральный состав указанных функций тока и напряжения был получен с помощью анализатора гармоник при частоте основной гармоники 200 Гц для 8-ми полюсного вентильного двигателя. Из спектральных характеристик следует, что в системе присутствуют высшие гармоники порядка $6k \pm 1$, где: $k = 1, 2$. В таблице 2 представлены коэффициенты наиболее весомых гармонических составляющих напряжения и тока $n = 5, 7, 11, 13$ и значения их коэффициентов искажения синусоидальности, подсчитанные по выражениям (2а), (2б). Значение коэффициента мощности по выражению (10) с достаточной точностью (3%) совпадает с величиной, полученной по результатам измерения активной и полной мощностей на испытательном стенде. Некоторое повышенное значение результата расчета K_p по сравнению с измеренным объясняется ограничением числа высших гармоник, принятым при расчете.

Заключение

Предложенная методика определения коэффициента мощности в электрических цепях несинусоидального тока позволяет с достаточной степенью точности оценить влияние коэффициентов искажения синусоидальности на значение коэффициента мощности.

Литература

1. Г. И. Атабеков. Теоретические основы электротехники, часть 1. — Энергия, 1966.

Таблица 2

Параметр	Коэффициент гармоник, %				Коэффициент искажения синусоидальности, %
	5	7	11	13	
Напряжение	23	30	4,4	2,4	38
Ток	25	16	10	8,3	32
Коэффициент мощности	Расчетный				0,897
	Измеренный				0,89

2. Л. Р. Нейман, П. Л. Калантаров. Теоретические основы электротехники, часть 2, Госэнергоиздат, 1959.

3. Агунов М. В., Агунов А. В., Вербова Н. М. Новый подход к измерению электрической мощности, Промышленная энергетика, № 2, 2004.

4. Drechsler R. Коэффициент мощности тиристорных схем, Автоматизированный электропривод. Электротехнология. Электроснабжение. Силовая преобразовательная техника. — Экспресс-информация ВИНТИ, № 38, 1975.

5. Маевский О. А. Энергетические показатели вентильных преобразователей. — Энергия, 1978.

6. Хусаинов Ш. Н. Мощностные характеристики несинусоидальных режимов. — Электричество, № 9, 2005.

7. Сулайманов А. О. Неактивная мощность и ее составляющие в электроэнергетических системах, автореферат диссертации на соискание ученого звания к. т. н. — ТПУ, Томск, 2009.

8. В. П. Климов, В. Н. Смирнов. Коэффициент мощности однофазного бестрансформаторного импульсного источника питания. — Практическая силовая электроника, № 5, 2003.

9. В. Павленко, В. Климов, И. Климов. Сравнительный анализ электромагнитных процессов в структурах электроприводов нефтедобывающей промышленности. — Силовая Электроника, № 3, 2010.

Климов Валерий Павлович, к. т. н., главный специалист ООО «РИТЭК-ИТЦ», тел.: +7(495) 933-12-24, klimov@ritek-itc.ru;

Климов Иван Валерьевич, аспирант МАИ, тел.: 916-644-93-61;

Климова Светлана Ростиславовна, старший преподаватель МАИ, 916-686-49-07;

Павленко Владимир Иванович, к. т. н., генеральный директор ООО «РИТЭК-ИТЦ», тел.: +7(495) 933-77-27, info@ritek-itc.ru;

Смирнов Валерий Николаевич, к. т. н., доцент МАИ, тел.: +7(495) 903-737-79-88.

Г. А. Белов, А. А. Петров

АНАЛИЗ И МОДЕЛИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ КОРРЕКТОРА КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

G. A. Belov,
A. A. PetrovAnalysis And Modeling Of Switched Mode Converter For
Power Factor Corrector Output Voltage

Дано описание структуры и функционирования понижающего импульсного преобразователя на базе микросхемы UCC38500, обоснована линеаризованная импульсная модель и разностное уравнение токового контура этого преобразователя; на основе полученных аналитических соотношений рассчитаны переходные характеристики замкнутого токового контура; обосновывается устойчивость токового контура.

Ключевые слова: импульсный преобразователь, анализ, моделирование, линеаризованная импульсная модель, расчетная схема, переходные процессы.

Structure and functioning of a buck converter based on UCC38500 controller are described in this entry. Linearized discrete model and difference equation of current loop of this converter are validated. Transient responses of closed current loop are calculated on the basis of obtained analytical relationships. Stability of current loop is validated.

Key words: switched mode converter, analysis, modeling, linearized discrete model, calculation model, transient response.

Выходное напряжение корректора коэффициента мощности (ККМ), питаемого от сети переменного тока, составляет порядка 400 В. Существует множество радиоэлектронных устройств, питаемых меньшим напряжением. Поэтому серийно выпускаются микросхемы для управления комбинированными преобразователями “ККМ – понижающий импульсный преобразователь”, например, микросхема UCC38500 компании *Texas Instruments*, TDA16888 фирмы *Infineon*, LT1509 от *Linear Technology*, ML4824 фирмы *Fairchild Semiconductor*.

В связи с тем, что выходное напряжение ККМ стабилизируется с некоторой точностью (его нестабильность достигает 10–20%), дополнительный импульсный преобразователь работает в облегченном режиме, поскольку влияние уходов, выбросов и провалов напряжения питающей сети в значительной мере компенсируется корректором коэффициента мощности. Это позволяет упростить схему управления импульсным преобразователем. В то же время, дополнительный импульсный преобразователь позволяет ослабить влияние скачков тока нагрузки на ККМ.

Поскольку входной ток понижающего импульсного преобразователя имеет импульсный характер, то для уменьшения высокочастотных пульсаций напряжения на выходном конденсаторе ККМ микросхемой управления искусственно создается сдвиг по фазе между моментами отпираания силовых транзисторов ККМ и дополнительного импульсного преобразователя, например, на полпериода переключений T .

Схема понижающего импульсного преобразователя на основе микросхемы UCC38500 показана на рис. 1. Силовая часть преобразователя постро-

на по мостовой схеме, состоящей из двух силовых транзисторов VT1, VT2 и двух диодов VD1, VD2, с прямым включением выпрямительного диода VD3. Преимущество этой схемы состоит в том, что напряжение на любом из указанных транзисторов не превышает входного напряжения преобразователя $u_{вх}$, равного выходному напряжению ККМ $u_{выхККМ}$ во всех режимах, в том числе и при неодновременном выключении транзисторов. Принцип работы преобразователя поясняется диаграммами на рис. 2 и состоит в следующем: при открытых транзисторах VT1 и VT2 энергия со входа через трансформатор и выпрямительный диод VD3 поступает в нагрузку, накапливается в элементах LC-фильтра, а также в магнитном поле сердечника трансформатора, что соответствует росту тока намагничивания i_{μ} (рис. 2). После закрытия транзисторов открывается диод VD4, шунтирующий вход фильтра, и накопленная в последнем энергия отдается в нагрузку; диод VD3 закрывается, а энергия, запасенная трансформатором, возвращается на вход через диоды VD1 и VD2, чему соответствует спад тока намагничивания i_{μ} .

Наращение тока коллектора при включении транзисторов VT1 и VT2 ограничивается индуктивностью рассеяния трансформатора L_s . Фронт импульса напряжения на входе фильтра $u_{вх.ф}$ формируется с задержкой относительно момента начала нарастания тока i_T , равной $t_{з.ф.} = L_s I_1' / U_{вх.}$, где $I_1' = I_1 n_{тр}$ – значение тока реактора фильтра в момент формирования фронта, приведенное к первичной обмотке трансформатора, $n_{тр} = w_2 / w_1$ – коэффициент трансформации от первичной обмотки до вторичной.

За время t_1 включенного состояния транзисторов ток намагничивания трансформатора при нулевом

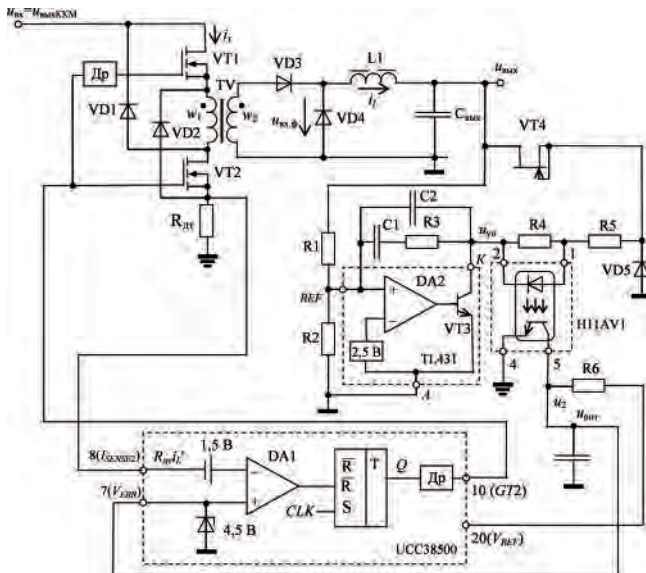


Рис. 1. Схема понижающего ИППН на базе микросхемы UCC38500, Др – драйверы; часть микросхемы, управляющая ККМ, не показана

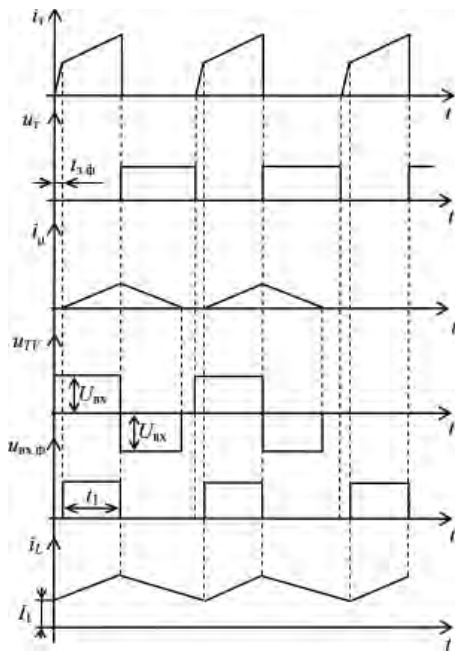


Рис.2. Временные диаграммы, поясняющие работу силовой части импульсного преобразователя; i_t и u_t – ток и напряжение на одном из силовых транзисторов, u_{TV} – напряжение на обмотке трансформатора TV; $u_{вх.ф}$ – напряжение на входе выходного LC-фильтра

начальном токе изменяется согласно выражению $i_{\mu} = U_{вх}t/L_{\mu}$, где L_{μ} – индуктивность намагничивания трансформатора. В момент выключения транзисторов VT1 и VT2 ток намагничивания равен $U_{вх}t_1/L_{\mu}$. Открываются диоды VD1 и VD2, и энергия, накопленная в трансформаторе, возвращается на вход преобразователя, а ток намагничивания уменьшается до нуля. Как видно из рис. 2, время t_1 не должно превышать половину периода T .

При расчете коэффициента трансформации пользуются выражением [1, 2]:

$$n_{тр} = w_2/w_1 = (U_{вых} + U_{пр}) / (U_{вх \min} \gamma_{\max}),$$

где $U_{пр}$ – прямое падение напряжения на открытом выпрямительном диоде VD3; γ_{\max} – максимальный коэффициент заполнения импульсов, обеспечиваемый схемой управления. В данном случае $\gamma_{\max} \leq 0,5$.

Рассмотрим цепь обратной связи по напряжению. Внутренний усилитель ошибки по напряжению импульсного преобразователя в микросхеме UCC38500 отсутствует, поэтому формирование управляющего сигнала u_{y0} возложено на внешние цепи. В качестве усилителя ошибки на рис. 1 используется микросхема TL431.

Выходное напряжение преобразователя поступает через делитель, выполненный на резисторах R1 и R2, на вход REF микросхемы TL431. Напряжение с вывода REF микросхемы поступает на инвертирующий вход операционного усилителя. Внутри микросхемы на инвертирующий вход поступает опорное напряжение 2,5 В. На выходном транзисторе VT3 микросхемы реализован усилительный каскад по схеме с общим эмиттером, в результате чего ток коллектора (выходной ток микросхемы) может изменяться в пределах от 1 до 100 мА [5].

Конденсаторы C1, C2 и резистор R3 представляют собой цепь коррекции усилителя ошибки.

Питание микросхемы TL431 осуществляется от параметрического стабилизатора, выполненного на стабилитроне VD5. В качестве балластного резистора стабилизатора используется полевой транзистор с управляющим p-n переходом VT4.

Выходной сигнал микросхемы TL431 через оптрон Н11AV1 передается на инвертирующий вход ШИМ-компаратора DA1. Как видно из рис. 3, коэффициент передачи тока этого оптрона при токе светодиода 10 мА равен 1 [6].

На фототранзисторе оптрона и резисторе R6 организован усилительный каскад по схеме с общим эмиттером, выходной сигнал которого подается на вход V_{ERR} микросхемы UCC38500.

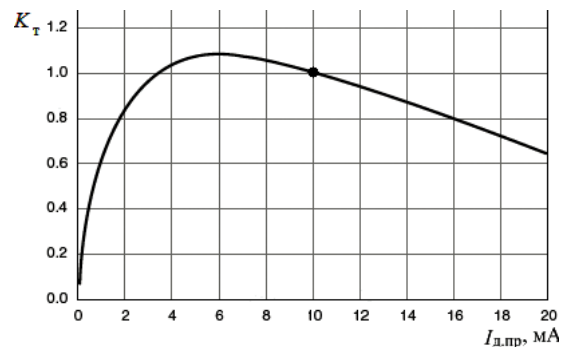


Рис.3. Зависимость коэффициента передачи тока оптрона от тока светодиода, нормализованная к значению $I_{д.пр} = 10$ мА, при $U_{кэ} = 5$ В, $T = 25$ °С

Для анализа импульсного преобразователя на интервале открытого состояния транзисторов VT1 и VT2 (рис. 1) воспользуемся расчетной схемой, представленной на рис. 4.

Оптрон О характеризуется передаточной функцией

$$W_{\text{опт}}(p) = \frac{u_{\text{опт}}(p)}{u_{\text{во}}(p)} = \frac{K_{\text{опт}}}{1 + T_{\text{опт}} p}, \quad (1)$$

где $K_{\text{опт}} = R_6/R_5$ – коэффициент усиления оптрона; $T_{\text{опт}} = 1/(2\pi f_{\text{опт.гр}})$ – постоянная времени оптрона; $f_{\text{опт.гр}} \approx 8$ кГц – граничная частота оптрона [6].

Собственно усилитель ошибки УО, реализованный на микросхеме TL431, включает в себя операционный усилитель DA2 и транзистор VT3 (рис. 1) и характеризуется передаточной функцией

$$W_{\text{УО}}(p) = \frac{u_{\text{во}}(p)}{K_{\text{д}} u_{\text{ввых}}(p)} = \frac{K_{\text{УО}}(1 + \tau_{\text{УО}} p)}{p(1 + T_{\text{УО}} p)}, \quad (2)$$

где $K_{\text{УО}}$ – коэффициент усиления, $\tau_{\text{УО}}$ и $T_{\text{УО}}$ – постоянные времени усилителя ошибки, определяемые согласно рис. 4 выражениями

$$K_{\text{УО}} = \frac{1}{(R_1 \parallel R_2)(C_1 + C_2)};$$

$$T_{\text{УО}} = R_3 \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2};$$

$$\tau_{\text{УО}} = R_3 C_1.$$

По известной методике [7] на основе расчетной схемы, представленной на рис. 4, составим линеаризованную импульсную модель токового контура преобразователя (рис. 5а), где

$$G(p) = \frac{1}{r(T_L p + 1)}, \quad (4)$$

здесь $T_L = L/r$ – постоянная времени цепи дросселя, r – усредненное активное сопротивление

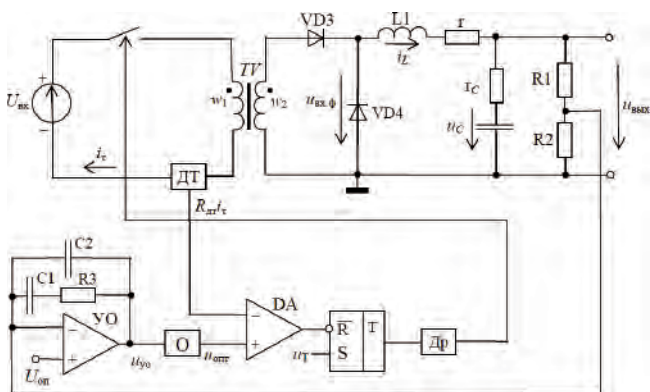


Рис. 4. Расчетная схема импульсного преобразователя: $r_{\text{с}}$ – эквивалентное последовательное сопротивление (ЭПС) конденсатора, ДТ – датчик тока с сопротивлением передачи $R_{\text{дт}}$, $u_{\text{т}}$ – тактовые импульсы

дросселя; учтено, что согласно схеме (рис. 4) имеем $R_{\text{дт}} i_{\text{T}} = n_{\text{тр}} R_{\text{дт}} i_{\text{L}}$.

Для определения коэффициента усиления ШИМ КШИМ необходимо провести его линеаризацию. Стандартный способ линеаризации заключается в рассмотрении малых отклонений процессов в возмущенном режиме работы (штриховые кривые на рис. 5б и в) от процессов в стационарном режиме (сплошные кривые на рис. 5б и в) [2, 8]. Из рис. 5б и в следует равенство

$$n_{\text{тр}} R_{\text{дт}} \Delta i_{\text{L}}(t_1 - 0) = \Delta u_{\text{опт}}(t_1 - 0) + n_{\text{тр}} R_{\text{дт}} \left. \frac{di_{\text{L}}}{dt} \right|_{t_1 - 0} (-\Delta t_1), \quad (5)$$

где $\Delta t_1 < 0$. Отсюда следует линеаризованное уравнение ШИМ

$$\Delta t_1 = K_{\text{ШИМ}} [\Delta u_{\text{опт}}(t_1 - 0) - n_{\text{тр}} R_{\text{дт}} \Delta i_{\text{L}}(t_1 - 0)], \quad (6)$$

где

$$K_{\text{ШИМ}} = \frac{1}{n_{\text{тр}} R_{\text{дт}} \left. \frac{di_{\text{L}}}{dt} \right|_{t_1 - 0}}. \quad (7)$$

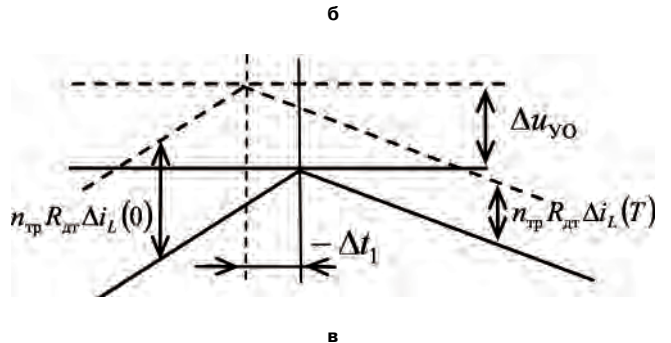
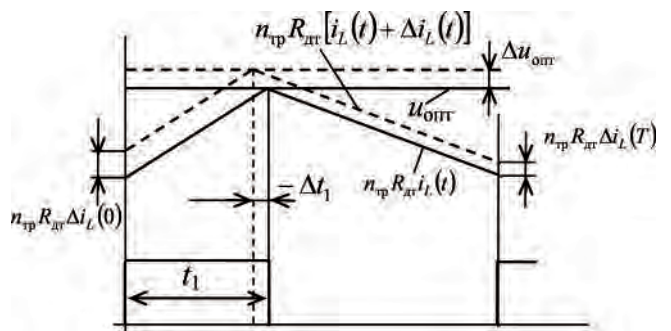
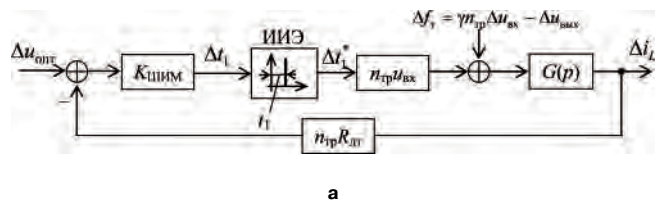


Рис. 5. Линеаризованная импульсная модель токового контура преобразователя (ИИЭ – идеальный импульсный элемент) (а); временные диаграммы, поясняющие линеаризацию ШИМ (б); фрагмент в увеличенном масштабе (в)

Передаточная функция непрерывной части токового контура (рис. 5а), равная произведению

$$W_T(p) = R_{дт} K_{ШИМ} n_{тр}^2 u_{вх} G(p),$$

приводится к стандартной форме

$$W_T(p) = \frac{K_T}{T_L p + 1}, \quad (8)$$

где $K_T = R_{дт} K_{ШИМ} n_{тр}^2 u_{вх} / r$ – коэффициент усиления разомкнутого токового контура.

На основании теории импульсных систем [8] характеристическое уравнение для замкнутого токового контура (рис. 5а) имеет вид

$$1 + z^{-1} W_T(z, 1) = 0,$$

где $W_T(z, \varepsilon)$ – смещенное z -преобразование, соответствующее передаточной функции $W_T(p)$ и определяемое как

$$W_T(z, \varepsilon) = \frac{K_T}{T_L} \frac{z d^\varepsilon}{z - d}, \quad (9)$$

где $d = e^{-T/T_L}$; $0 \leq \varepsilon \leq 1$. С учетом выражения (9) представляем характеристическое уравнение в виде

$$z - d \left(1 - \frac{K_T}{T_L} \right) = 0,$$

его корень

$$z_1 = d \left(1 - \frac{K_T}{T_L} \right). \quad (10)$$

Условие устойчивости контура тока имеет вид $|z_1| < 1$. Динамика контура в случаях, когда $z_1 > 0$ и $z_1 < 0$, существенно отличается. Поэтому необходимо оценить возможные в данной схеме значения z_1 .

Полагая

$$\left. \frac{di_L}{dt} \right|_{t_1=0} = \frac{n_{тр} u_{вх} - u_{ввых}}{L},$$

с учетом (7) найдем

$$K_T = \frac{T_L n_{тр} u_{вх}}{n_{тр} u_{вх} - u_{ввых}}$$

и с учетом равенства $u_{ввых} \approx \gamma n_{тр} u_{вх}$

$$\frac{K_T}{T_L} = \frac{n_{тр} u_{вх}}{n_{тр} u_{вх} - u_{ввых}} \approx \frac{1}{1 - \gamma}. \quad (11)$$

Поскольку значение γ может изменяться от 0 до 0,5, то значение K_T/T_L меняется в крайнем случае в пределах от 1 до 2. Следовательно, корень характеристического уравнения z_1 может принимать только отрицательные значения от 0 до $-d \approx -1$, а условие устойчивости токового контура всегда выполняется. Но при $\gamma \approx 0,5$ кон-

тур может оказаться близким к границе устойчивости. Реально

$$\frac{1}{1 - \gamma_{\min}} \leq \frac{K_T}{T_L} \leq \frac{1}{1 - \gamma_{\max}},$$

где при $u_{ввых} \approx \text{const}$ с учетом падения напряжения $U_{пр}$ на выпрямительном диоде VD3

$$\gamma_{\min} = u_{ввых} / (n_{тр} u_{вх, \max} - U_{пр});$$

$$\gamma_{\max} = u_{ввых} / (n_{тр} u_{вх, \min} - U_{пр}).$$

В американской литературе [4, 9] применяется иной метод анализа токового контура, основывающийся на линейном изменении тока силового дросселя i_L на каждом из интервалов времени открытого и закрытого состояний силового транзистора. Кроме того, предполагается, что выходное напряжение оптрона $u_{опт}$ изменяется медленно и можно считать $u_{опт} = \text{const}$ на периоде T . Тогда при малых отклонениях тока дросселя от кривой стационарного режима (сплошная кривая тока i_L на рис. 5б) можно считать, что кривая тока возмущенного режима (штриховая линия на рис. 5б) идет параллельно кривой тока стационарного режима и наряду с (6) справедливы равенства

$$\begin{aligned} \Delta i_1 &= \frac{\Delta u_{опт} - n_{тр} R_{дт} \Delta i_L(0)}{m_1}; \\ \Delta i_1 &= \frac{\Delta u_{опт} - n_{тр} R_{дт} \Delta i_L(T)}{m_2}, \end{aligned} \quad (12)$$

где m_1 и m_2 – наклоны кривой напряжения обратной связи по току дросселя соответственно при включенном и выключенном состояниях силового транзистора, определяемые выражениями

$$m_1 = n_{тр} R_{дт} (di_L/dt)|_{t_1=0}; \quad m_2 = n_{тр} R_{дт} (di_L/dt)|_{t_1+0}; \quad (13)$$

$\Delta i_L(0)$ и $\Delta i_L(T)$ – значения отклонений тока дросселя от стационарной кривой в начале и конце очередного периода.

Приравнивая правые части равенств (12), получаем разностное уравнение токового контура

$$\begin{aligned} n_{тр} R_{дт} \Delta i_L(n+1) &= \frac{m_2}{m_1} n_{тр} R_{дт} \Delta i_L(n) \\ &+ \Delta u_{опт} \left(1 - \frac{m_2}{m_1} \right), \end{aligned} \quad (14)$$

позволяющее рассчитывать процессы в токовом контуре при различных воздействиях $\Delta u_{опт}(n)$, где n – дискретное время; принято $\Delta i_L(n+1) = \Delta i_L(T)$, $\Delta i_L(n) = \Delta i_L(0)$.

Для устойчивой работы токового контура необходимо и достаточно выполнение условия

$\Delta i_L(n+1) < |\Delta i_L(n)|$ при $\Delta u_{\text{опт}}(n) \equiv 0$, тогда колебания, возникшие за счет ненулевых начальных условий, затухают. Из уравнения (14) получаем условие устойчивости

$$|m_2| < m_1, \quad (15)$$

которое с учетом выражений для m_1 и m_2

$$m_1 = n_{\text{тр}} R_{\text{дт}} (n_{\text{тр}} u_{\text{вых}} - u_{\text{вх}}) / L; m_2 = n_{\text{тр}} R_{\text{дт}} (n_{\text{тр}} u_{\text{вых}} - u_{\text{вх}}) / L,$$

следующих из (13), принимает вид

$$2u_{\text{вых}} < n_{\text{тр}} u_{\text{вх}}.$$

Учитывая выражения (10), (11), видим, что при $d=1$ это условие совпадает с условием $|z_1| < 1$.

Для решения вопроса о нахождении усредненной модели замкнутого токового контура рассмотрим процессы в этом контуре. На основании теории импульсных систем [8] запишем уравнения для z -изображения переменной на входе импульсного элемента (рис. 5а):

$$\Delta i_1(z, \varepsilon) = \begin{cases} K_{\text{ШИМ}} \Delta u_{\text{опт}}(z, \varepsilon) - n_{\text{тр}} R_{\text{дт}} K_{\text{ШИМ}} Z_{\varepsilon} [G(p) \Delta f_T(p)] - \\ - z^{-1} W_T(z, 1 + \varepsilon - \varepsilon_1) \Delta i_1(z, \varepsilon), & 0 \leq \varepsilon \leq \varepsilon_1; \\ K_{\text{ШИМ}} \Delta u_{\text{опт}}(z, \varepsilon) - n_{\text{тр}} R_{\text{дт}} K_{\text{ШИМ}} Z_{\varepsilon} [G(p) \Delta f_T(p)] - \\ - W_T(z, \varepsilon - \varepsilon_1) \Delta i_1(z, \varepsilon), & \varepsilon_1 \leq \varepsilon \leq 1, \end{cases} \quad (16)$$

где $\varepsilon_1 = t_1/T$; $\Delta f_T(p)$ – изображение по Лапласу возмущающего воздействия токового контура.

Подставляя $\varepsilon = \varepsilon_1$ в уравнение (16), находим z -изображение дискретных значений Δi_1 в моменты $t = nT + \varepsilon_1 T$

$$\Delta i_1(z, \varepsilon_1) = \frac{K_{\text{ШИМ}} \Delta u_{\text{опт}}(z, \varepsilon_1) - n_{\text{тр}} R_{\text{дт}} Z_{\varepsilon=\varepsilon_1} [G(p) \Delta f_T(p)]}{1 + z^{-1} W_T(z, 1)}, \quad (17)$$

входящее в соотношение для изображения тока силового дросселя

$$\Delta i_L(z, \varepsilon) = \begin{cases} z^{-1} n_{\text{тр}} u_{\text{вх}} G(z, 1 + \varepsilon - \varepsilon_1) \Delta i_1(z, \varepsilon_1) + \\ + Z_{\varepsilon} [G(p) \Delta f_T(p)], & 0 \leq \varepsilon \leq \varepsilon_1, \\ n_{\text{тр}} u_{\text{вх}} G(z, \varepsilon - \varepsilon_1) \Delta i_1(z, \varepsilon_1) + \\ + Z_{\varepsilon} [G(p) \Delta f_T(p)], & \varepsilon_1 \leq \varepsilon \leq 1. \end{cases} \quad (18)$$

Из этого соотношения с учетом выражения (17) и равенства $W_T(z, \varepsilon) = n_{\text{тр}}^2 R_{\text{дт}} K_{\text{ШИМ}} u_{\text{вх}} G(z, \varepsilon)$ получаем

$$\Delta i_L(z, \varepsilon) = \begin{cases} z^{-1} \frac{W_T(z, 1 + \varepsilon - \varepsilon_1)}{1 + z^{-1} W_T(z, 1)} \left\{ \frac{\Delta u_{\text{опт}}(z, \varepsilon_1)}{n_{\text{тр}} R_{\text{дт}}} - \right. \\ \left. - Z_{\varepsilon=\varepsilon_1} [G(p) \Delta f_T(p)] \right\} + \\ + Z_{\varepsilon} [G(p) \Delta f_T(p)], & 0 \leq \varepsilon \leq \varepsilon_1; \\ \frac{W_T(z, \varepsilon - \varepsilon_1)}{1 + z^{-1} W_T(z, 1)} \left\{ \frac{\Delta u_{\text{опт}}(z, \varepsilon_1)}{n_{\text{тр}} R_{\text{дт}}} - \right. \\ \left. + Z_{\varepsilon=\varepsilon_1} [G(p) \Delta f_T(p)] \right\} + \\ + Z_{\varepsilon} [G(p) \Delta f_T(p)], & \varepsilon_1 \leq \varepsilon \leq 1. \end{cases} \quad (19)$$

Соотношения (19) позволяют рассчитывать переходные процессы, вызванные задающим воздействием $\Delta u_{\text{опт}}/(n_{\text{тр}} R_{\text{дт}})$ и возмущением $\Delta f_T(t)$ в замкнутом токовом контуре (рис. 5в). Действие возмущения сводится к тому, что, во-первых, возмущение $\Delta f_T(t)$, передаваясь через звено $G(p)$, непосредственно участвует в сигнале $\Delta i_L(t)$ (это учитывается последним слагаемым в правых частях соотношений (19)). Во-вторых, возмущение $\Delta f_T(t)$, поступающая через звено $G(p)$ на задающий вход замкнутого контура, вычитается из задающего сигнала $\Delta u_{\text{опт}}/(n_{\text{тр}} R_{\text{дт}})$, что учитывается вторым слагаемым в фигурных скобках соотношений (19). Далее будем рассматривать переходные процессы без учета возмущения.

При ступенчатом задающем воздействии из (19) с учетом (9) получаем

$$\Delta i_L(z, \varepsilon) = \begin{cases} \frac{K_T \Delta u_{\text{опт}}}{T_L n_{\text{тр}} R_{\text{дт}}} \frac{z d^{1+\varepsilon-\varepsilon_1}}{(z-1)(z-z_1)}, & 0 \leq \varepsilon \leq \varepsilon_1; \\ \frac{K_T \Delta u_{\text{опт}}}{T_L n_{\text{тр}} R_{\text{дт}}} \frac{z^2 d^{1+\varepsilon-\varepsilon_1}}{(z-1)(z-z_1)}, & \varepsilon_1 \leq \varepsilon \leq 1. \end{cases} \quad (20)$$

По теореме Коши о вычетах находим обратные z -преобразования, соответствующие z -изображениям (20):

$$\begin{aligned} \Delta i_L(n, \varepsilon) &= \sum_{i=1}^2 \text{Res}_{z_i} \Delta i_L(z, \varepsilon) z^{n-1} = \\ &= \sum_{i=1}^2 \lim_{z \rightarrow z_i} [(z - z_i) \Delta i_L(z, \varepsilon) z^{n-1}], \end{aligned}$$

где z_i – корни знаменателей в изображениях (20), равные z_1 при $i=1$ и 1 при $i=2$; $n=0, 1, 2, \dots$

Окончательно получаем

$$\Delta i_L(n, \varepsilon) = \begin{cases} \frac{\Delta u_{\text{опт}} K_T}{n_{\text{тр}} R_{\text{дт}} T_L} d^{1+\varepsilon-\varepsilon_1} \frac{1 - z_1^n}{1 - z_1}, & 0 \leq \varepsilon \leq \varepsilon_1; \\ \frac{\Delta u_{\text{опт}} K_T}{n_{\text{тр}} R_{\text{дт}} T_L} d^{\varepsilon-\varepsilon_1} \frac{1 - z_1^{n+1}}{1 - z_1}, & \varepsilon_1 \leq \varepsilon \leq 1. \end{cases} \quad (21)$$

Переходные процессы в токовом контуре можно рассчитывать и по разностному уравнению первого порядка (14), которое перепишем в виде

$$\Delta i_L(n+1) = A \Delta i_L(n) + B \Delta u_{\text{опт}}(n), \quad (22)$$

где с учетом (13)

$$A = \frac{m_2}{m_1} = -u_{\text{вых}} / (n_{\text{тр}} u_{\text{вх}} - u_{\text{вых}});$$

$$\begin{aligned} B &= \frac{1}{n_{\text{тр}} R_{\text{дт}}} \left(1 - \frac{m_2}{m_1} \right) = u_{\text{вх}} / [R_{\text{дт}} (n_{\text{тр}} u_{\text{вх}} - u_{\text{вых}})] = \\ &= (K_T / T_L) / [1 / (n_{\text{тр}} R_{\text{дт}})]. \end{aligned}$$

Сравнивая эти равенства с выражением (10) с учетом (11), видим, что при $d \approx 1$ имеем

$$(23) \quad A \approx z_1, \quad B \approx \frac{1 - z_1}{n_{тр} R_{дт}}$$

Согласно [8], решение уравнения (22) имеет вид:

$$\Delta i_L(n) = A^{n-n_0} \Delta i_L(n_0) + \sum_{j=n_0}^{n-1} A^{n-j-1} B \Delta u_{опт}(j), \quad (24)$$

где n – дискретное время, n_0 – начальный момент времени.

Если $\Delta u_{опт}(j) = 0$ при $j < 0$ и $\Delta u_{опт}(j) = \text{const}$ при $j \geq 0$, то полагая $n_0 = 0$ и используя формулу для суммы членов геометрической прогрессии, получаем

$$(25) \quad \begin{aligned} \Delta i_L(n) &= A^n \Delta i_L(0) + B \Delta u_{опт} \sum_{j=0}^{n-1} A^{n-j-1} = \\ &= A^n \Delta i_L(0) + B \Delta u_{опт} \frac{A^n - 1}{A - 1} = \\ &= z_1^n \Delta i_L(0) + \frac{\Delta u_{опт} K_T}{n_{тр} R_{дт} T_L} \frac{z_1^n - 1}{z_1 - 1}. \end{aligned}$$

Для сравнения, подстановка в выражения (21) $\varepsilon = 0$ и $\varepsilon = 1$ дает

$$\Delta i_L(n, 0) = \Delta i_L(n)$$

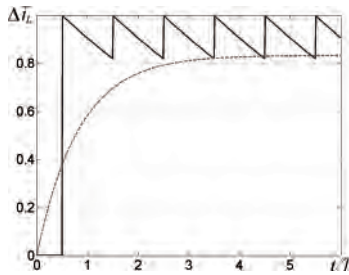
и

$$\Delta i_L(n, 1) = \Delta i_L(n+1) = \frac{\Delta u_{опт} K_T}{n_{тр} R_{дт} T_L} d^{1-\varepsilon} \frac{1 - z_1^{n+1}}{1 - z_1},$$

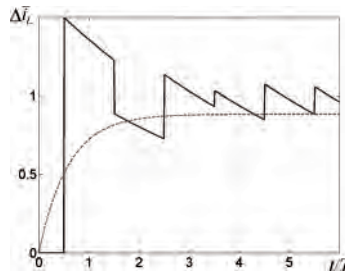
что при $\Delta i_L(0) = 0$, $d \approx 1$ и замене $n + 1$ на n совпадает с (25).

Таким образом, результат (25), полученный на основании приближенного подхода, используемого в американских работах [4, 9], является частным случаем, следующим из выражений (21).

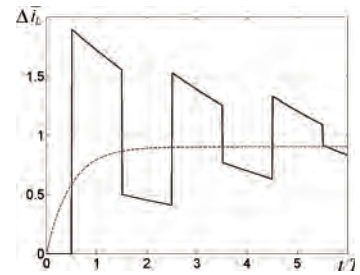
Переходные характеристики замкнутого токового контура, рассчитанные по формулам (21) представлены на рис. 6, 7. По вертикальной оси отложена относительная величина



а



б



в

Рис. 6. Переходные характеристики замкнутого токового контура; $\varepsilon_1 = 0,5$; $\Delta u_{опт} = 0,5$; $n_{тр} = 0,1$; $R_{дт} = 1$; $T/T_L = 0,2$; $K_T/T_L = 1$ (а); $K_T/T_L = 1,5$; (б), $K_T/T_L = 1,9$ (в)

$$\overline{\Delta i_L} = \frac{n_{тр} R_{дт} \Delta i_L}{\Delta u_{yo}}$$

Как видно, в моменты $t = nT + \varepsilon_1 T$ генерации δ -импульсов в импульсной модели (рис. 5а) переходная характеристика претерпевает разрывы, переходный процесс носит колебательный характер. Следовательно, замкнутый токовый контур нельзя заменить эквивалентным непрерывным звеном первого порядка. Действительно, обычный метод усреднения дифференциальных уравнений контура эквивалентен замене импульсного элемента на рис. 5а пропорциональным звеном с коэффициентом передачи $1/T$ и замене переменных $\Delta t_1(t)$, $\Delta i_L(t)$ и других последовательностью средних значений за период T . Тогда передаточная функция разомкнутого контура непрерывной системы будет определяться как

$$W(p) = \frac{1}{T} W_T(p) = \frac{K_T}{T(T_L p + 1)},$$

а передаточная функция замкнутой системы

$$\Phi(p) = \frac{\Delta i_L(p)}{\Delta u_{опт}(p)} = \frac{W(p)}{n_{тр} R_{дт} [1 + W(p)]} = \frac{K'_T}{n_{тр} R_{дт} (T'_L p + 1)},$$

где K'_T и T'_L – коэффициент усиления и постоянная времени замкнутого токового контура, определяемые равенствами

$$K'_T = \frac{K_T}{1 + \frac{K_T}{T}}; \quad T'_L = \frac{T_L}{1 + \frac{K_T}{T}}$$

Усредненные процессы при скачкообразном воздействии

$$\Delta u_{опт}(t) = \Delta u_{опт} = \text{const}$$

при $t \geq 0$, $\Delta u_{опт}(t) = 0$ при $t < 0$ и нулевых начальных условиях определяются по изображению

$$\begin{aligned} \Delta i_L(p) &= \frac{\Delta u_{опт}}{p} \Phi(p) = \frac{K'_T \Delta u_{опт}}{n_{тр} R_{дт} (T'_L p + 1)} = \\ &= \frac{K'_T \Delta u_{опт}}{n_{тр} R_{дт} T} \left(\frac{1}{p} - \frac{T'_L}{T'_L p + 1} \right) \end{aligned}$$

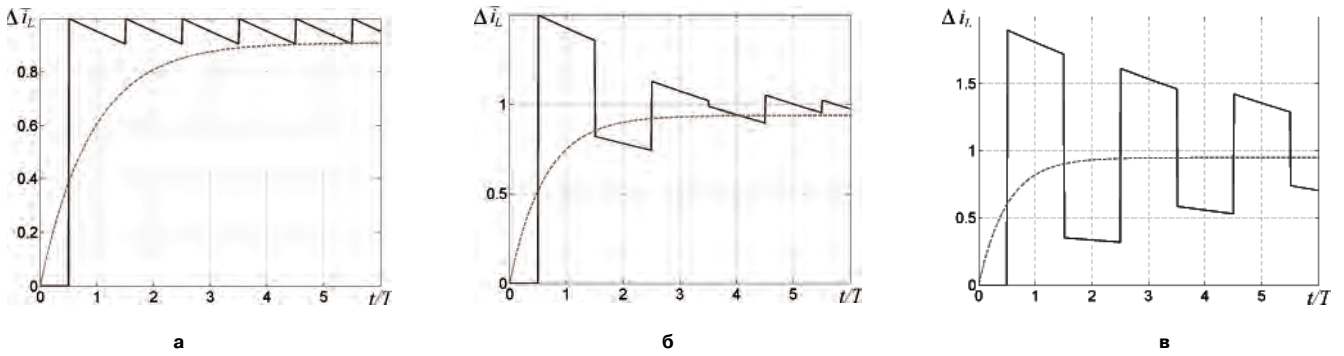


Рис. 7. Переходные характеристики замкнутого токового контура; $\varepsilon_1 = 0,5$; $\Delta u_{\text{опт}} = 0,5$; $n_{\text{тр}} = 0,1$; $R_{\text{дт}} = 1$; $T/T_L = 0,1$; $K_r/T_L = 1$ (а); $K_r/T_L = 1,5$; (б); $K_r/T_L = 1,9$ (в)

как

$$\Delta i_L(t) = \frac{K'_1 \Delta u_{\text{опт}}}{n_{\text{тр}} R_{\text{дт}} T} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_L}} \right). \quad (26)$$

По формуле (26) строим характеристики, показанные на рис. 6 и 7 штриховыми линиями. Эти характеристики приближаются к рассчитанным по формулам (21) только в установившемся режиме.

Как видно из рис. 6, 7, импульс тока $\Delta i_L(t)$, начинающийся на n -м периоде дискретизации и оканчивающийся на $(n + 1)$ -м периоде, описывается выражениями

$$\Delta f_T = \gamma n_{\text{тр}} \Delta u_{\text{вх}} - \Delta u_{\text{вых}}, \text{ при } \varepsilon_1 \leq \varepsilon \leq 1;$$

$$\Delta i_L(n+1, \varepsilon) = \frac{\Delta u_{\text{опт}} K_T}{n_{\text{тр}} R_{\text{дт}} T_L} d^{1+\varepsilon-\varepsilon_1} \frac{1-z_1^{n+1}}{1-z_1}, \quad 0 \leq \varepsilon \leq 1.$$

Если в первой из этих формул сделать замену переменной $\varepsilon' = \varepsilon - \varepsilon_1$, а во второй – замену $\varepsilon'' = 1 + \varepsilon - \varepsilon_1$, что соответствует переносу начала отсчета времени в моменты генерации -импульсов в модели, получим

$$\Delta i_L(n, \varepsilon' + \varepsilon_1) = \frac{\Delta u_{\text{опт}} K_T}{n_{\text{тр}} R_{\text{дт}} T_L} d^{\varepsilon'} \frac{1-z_1^{n+1}}{1-z_1}, \quad 0 \leq \varepsilon' \leq 1 - \varepsilon_1; \quad (27)$$

$$\Delta i_L(n, \varepsilon'' + \varepsilon_1) = \frac{\Delta u_{\text{опт}} K_T}{n_{\text{тр}} R_{\text{дт}} T_L} d^{\varepsilon''} \frac{1-z_1^{n+1}}{1-z_1}, \quad 1 - \varepsilon_1 \leq \varepsilon'' \leq 1. \quad (28)$$

Сравнивая равенства (27) и (28), видим, что вершину импульса тока $\Delta i_L(t)$, начинающегося на n -м периоде дискретизации, можно рассчитывать по любому из них, придавая ε' или ε'' значения от 0 до 1.

Среднее значение вершины n -го импульса тока находим, интегрируя равенство (27) или (28):

$$\begin{aligned} \Delta i_{L_{\text{ср}}}(n) &= \int_0^1 \Delta i_L(n, \varepsilon' + \varepsilon_1) d\varepsilon' = \\ &= \frac{\Delta u_{\text{опт}} K_T (1-d)}{n_{\text{тр}} R_{\text{дт}} T} \frac{1-z_1^{n+1}}{1-z_1}. \end{aligned} \quad (29)$$

Полагая $1 - d \approx T/T_L$, получим приближенную формулу

$$\Delta i_{L_{\text{ср}}}(n) \approx \frac{\Delta u_{\text{опт}} K_T}{n_{\text{тр}} R_{\text{дт}} T_L} \frac{1-z_1^{n+1}}{1-z_1}. \quad (30)$$

Поскольку при $|z_1| < 1$

$$\lim_{n \rightarrow \infty} z_1^{n+1} = 0,$$

установившееся среднее значение тока

$$\Delta i_{L_{\text{ср.уст}}} = \frac{\Delta u_{\text{опт}} K_T}{n_{\text{тр}} R_{\text{дт}} T} \frac{1-d}{1-z_1} \approx \frac{\Delta u_{\text{опт}} K_T}{n_{\text{тр}} R_{\text{дт}} T} \frac{1}{1-z_1}. \quad (31)$$

Для синтеза контура напряжения непрерывными методами требуется иметь непрерывную модель замкнутого токового контура, входящего в контур напряжения. Поскольку обычный метод усреднения дает для упрощенного токового контура неправильные результаты (штриховые кривые на рис. 6 и 7), то в ряде работ предлагается замена упрощенного токового контура эквивалентным колебательным звеном [4]. Параметры этого звена подбираются исходя из следующих требований:

- 1) период собственных колебаний эквивалентного звена равен $2T$;
- 2) установившееся значение переходной характеристики эквивалентного колебательного звена равно значению, определяемому из равенства (31);
- 3) отклонения переходной характеристики колебательного звена, усредненные за интервалы времени между соседними моментами перехода через уровень установившегося значения от значений (30) минимальны.

Выводы

1. Рассмотрены структура и функционирование импульсного преобразователя выходного напряжения корректора коэффициента мощности на базе микросхемы UCC38500.
2. Обоснованы линеаризованная импульсная модель токового контура рассматриваемого преобразователя и его разностное уравнение. Показано, что этот контур всегда устойчив.

3. Получены аналитические соотношения для расчета процессов в упрощенном токовом контуре импульсного преобразователя, с использованием которых рассчитаны переходные характеристики замкнутого токового контура. Эти характеристики показывают недопустимость замены замкнутого упрощенного токового контура непрерывным звеном, полученным на базе обычного усреднения дифференциальных уравнений непрерывной части, поскольку при этом не учитывается колебательный характер реальных процессов. Тем самым подтверждается правомерность предлагаемой в ряде работ замены упрощенного токового контура импульсного преобразователя непрерывным колебательным звеном.

Литература

1. BiCMOS PFC/PWM Combination Controller. Texas Instruments Literature SLUS419C. www.ti.com, 2009.
2. Белов Г. А. Динамика импульсных преобразователей. – Чебоксары: ЧГУ, 2001. – 528 с.
3. Поликарпов А. Г., Сергиенко Е. Ф. Однотактные преобразователи напряжения в устройствах электропитания РЭА. – М.: Радио и связь, 1989. – 160 с.
4. Modelling, Analysis And Compensation Of The Current-Mode Converter. Unitorde Application Note U-97. www.ti.com, 1999.
5. TL431/TL431A. Programmable Shunt Regulator. www.fairchildsemi.com, 2003.
6. H11AV1M, H11AV1AM, H11AV2M, H11AV2AM Phototransistor Optocouplers. www.fairchildsemi.com, 2005.
7. Иванов А. Г., Белов Г. А., Сергеев А. Г. Системы управления полупроводниковыми преобразователями. – Чебоксары: Изд-во Чувашского государственного университета, 2010. – 448 с.
8. Белов Г. А. Теория автоматического управления. Дискретные и нелинейные системы автоматического управления. – Чебоксары: Изд-во Чувашского государственного университета, 2009. – 448 с.
9. Hsu S., Brown A., Rensink L., Middlebrook R. D. Modelling And Analysis Of Switching DC-to-DC Converters in Constant-Frequency Current-Programmed Mode // IEEE PESC'79 Proceedings, 1979, p. 284–300.
10. Compensation For The LM3478 Boost Controller. National Semiconductor Application Note 1286. www.national.com.

Белов Геннадий Александрович, заведующий кафедрой промышленной электроники Чувашского Государственного Университета, доктор технических наук, профессор; тел. (8352) 58-14-78;

Петров Алексей Александрович, аспирант кафедры промышленной электроники Чувашского Государственного Университета; тел. +79278482489; e-mail: create19@yandex.ru.

Г. Н. Фурсей, Е. А. Пеликс

ИМПУЛЬСНАЯ МЕДИЦИНСКАЯ РЕНТГЕНОВСКАЯ ТЕХНИКА НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ

G. N. Fursey, E. A. Pelix

New Generation Of Medical X-Ray Discrete Instrumentation

В настоящей статье представлен новый класс портативных рентгеновских аппаратов, созданный на основе особого вида электронной эмиссии – “взрывной эмиссии электронов”. Работа аппаратов основана на возможности использования очень коротких наносекундных импульсов напряжения. Кратковременность приложения напряжения обеспечивает высокую электрическую прочность всех узлов аппаратов и таким образом позволяет на порядки (в 10–100 раз) уменьшить их габариты. Большие токи взрывной эмиссии в свою очередь позволяют осуществить регистрацию рентгеновского изображения при наносекундных экспозициях.

Ключевые слова: портативный рентгеновский аппарат, взрывная эмиссия электронов, импульсная техника, наносекундные импульсы напряжения.

Described in this paper is a new class of portable X-ray devices using special new type of electron emission: “explosive electron emission” (EEE). Device operation is based on the possibility employing very short nanosecond-range voltage pulses. Due to the high voltage being only applied for a very short time, the electric strength requirements are comparatively modest, which permits decreasing the device dimensions by orders of magnitude (10 to 100 times). On the other hand, the large EEE current densities allow X-ray imaging at nanosecond exposures.

Key words: portable X-ray device, explosive electron emission (EEE), discrete instrumentation nanosecond-range voltage pulses.

Статья посвящена новому классу портативных рентгеновских аппаратов для медицины (ПРА). Эти ПРА позволяют осуществлять диагностику пациента в экстремальных условиях: на койке в палате, непосредственно на месте несчастного случая, аварии или катастрофы, в полевых условиях, в отдаленных пунктах, в том числе в условиях крайнего севера и т. д.

Этой легко переносимой техникой могут быть оборудованы машины скорой помощи, железнодорожный транспорт, самолеты и вертолеты, а также группы спасателей и врачей по срочному вызову.

В настоящее время разрабатываемые нами медицинские аппараты имеют вес 5–10 кг, в том числе с автономным питанием. Создание этого нового типа ПРА стало возможным благодаря открытию нового вида высокоинтенсивной электронной эмиссии – **взрывной электронной эмиссии (ВЭ)** [1]. ВЭ обладает в миллионы раз более высокой эмиссионной способностью, чем традиционная термоэмиссия. ВЭ позволяет достигать в рентгеновских трубках токов **10–100 кА** в отличие от **мА** в традиционных трубках с термокатодами. Генерация больших импульсных токов в рентгеновской трубке позволяет осуществлять рентгеноскопию при приложении очень коротких импульсов высокого напряжения к трубке длительностью от **единиц до десятков нс**. Совокупность наносекундного режима питания рентгеновского источника и экстремально высокая плотность эмиссионного тока ВЭ позволяет уменьшить габариты и вес ПРА в десятки и сотни раз.

На сегодняшний день в предлагаемом проекте реализуются 2 направления в создании ПРА.

Первое направление: создана научно-исследовательская база для разработки, тестирования и совершенствования ПРА на базе **Научно-исследовательского центра электрофизических проблем поверхности (НИЦ ЭПП)** РАН. Исследования НИЦ ЭПП обеспечивают широкие возможности улучшения технических характеристик ПРА: уменьшение габаритов, срока службы, уменьшение размера фокусного пятна, частоты следования рентгеновских импульсов и продвижение режима работы этих аппаратов в область пикосекундного диапазона.

В настоящее время разработан рабочий образец ПРА (“СПАРК”) с параметрами, указанными в таблице 1. Рентгеновская трубка аппарата “СПАРК” запатентована, патент № 2308781, и защищена целым рядом авторских свидетельств. Центр, при соответствующем финансировании, готов в течение года осуществить разработку опытного образца и выпуск пилотной партии ПРА.

Второе направление: На базе **ООО “Спектрофлэш”** подготовлено **серийное производство** нового класса ПРА на основе рентгеновского аппарата “Дина 2” (рис. 3, слева). Производительность составляет до 100 аппаратов в год. Срок изготовления ПРА по индивидуальному заказу не превышает 1 месяц. В свое время аппарат “Дина 2” стоял на вооружении Советской армии. Было поставлено более 2 тыс. аппаратов.

Кроме медицинских задач на базе “Спектрофлэш” создаются ПРА для дефектоскопии (аппараты серии “Арина”) и аппараты для контроля трубопроводов (аппараты “Сирена”). [10, 11, 12].

Таблица 1

Характеристики	АРИНА-1	АРИНА-3	АРИНА-5	АРИНА-7
Рабочее напряжение на рентгеновской трубке, кВ	150	200	220	250
Диаметр фокусного пятна, мм	2,5	2,5	2,5	2,5
Толщина просвечиваемой стали, мм • с применением свинцовой фольги, • с применением флуоресцентных усиливающих экранов,	15	20	30	40
Доза излучения за импульс на расстоянии 0,5 м от фокуса, мР	0,5	0,8	1	1,5
Частота следования рентгеновских импульсов, Гц	8	10	12	10
Потребляемая мощность, Вт	120	150	200	250
Вес излучателя, кг	6,5	5,5	6,0	8,5

Производительность выпуска этих аппаратов составляет 600 в год.

Аппараты “Дина”, “Арина” и “Сирена” защищены патентами и авторскими свидетельствами.

В НИЦ ЭПП разрабатываются модернизированные аппараты для медицины, антитеррористической деятельности, экспресс досмотра багажа, изучения биологических объектов, исследования быстропротекающих процессов и др.

Взрывная электронная эмиссия

Взрывная электронная эмиссия является особым видом эмиссии, возникающим, когда полевой острый эмиттер взрывается при протекании через него автоэмиссионного тока большой плотности (рис. 1). При этих условиях формируется квазистационарный фазовый переход на границе конденсированное вещество катода – плотная плазма и инициируется высокоинтенсивный электронный поток [1–5]. После возбуждения единичного локального “акта” взрывной эмиссии, эмиссионный процесс быстро распространяется по поверхности катода вследствие распространения плазмы – процесс подхвата (поддержания) явления ВЭЭ [4, 5]. Появление и взрывы новых эмиссионных центров обеспечивают поддержание процесса взрывной

электронной эмиссии и включения в процесс нанометровых областей поверхности катода.

В работе [6] показано, что при взрыве локального эмиссионного центра на поверхности всегда образуется жидкая фаза. Присутствие жидкости на поверхности катода является принципиальным обстоятельством, определяющим внутренний механизм взрывной эмиссии. Процесс формирования микровыступов на жидкой поверхности определяет устойчивость эмиссионного процесса, условия переноса вещества (эрозии катода) и существенным образом влияет на форму электронного потока.

Нанометровый масштаб центров ВЭЭ является фундаментальным экспериментальным фактом, обуславливающим стабильность и большой срок службы взрывоэмиссионных катодов. В работах [4, 7] было впервые обнаружено, что в процессе ВЭЭ формируются нановыступы с диаметром основания $\sim 0,07$ мкм и радиусом кривизны вершины менее 10 нм, равномерно распределенные по поверхности (рис. 2). Формирование МВ происходит из жидкой фазы под действием сильного электрического поля и плазмы ВЭЭ. Плотность нановыступов составляет $\sim 10^8$ см $^{-2}$. На основании этих наблюдений разработаны основы технологии формирования и сохранения нанометрового рельефа поверхности катода в процессе ВЭЭ.

Процесс генерации нановыступов является квазистационарным и обусловлен возникновением нанокапиллярных волн на поверхности жидкости при взрыве. В случае твердотельного катода эти микроволны после прекращения взрывного эмиссионного процесса частично замораживаются и являются теми нанометровыми центрами, на которых инициируется взрывная эмиссия при последующих включениях. Создание стабильного высокоинтенсивного источника рентгеновского излучения осуществляется управляемым процессом формирования нанорельефа на поверхности катода рентгеновской трубки, в процессе взрывной электронной эмиссии. Информация о нанометровом рельефе на жидкой поверхности при ВЭЭ, была получена по замороженным следам с использованием электронной микроскопии высокого разрешения (рис. 2).

Оптимальное функционирование источника электронов создающего интенсивное рентгеновское излучение, обеспечивается за счет применения наноразмерных частиц – нанокластеров углерода, включающих в свой состав нанотрубки и графены.

Особый случай получения “замороженной картины” реализуется при использовании в качестве эмиттера углеродных нанокластеров. Поверхность углерода под действием взрывной эмиссии переходит в жидкую фазу вследствие высокого давления в плазме ВЭЭ ($P > 10^3$ атм) [6], рис. 2. Специфика процесса состоит в том, что на углероде затвердевание жидкой поверхности происходит в момент фазового перехода, когда давление над жидкой поверхностью

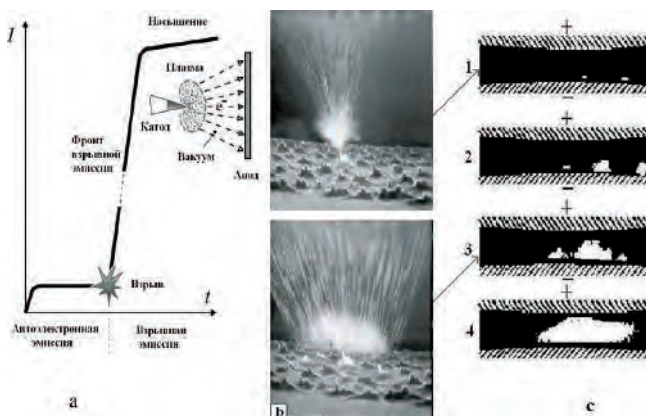


Рис. 1. Модель развития процесса ВЭЭ: а – диаграмма возбуждения ВЭЭ; б – взрыв одиночного центра и развитие процесса ВЭЭ вдоль поверхности катода; в – кинограмма распространения плазмы взрывной эмиссии по поверхности катода в начальной фазе вакуумного пробоя [9]

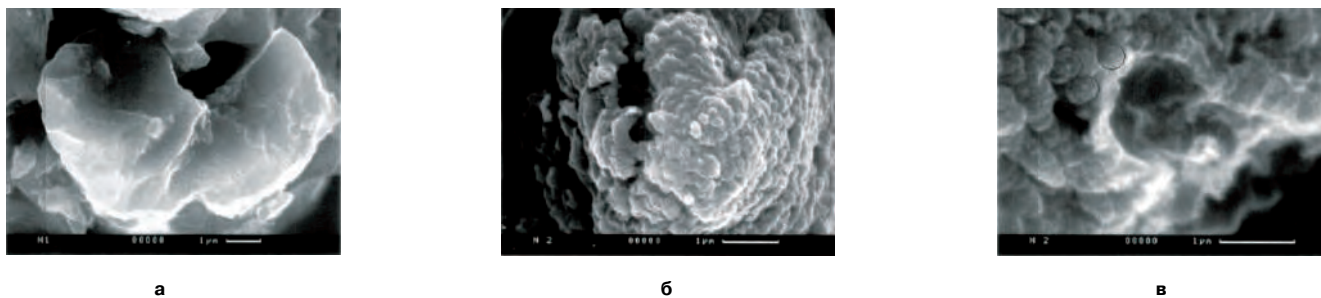


Рис. 2. Поверхность взрывоэмиссионного катода:
 а – поверхность углеродного катода – исходное состояние углеродной поверхности;
 б, в – нанострия образующиеся на углеродной поверхности из жидкой фазы

становится ниже критического.

Наноглеродные кластеры обеспечивают низкий порог эмиссии [8]. Стабильность работы катода объясняется тем, что в процессе ВЭЭ формируются нановыступы, равномерно распределенные по поверхности катода. Формирование нановыступов происходит из жидкой фазы под действием сильного электрического поля и плазмы ВЭЭ.

Серийно производимые медицинские ПРА

Анализ показывает, что медицинские рентгеновские аппараты, работающие на принципе ВЭЭ на рынке, практически отсутствуют. На рис. 3а представлен подготовленный к серийному производству ООО “Спектрофлэш” палатный аппарат “Дина 2”.

В таблице 2 приведены характеристики производимого рентгеновского аппарата “Дина-2”.

Как отмечалось во введении, уже в первый год возможен выпуск до 100 таких аппаратов.

Переносной рентгеновский аппарат ДИНА-2 прошел медицинские испытания в ряде организаций, в т.ч. в ГУЗ “Бюро судебно-медицинской экспертизы Ленинградской области”, Санкт-Петербургском научно-исследовательском институте физиопульмонологии. В процессе испытаний было установлено, что в силу своих конструктивных особенностей: малый

вес и габариты, простота в обслуживании, возможность питания от аккумулятора, аппарат с успехом может использоваться в полевых условиях, сельских больницах, а так же в качестве палатного – в больницах и госпиталях, для рентгенодиагностических исследований как костных структур, так и мягких тканей больных и раненных.

Одним из важнейших направлений использования данного прибора могут быть задачи, решаемые в криминально-судебной медицине: экспресс-обнаружение металлических и неметаллических инородных частиц в случаях взрывной травмы, экспресс-диагностика невидимых кровоизлияний, характерных для применения огнестрельного оружия.

Качество рентгенограмм, полученных с помощью аппарата ДИНА-2, не уступает качеству рентгенограмм полученных с помощью используемых в настоящее время отечественных и зарубежных стационарных аппаратов (рис. 3б).

Развитие и усовершенствование ПРА

В НИЦЭПП разработан новый продвинутый вариант рентгеновского аппарата “СПАРК” с улучшенными характеристиками – по сроку службы, размеру пятна рентгеновского источника, более высокой интенсивности рентгеновского излучения за один импульс, высокой частоте следования импульсов и уменьшенным габаритам и весу (рис. 4). Создан рабочий образец ПРА. На рис. 5 представлен рабочий образец импульсного наносекундного генератора с твердотельным коммутатором (разрабатываются предприятием Фид – Технология,

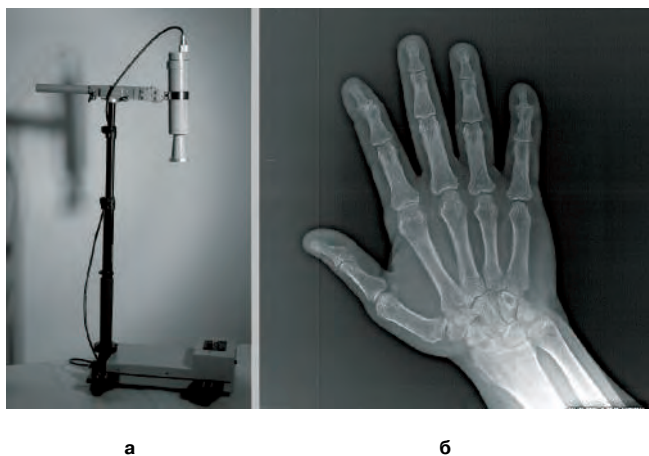


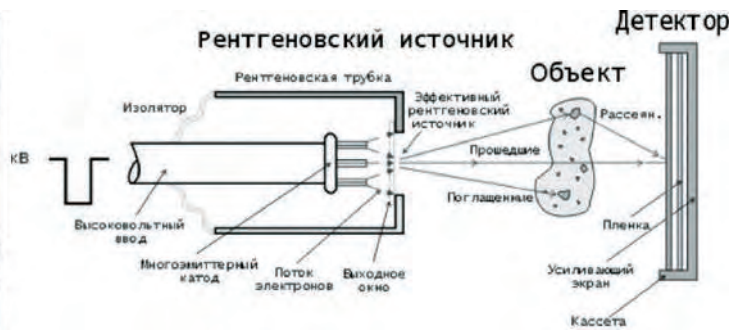
Рис. 3. Медицинский аппарат “Дина-2” для палатного обследования (а); снимок кисти, полученный импульсным наносекундным рентгеновским аппаратом “Дина-2” (б)

Таблица 2

Наименование показателей	Объект (продукт) проекта
	“Дина 2”
1. Ускоряющее напряжение, кВ	100
2. Ток пучка, А	500
3. Диаметр фокусного пятна, мм	2
4. Время экспозиции, с	0,2–0,5
5. Ресурс	> 106 импульсов
6. Вес аппарата, кг	10
7. Размеры, мм	550 × 420 × 150



а



б

Рис. 4. Фотография (а); принципиальная схема ПРА рентгеновской трубки (б)

Санкт-Петербург). На рис. 6. приведен снимок содержимого кейса, полученный этим аппаратом.

В таблице 3 приведены параметры продвинутого образца рентгеновского аппарата «СПАРК».

Оптимальное функционирование источника электронов, создающего интенсивное рентгеновское излучение, обеспечивается за счет применения наноразмерных частиц – нанокластеров углерода, включающих в свой состав нанотрубки и графены [8]. Нанокластерные структуры обеспечивают низкий порог эмиссии. Стабильность работы катода обуславливается тем, что в процессе ВЭЭ формируются нановыступы, равномерно распределенные по поверхности катода.

Авторами разработан уникальный взрывоэмис-

сионный катод, изготовленный из наноматериалов, с использованием прецизионных нанотехнологий. Созданный катод имеет низкий порог возбуждения взрывной эмиссии и рентгеновского излучения, по электрическим полям на два-три порядка более низкий, чем для традиционных материалов (металлов и полупроводников).

Низкий порог возбуждения взрывной эмиссии [8] и соответственно малые напряжения, при которых генерируется рентгеновское излучение, позволяет формировать мощный импульсный источник мягкого рентгеновского излучения. Мягкое рентгеновское излучение дает возможность сканировать биологические объекты, т. к. обладает высоким контрастом при проекционной радиографии.

ПРА для дефектоскопии серии «Арина» показан на рис. 7.

Рентгеновский аппарат «Сирена-6» для диагностики сварных швов трубопроводов показан на рис. 8.

Таблица 3

Ускоряющее напряжение, кВ	15–60
ток пучка, А	50–500
длительность импульса, нс	10–80с
доза за импульс, R	5–50
мощность дозы за импульс, R/с	10^8-10^9
частота повторения в режиме цуга импульсов, кГц	> 1
диаметр пятна, мм	~1
вес аппарата (с высоковольтным источником), кг	~5

Заключение

В заключение приводим основные направления использования ПРА:

- ☞ медицина;
- ☞ биологические объекты;
- ☞ дефектоскопия;
- ☞ рентгеновская литография;
- ☞ криминалистика;

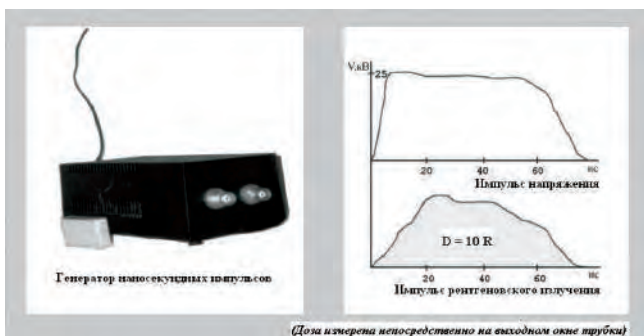


Рис. 5. Генерация наносекундных импульсов рентгеновского излучения



Рис. 6. Рентгенограмма элементов аппаратуры внутри небольшого чемодана (снимок получен с помощью аппарата «СПАРК»)

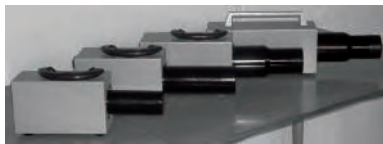


Рис. 7. ПРА для дефектоскопии серии "Арина"



Рис. 8. Рентгеновский аппарат "Сирена-6" для диагностики сварных швов трубопроводов

- ☞ чрезвычайные ситуации;
- ☞ уничтожение микробов;
- ☞ проверка багажа в аэропортах;
- ☞ системы безопасности;
- ☞ быстропротекающие процессы;
- ☞ диагностика сварных швов трубопроводов.

Литература

1. *Г. Н. Фурсей, Г. А. Месяц* и др. Явление взрывной электронной эмиссии. Государственный реестр открытий СССР под №176 с приоритетом от 2-го июля 1966 г. (см. книгу Ю. П. Конюшая. Открытия Советских Ученых, изд. Московский рабочий, С. 326–328).

2. *Fursey G. N.* Field emission in vacuum microelectronics. – NY: Kluwer Academic–Plenum Publishers, 2005. 205 p.

3. *Г. Н. Фурсей.* Вакуумная электроника, МГТУ им. Н. Э. Баумана, Москва, 2008. С. 1–604.

4. *Г. Н. Фурсей.* Автоэлектронная эмиссия в вакуумной микроэлектронике (в книге "Автоионная

и автоэлектронная микроскопия"). – "Академ Пресс", Москва, 2003. С. 160–187.

5. *Фурсей Г. Н., Воронцов-Вельяминов П. Н.* Качественная модель инициирования вакуумной дуги. // ЖТФ. 1967. т. 37, №10. С 1870–1888.

6. *Fursey G. N., Shirochin L. A., Baskin L. M.* Field-emission processes from a liquid-metal surface. // J. Vac. Sci. Technol. 1997. B15(2), pp. 410–421.

7. *G. N. Fursey,* Field emission in vacuum microelectronics. – Applied surface science 215 (2003) 113–134.

8. *Г. Н. Фурсей, Д. В. Новиков, В. И. Петрик.* Низкопороговая автоэлектронная эмиссия из нанокластеров углерода, полученных методом холодной деструкции графита. – Журнал технической физики, 2009, т. 79, вып.7, С. 122–126.

9. *С. П. Бугаев, А. М. Искольский, Г. А. Месяц, Д. И. Проскуровский.* Электронно-оптическое наблюдение инициирования и развития импульсного пробоя короткого вакуумного промежутка // ЖТФ. 1967. Т. 37, вып. 12. С. 2205–2208.

10. Техника рентгенографирования импульсными рентгеновскими аппаратами серии "АРИНА", *Е. А. Пеликс*, материалы XIV ежегодной Международной конференции "Современные методы и средства неразрушающего контроля и технической диагностики". – Ялта, 2006 г.

11. Импульсные рентгеновские аппараты на базе взрывной электронной эмиссии, *Е. А. Пеликс*, доклад в Шанхае, 2008 г.

12. <http://www.spectroflash.ru>

Фурсей Георгий Николаевич, доктор физ.-мат. наук, профессор, заслуженный деятель науки РФ, акад. РАЕН, директор НИЦ ЭПП, зав. кафедрой Государственного университета телекоммуникаций им М. А. Бонч-Бруевича, лауреат государственной премии СССР, тел. 8 (921) 999-02-97;

Пеликс Евгений Абрамович, к. т. н., научный руководитель ООО "Спектрофлэш", лауреат государственной премии СССР, тел. 8 (812) 235-61-18, 8 (921) 936-50-37.

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

Публикация в сборнике бесплатна для авторов.
Язык журнала - русский.

Для публикации статьи необходимо предоставить

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

Статья должна содержать

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

Документы в электронном виде должны быть отправлены по e-mail: pse@mmp-irbis.ru или kryuchkov_v_v@mail.ru

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

Требования к оформлению статей

- ☞ Поля: верхнее, нижнее – по 2 см; левое – 3 см, правое – 1,5 см;
- ☞ Шрифт: *Times New Roman*, размер: 10;
- ☞ Текст без расстановки переносов в словах;
- ☞ Межстрочный интервал: одинарный;
- ☞ Отступ первой строки: 0,5 см;
- ☞ Выравнивание текста: по ширине;
- ☞ Исполнение формул: редактор формул *Microsoft Equation* или *Math Type* (стиль математический). Обозначения в тексте, по возможности, не делать в редакторе формул;
- ☞ Шрифт обозначений устройств (С – конденсатор, VD – диод, L – дроссель и т.п.) – прямой:
 - цифровое окончание обозначения устройства (C1, VD2 и т. п.) – не в индексе, шрифт прямой;
 - буквенное, цифровое+буквенное окончания обозначения устройства (C_д, L_{мл} и т. п.) – в индексе, шрифт прямой.
- ☞ Шрифт обозначений параметров (C – емкость, I – ток, L – индуктивность и т. п.) – наклонный:
 - буквенное, цифровое, буквенное+цифровое окончания обозначения параметров (I₁, L_S, U_{упр1} и т. п.);
 - в индексе, цифровое и буквенное русское окончание – шрифт прямой, буквенное латинское окончание – шрифт наклонный.
- ☞ Формат иллюстраций: **.tif, .eps, .ai** (прилагать отдельными файлами, дублируя в тексте статьи). **Подписи к рисункам не вносить в рисунки.**

Стоимость размещения полноцветной рекламы в журнале “Практическая силовая электроника”

Формат	Размер, мм	Стоимость, руб.
0,5 А4	190 × 130	1500
А4	210 × 290	2250
3-я стр. обложки	210 × 290	3300
4-я стр. обложки	210 × 290	3900
2-я стр. обложки	210 × 290	5400

Требования к рекламным макетам

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

График выхода журнала

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

Подробная информация о журнале “Практическая силовая электроника” представлена на сайте:
www.mmp-irbis.ru