

9 сентября 2019 года на 61 году ушел из жизни заведующий кафедрой “Микроэлектронные электросистемы” Московского авиационного института (государственного технического университета) (МАИ), член Редакционного совета журнала “Практическая силовая электроника”, доцент, кандидат технических наук **Аверин Сергей Владимирович**.

В 1980 году после службы в армии С. В. Аверин поступил в Московский авиационный институт на факультет “Системы управления” (№ 3), где обучался по кафедре “Электрооборудования летательных аппаратов” (306). В этот период он сочетал учебу с большой общественной работой в профбюро факультета № 3, был комиссаром и командиром студенческих строительных отрядов. Вся дальнейшая трудовая деятельность С. В. Аверина связана с МАИ. По окончании института в 1986 году он работал на кафедре 306 в должности инженера, а в 1987 году перешел на преподавательскую работу в должности ассистента. В 1994 году С. В. Аверин защитил кандидатскую диссертацию по специальности 05.09.12 “Полупроводниковые преобразователи электроэнергии”. С 2000 года он работал на кафедре 306 в должности доцента, а в 2010 году ему присвоено ученое звание доцента. В 2013 году С. В. Аверин был избран заведующим кафедрой “Микроэлектронные электросистемы” (306) МАИ.

Деятельность С. В. Аверина в должности заведующего кафедрой началась в разгар коренной ломки системы образования России. Однако даже в этих тяжелых условиях он сумел сохранить коллектив кафедры. Под его непосредственным руководством разработаны программы новых дисциплин, модернизированы лаборатории кафедры, открыта магистратура по направлению “Авиастроение” (профиль “Авиационное электрооборудование”).

С. В. Аверин автор и соавтор более семидесяти научных работ, и целого ряда учебных пособий, по которым обучаются многие поколения студентов и аспирантов. Результатами его научных исследований пользуется широкий круг специалистов в области транзисторной преобразовательной электроники.

С. В. Аверин всегда смело брался за решение новых сложных научных и технических проблем и доводил их до практических инженерных решений. Все эти решения отличались оригинальностью и своеобразием. Трудно перечислить то количество научных, практических и учебно-методических задач, которые он решил за все время работы на кафедре. Широкая эрудиция в различных областях науки и техники, умение строго научно, и, в то же время, доступно излагать самые сложные разделы транзисторной электроники и электропривода сделали его одним из лучших преподавателей МАИ. С. В. Аверин дал путевку в жизнь большому числу специалистов высшей квалификации. Его ученики работают в настоящее время на ведущих предприятиях аэрокосмической отрасли и других областях науки и техники.

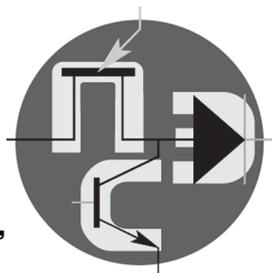
Память о Сергее Владимировиче Аверине навсегда сохранится в сердцах его учеников, друзей и коллег.



**С. В. Аверин**  
**25.12.1958 – 09.09.2019**

# Периодический научно-технический журнал

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



# Практическая Силовая Электроника

ISSN 1996-7888

№ 4 (76)/2019

## Главный редактор

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

## Заместитель главного редактора

**В. В. Крючков**, к. т. н., доцент кафедры микросистем МАИ

## Редакционный совет

**И. В. Грехов**, академик РАН, д. ф.-м. н., профессор, руководитель отделения твердотельной электроники государственного учреждения “Физико-технический институт имени А. Ф. Иоффе РАН”

**В. Ф. Дмитриков**, Заслуженный деятель науки РФ, д. т. н., профессор, почетный профессор кафедры ТЭЦиС, СПбГУТ им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

**В. Г. Еременко**, д. т. н., профессор кафедры электротехнических комплексов автономных объектов МЭИ

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

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

**Ю. А. Губанов**, д. т. н., профессор, главный научный сотрудник ОАО “Концерн “НПО “Аврора”

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

**С. В. Аверин**, заведующий кафедрой микросистем МАИ, к. т. н., доцент

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

Издатель и учредитель — общество с ограниченной ответственностью “ММП-Ирбис”

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

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

Подписано в печать 03.12.2019. Тираж 500 экз.

## Адрес редакции:

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

Подписной индекс в каталоге Роспечати: 33154

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

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

## Содержание

*В. И. Авдзейко, Е. С. Паскаль, В. И. Карнышев*  
Патентный анализ тенденций развития статических преобразователей ..... 3

*А. А. Притулкин*  
Анализ публикаций по способам и устройствам ликвидации аварийных дуговых разрядов в авиационных сетях переменного тока..... 9

*С. А. Амелин, М. А. Амелина*  
Модель МОП-транзистора для использования в ключевом режиме ..... 17

*Т. В. Анисимова, А. Н. Данилина, Ю. Г. Следков*  
Практические рекомендации по разработке контура обратной связи импульсных источников питания.... 27

Требования к авторам ..... 39

*Г. В. Рощупкин, Д. А. Шевцов, А. М. Калимуллин*  
Алгоритмы управления однофазными корректорами коэффициента мощности ..... 40

*С. П. Толстых, Д. Д. Носков*  
Цифровое управление трехфазным корректором коэффициента мощности ..... 49

Компьютерная верстка: В. В. Крючков

В. И. Авдзейко, Е. С. Паскаль, В. И. Карнышев

## ПАТЕНТНЫЙ АНАЛИЗ ТЕНДЕНЦИЙ РАЗВИТИЯ СТАТИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

V. I. Avdzeyko, E. S. Paskal,  
V. I. Karnyshev

Patent Analysis of Static Converters  
Development Trends

Проведен анализ преобразователей постоянного тока в постоянный, переменного тока в переменный, переменного тока в постоянный, постоянного тока в переменный, и обратимых преобразователей переменного тока в постоянный и постоянного тока в переменный. Анализ выполнен на основе временных рядов патентов США, зарегистрированных с 1976 по 2018 гг. в соответствующих подгруппах Международной патентной классификации. Исходя из количества и динамики выдачи патентов, проведено сравнение способов построения преобразователей параметров электрической энергии, а также их разновидностей по принципу действия, по назначению, областям применения, по схемным решениям и элементной базе. Основные выводы проведенного анализа: транзисторы, в качестве силовых элементов преобразователей, используются чаще, чем тиристоры; преобразователи, выполненные по мостовой схеме, получили наибольшее распространение; значительное замедление роста числа патентов в последние годы, или их снижение, характерно для всех типов преобразователей, кроме преобразователей переменного тока в постоянный.

**Ключевые слова:** конвертеры (преобразователи) энергии, патентный анализ, МПК, патентное ведомство США, временные ряды, переменный ток, постоянный ток, тиристоры, транзисторы.

The article presents patent analysis of DC-DC, AC-AC, AC-DC, DC-AC converters, as well as reversible AC-DC and DC-AC converters. The analysis was performed based on modern time series of the US patents, registered in the 1976 - 2018 period in relevant subgroups of the International Patent Classification. Based on quantity and dynamics of patents issuing comparison of design methods of electric energy parameters converters, as well as variety of operation principles, purpose, application areas, schematic solutions and element base, was made. The main inferences drawn while the performed analysis consist in the following: transistors as converters' power elements are applied more frequently than thyristors. Full-bridge converters structures are most widely used. In recent years, significant slow-down in patents number growth, or their reduction is characteristic for all types of converters, except AC-DC converters.

**Key words:** energy converters, thyristors, transistors, patent analysis, International Patent Classification, USPTO, time series, alternating current, direct current.

Обоснованный выбор перспективного типа преобразователя и его элементной базы является залогом успешного построения систем электропитания постоянного и переменного тока. Правильный выбор базируется, в том числе, на прогнозировании развития технических направлений. Одним из таких методов является патентный анализ, основанный на свойстве научно-технической информации отражать и опережать по времени практическую реализацию технических решений. Патентный метод прогнозирования заключается в построении временных рядов патентов, выданных в конкретных подклассах, группах, подгруппах Международной патентной классификации (МПК) и анализе больших объемов информации. Достоинством такого подхода является то, что в основном патентуются технические решения, обладающие очевидной новизной и имеющие практическую направленность, и перспективы дальнейшего развития [1]. Выявление направлений, в которых наблюдается устойчивая тенденция роста числа зарегистрированных патентов или происходит быстрое (резкое) положительное изменение динамики их выдачи, позволяет определить основные тренды в развитии технического (технологического) потенциала и направленность инновационной деятельности ведущих мировых производителей.

Установлено [2], что патентный анализ позволяет предсказать новые разработки на рынке за 6-18 месяцев до их появления и является в настоящее время одним из эффективных способов отслеживания технологических изменений в мире, а также позволяет установить потенциальных кандидатов для лицензирования (покупки) разрабатываемой технологии. При этом поиск патентной информации ведется в открытых базах данных патентных организаций, например, Всемирной организации интеллектуальной собственности (WIPO), Европейской патентной организации (EPO), Патентного ведомства США (USPTO), Роспатента и других.

Одним из требований при проведении патентного анализа является формирование локальных баз данных патентов на изобретения на основе общепринятой в всем мире Международной патентной классификации [3], классифицирующей технические решения в разделах, классах, подклассах, группах и подгруппах.

Крупнейшим патентным ресурсом является открытая база данных Патентного ведомства США, которая позволяет осуществлять поиск и анализ полнотекстовых описаний патентов, начиная с 1976 года, что является достаточным с точки зрения ретроспективного анализа [4]. Заявки на получение патентов подаются в USPTO из наиболее развитых стран мира крупней-

шими производственными и исследовательскими структурами, что повышает вероятность формирования репрезентативных технологических прогнозов [5].

С целью выявления перспективных технических направлений в рамках патентного поиска авторами было разработано программное обеспечение [6], позволившее в автоматическом режиме сформировать локальную базу данных патентов США на изобретения за 1976–2018 гг. Это позволяет формировать временные ряды, производить выборку патентов в заданных группах и подгруппах МПК, по номерам патентов, одному или нескольким ключевым словам в названиях (рефератах) патентов, авторам, наименования заявителя и правообладателя и т. п. для заданной глубины патентного поиска.

На основе сформированной локальной базы данных за период с 1976 по 2018 годы авторами проведено исследование тенденций развития способов построения преобразователей электрической энергии (основные группы МПК H02M3/00, H02M5/00 и H02M7/00). Методика проведения исследования основана на поэтапном выборе перспективных направлений преобразователей и их разновидностей по принципу действия, по назначению, областям применения, по схемным решениям и элементной базе [7, 8].

#### Сравнительный анализ типов преобразователей

В соответствии с МПК преобразователи параметров электрической энергии подразделяются на следующие виды:

- преобразователи постоянного тока в постоянный (*DC/AD*) – основная группа МПК H02M3/00;
- преобразователи переменного тока в переменный (*AC/AC*) – H02M5/00;
- преобразователи переменного тока в постоянный (*AC/DC*) – подгруппы МПК H02M7/02 H02M7/40;
- преобразователи постоянного тока в переменный (*DC/AC*) – H02M7/42 H02M7/64;
- обратимые преобразователи переменного тока в постоянный (обратимые *AC/DC*) и постоянного тока в переменный (обратимые *DC/AC*) – H02M7/66 H02M7/98.

В табл. 1 отражена динамика выдачи патентов США в этих подгруппах с 2009 по 2018 гг. Следует отметить значительное увеличение количества патентов, зарегистрированных в интервале 2014–2018 гг.

Очевидно, что наибольшее количество патентов было выдано на преобразователи постоянного тока

в постоянный. Например, в 2018 году на эти преобразователи выдано 2708 патентов, что в 3,34 раза больше, чем на преобразователи DC/AC и значительно больше, чем у всех остальных. В соответствии с полученными данными в последние годы наблюдается снижение или значительное замедление роста количества патентов на все типы преобразователей кроме преобразователей переменного тока в постоянный. Преобразователи с постоянным током на входе преобразователя предназначены для использования в системах электропитания (H02M3/00 – H02M3/42 и H02M7/02 – H02M7/40), а с переменным током в сетях переменного тока (H02M5/00 – H02M5/48 и H02M7/42 – H02M7/64), поэтому можно сделать вывод о предпочтительном использовании преобразователей в системах электропитания.

Рассмотрим далее способы построения известных типов преобразователей, принимая следующие допущения:

– все выводы относятся к статическим преобразователям; динамические преобразователи, а также преобразователи, созданные путем сочетания статических и динамических преобразователей, или электромашинных с динамическими и статическими преобразователями, не учитываются;

– статические преобразователи на газоразрядных, электронных приборах, тиратронах и триодах не рассматриваются, как устаревшие.

#### Анализ преобразователей постоянного тока в постоянный

Данные преобразователи, в соответствии с классификацией МПК выполняются без промежуточного преобразования (БПП) в переменный ток с помощью статических преобразователей, выполненных на полупроводниковых приборах (H02M3/10 – H02M3/158) и с промежуточным преобразованием (СПП) в переменный ток с помощью статических преобразователей, выполненных на полупроводниковых приборах (H02M3/28 – H02M3/338). Динамика выдачи патентов США на эти типы преобразователей показана на рис. 1.

Начиная с 2015 года, при патентовании технических решений предпочтение отдают преобразователям без промежуточного преобразования в переменный ток, которые позволяют обеспечить минимальные массогабаритные показатели при отсутствии требований обеспечения гальванической развязки их входных и выходных цепей. Промежуточное преобразование обычно достигается путем использования инвертор-

Таблица 1

Подгруппа МПК	2009	2010	2011	2012	2013	2014	2015	2016	2017	2018	Всего
H02M3/00 – H02M3/42	248	35	331	337	421	545	1115	1847	2129	2025	9303
H02M5/00 – H02M5/48	56	67	46	71	90	78	163	258	296	274	1408
H02M7/02 – H02M7/40	35	59	55	81	92	104	236	389	466	525	2042
H02M7/42 – H02M7/64	76	86	71	104	140	156	336	601	760	809	3139
H02M7/66 – H02M7/98	10	11	5	14	28	20	47	73	86	74	368

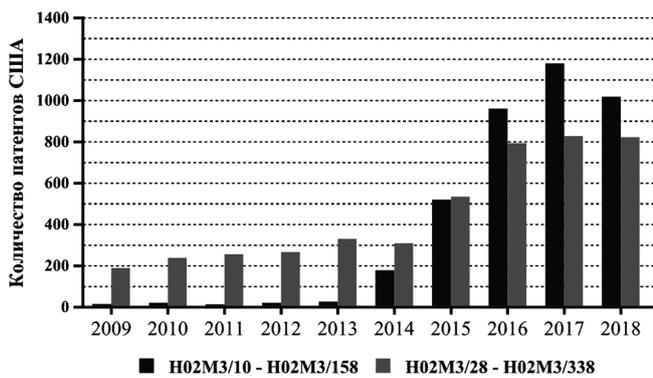


Рис. 1. Преобразователи DC/DC СПП (H02M3/28 – H02M3/338) и БПП (H02M3/10 – H02M3/158)

ных схем с трансформаторным выходом, которые применяются при построении преобразователей с повышенной выходной мощностью и обеспечивают гальваническую развязку входных и выходных цепей преобразователей. Снижение темпа роста количества патентов с 2016 года происходит, по мнению авторов, за счет появления на рынке большого количества серийных преобразователей, поэтому генерирование новых идей при проектировании возможно только при появлении новой элементной базы.

Преобразователи без промежуточного преобразования выполняются на тиристорах (H02M3/125 – H02M3/142) или на транзисторах (H02M3/145 – H02M3/158). Преобразователи с промежуточным преобразованием также выполняются на тиристорах (H02M3/305 – H02M3/315) и транзисторах (H02M3/325 – H02M3/338).

В табл. 2 приведены количественные значения этих видов преобразователей и типы используемых полупроводниковых приборов.

При патентовании DC/DC преобразователей явное предпочтение отдается транзисторам. Это объясняется стремлением к миниатюризации и отказу от использования контуров принудительной коммутации, препятствующих снижению массогабаритных показателей устройств. Приведенные в таблице данные показывают, что транзисторные преобразователи БПП выполняются с цифровым управлением (H02M3/157) и несколькими транзисторами в качестве оконечного устройства, включенными последовательно и/или параллельно с нагрузкой. Преобразователи СПП проектируются на базе двухтактных схем (H02M3/337) и схем с автоколебаниями. В 2018 году схемы БПП, выполненные на базе нескольких транзисторов, по количеству выданных патентов почти в семь раз опережали схемы с цифровым управлением с использованием одного ключа, а схемы на основе двухтактных схем у преобразователей СПП в четыре раза опережали по количеству патентов схемы с автоколебаниями.

#### Анализ преобразователей переменного тока в переменный

В соответствии с МПК преобразователи типа AC/AC также создаются без промежуточного преобразования (H02M5/22 – H02M5/297) и с промежуточным преобразованием в переменный ток (H02M5/44 – H02M5/458).

В табл. 3 приведено количество патентов для схем без промежуточного преобразования, выполненных на тиристорах (H02M5/25 – H02M5/27) и транзисторах (H02M5/275 – H02M5/297), для схем с промежуточным преобразованием на тиристорах (H02M5/443 – H02M5/452) и транзисторах (H02M5/453 – H02M5/458).

Таблица 2

Подгруппа МПК	2009	2010	2011	2012	2013	2014	2015	2016	2017	2018	Всего
H02M3/125 – H02M3/142	0	1	0	1	0	2	3	2	2	6	17
H02M3/145 – H02M3/158	8	13	6	13	18	169	509	952	1172	1008	3868
H02M3/305 – H02M3/315	1	3	2	3	4	1	3	4	4	4	29
H02M3/325 – H02M3/338	183	230	246	257	323	300	515	769	795	794	4412
H02M3/157	1	0	1	2	2	29	69	109	126	111	450
H02M3/158	3	3	0	2	2	41	274	620	802	707	2454
H02M3/337	2	1	0	2	4	4	60	101	102	104	380
H02M3/338	1	3	4	4	4	10	13	21	13	27	100

Таблица 3

Подгруппа МПК	2009	2010	2011	2012	2013	2014	2015	2016	2017	2018	Всего
H02M5/22 – H02M5/297	7	7	6	4	13	7	41	73	64	69	291
H02M5/44 – H02M5/458	28	19	13	26	34	38	84	141	186	150	719
H02M5/25 – H02M5/27	3	3	4	3	10	2	17	21	19	20	102
H02M5/275 – H02M5/297	4	3	2	1	3	5	21	53	45	48	185
H02M5/443 – H02M5/452	19	14	11	19	29	29	24	42	45	20	252
H02M5/453 – H02M5/458	9	11	5	9	8	10	64	120	153	130	519

В 2018 году преобразователи с промежуточным преобразованием практически в 2,5 раза опережают по количеству патентов преобразователи без промежуточного преобразования. При этом схемы БПП, выполненные на тиристорах по числу патентов почти в 1,8 раза уступают схемам, выполненным на транзисторах, а преобразователи СПП на тиристорах в 2 раз уступают схемам, выполненным на транзисторах.

Следует отметить, что в последние годы количество патентов снижается, либо практически не изменяется. Это позволяет сделать вывод о прекращении разработки или замедлении развития преобразователей переменного тока в переменный как без ПП, так и с ПП, выполненных на тиристорах и на транзисторах.

#### Анализ преобразователей переменного тока в постоянный

В соответствии с МПК статические преобразователи AC/DC выполняются без управляющего электрода (H02M7/06 – H02M7/10), как неуправляемые выпрямители, и с управляющим электродом (H02M7/12 – H02M7/25) – как управляемые выпрямители. Количество патентов на эти устройства приведено в табл. 4. У неуправляемых выпрямителей полупроводниковые приборы могут включаться параллельно (H02M7/08) для увеличения выходной мощности, либо последовательно (H02M7/10) при наличии высокого входного или выходного напряжения.

При разработке управляемых выпрямителей разработчики наибольшее внимание отдают транзисторным преобразователям. Количество патентов, выданных на эти преобразователи (H02M7/21 – H02M7/25) за последние 10 лет, в 5,9 раза превышает количество патентов на тиристорные преобразователи (H02M7/145 – H02M7/19).

Схемы управляемых выпрямителей на тиристорах (H02M/145 – H02M7/19) в соответствии с МПК выполняются по мостовой схеме (H02M7/162), а также при включении тиристоров параллельно (H02M7/17) либо последовательно (H02M7/19) с нагрузкой.

Схемы управляемых выпрямителей на транзисторах (H02M7/21 – H02M7/25) также могут выполняться по мостовой схеме (H02M7/219), при включении транзи-

сторов параллельно (H02M7/23) либо последовательно (H02M7/25). Количество патентов на указанные преобразователи приведены в табл. 4.

Количество патентов, выданных на управляемые выпрямители за последние 10 лет, практически в 2 раза превышает количество патентов, выданных на неуправляемые выпрямители. Основными целями патентов на неуправляемые выпрямители являются модернизация сервисных функций и повышение надежности преобразователей, а управляемых – повышение технических характеристик и расширение диапазона регулирования выходных параметров. При этом основное внимание уделяется схемам, у которых силовая часть строится по мостовой схеме с использованием транзисторов в качестве силовых элементов.

#### Анализ преобразователей постоянного напряжения в переменное

Данный тип преобразователей (H02M7/42 – H02M7/64) применяется при создании систем электропривода, а также при подключении потребителей переменного тока к сетям постоянного тока. За последние 40 лет на преобразователи DC/AC с неуправляемой силовой частью (H02M7/46) выдано только 23 патента, поэтому анализ проведен только для управляемых преобразователей (H02M7/48 – H02M7/5395).

В соответствии с классификацией, принятой МПК, преобразователи DC/AC подразделяются на следующие разновидности (формулировки по МПК):

- преобразователи с выходами, каждый из которых может иметь более двух уровней напряжения (H02M7/483 – H02M7/49);
- схемы соединений статических преобразователей для параллельной работы (H02M7/493);
- синусоидальные выходные напряжения, получаемые путем комбинирования множества напряжений, несовпадающих по фазе (H02M7/497);
- синусоидальные выходные напряжения, получаемые путем комбинирования множества импульсов напряжений, имеющих разные амплитуды и длительность (H02M7/501);
- с использованием приборов типа тиратрона или тиристора, для которых требуются средства для гашения разряда (H02M7/505 – 7/529);

Таблица 4

Подгруппа МПК	2009	2010	2011	2012	2013	2014	2015	2016	2017	2018	Всего
H02M7/06 – H02M7/10	8	19	15	29	28	17	80	135	149	171	651
H02M7/12 – H02M7/25	16	30	31	43	48	65	144	244	273	259	1153
H02M7/145 – H02M7/19	2	6	3	13	6	14	17	31	34	38	164
H02M7/21 – H02M7/25	13	23	28	29	43	50	117	209	232	221	965
H02M7/162	0	3	0	5	1	4	9	11	10	17	60
H02M7/17	0	0	0	3	1	4	2	1	1	1	13
H02M7/19	0	0	0	1	0	0	1	6	4	3	15
H02M7/219	1	2	2	4	3	6	28	45	83	79	253
H02M7/23	0	1	3	2	1	1	1	10	14	14	47
H02M7/25	0	0	1	1	3	1	0	6	7	10	29

Таблица 5

Подгруппа МПК	2009	2010	2011	2012	2013	2014	2015	2016	2017	2018	Всего
H02M7/483 – H02M7/49	1	3	0	3	1	6	74	158	201	151	598
H02M7/487	0	0	0	2	0	3	33	71	85	69	263
H02M7/493	3	1	2	0	0	2	21	45	51	36	161
H02M7/497	0	1	0	0	0	1	1	2	2	6	13
H02M7/501	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	5
H02M7/505 – H02M7/529	7	3	3	7	9	9	13	19	17	16	103
H02M7/53 – H02M7/5395	48	60	48	57	103	97	199	352	440	448	1852

– с использованием приборов типа триода или транзистора, для которых требуется непрерывный управляющий сигнал (H02M7/53 – 7/5395).

Количество патентов на эти типы преобразователей приведены в табл. 5.

Преобразователи с несколькими выходными напряжениями (H02M7/483 – H02M7/49) в свою очередь выполняются на базе инверторов с нулевым выводом (H02M7/487) – за 10 лет 263 патента, или как комбинация форм выходного напряжения множества преобразователей (H02M7/493) – за 10 лет 161 патент.

Преобразователи с синусоидальным выходным напряжением, получаемым путем комбинирования множества напряжений, несовпадающих по фазе (H02M7/497) – 13 патентов, и с синусоидальным выходным напряжением, получаемым путем комбинирования множества импульсов напряжений, имеющих разные амплитуды и длительность (H02M7/501) – 5 патентов, не нашли широкого применения.

Число патентов для преобразователей DC/AC на транзисторах (H02M7/483 – H02M7/49) за 10 лет оказалось почти в 6 раз больше, чем на тиристорах (H02M7/505 – H02M7/529), что позволяет судить о перспективности развития транзисторных преобразователей.

По классификации, принятой МПК, тиристорные преобразователи DC/AC выполняются в следующих конфигурациях:

– по схемам с автоколебаниями (H02M7/516);

– со специальным устройством запуска (H02M7/517);

– по двухтактной схеме (H02M7/519);

– по мостовой схеме (H02M7/521);

– с LC-резонансным контуром в основной схеме (H02M7/523);

– с автоматическим управлением формой или частотой выходного сигнала (H02M7/25 – H02M7/529).

Количество патентов, выданных за последние десять лет на эти устройства, приведены в табл. 6.

Среди тиристорных преобразователей наибольшее распространение получили преобразователи, собранные по мостовой схеме и с управлением формой или частотой выходного сигнала.

Преобразователи на транзисторах выполняются по следующим схемам:

– со специальным устройством запуска (H02M7/5375);

– по двухтактной схеме (H02M7/538);

– с устройствами с автоколебаниями (H02M7/5383 – H02M7/53862)

– по мостовой схеме (H02M7/5387 – H02M7/5388);

– с автоматическим управлением формой или частотой выходного сигнала (H02M7/539 – H02M7/5395).

Количество патентов, выданных на эти преобразователи, приведено в табл. 7.

Как видно из приведенной таблицы, транзисторные преобразователи, в подавляющем большинстве, выполняются по мостовой схеме. По сравнению с ними за 10 лет в 4 раза меньше выдано патентов на схемы

Таблица 6

Подгруппа МПК	2009	2010	2011	2012	2013	2014	2015	2016	2017	2018	Всего
H02M7/516	3	1	0	0	0	0	1	0	0	0	5
H02M7/517	0	0	0	0	0	0	1	1	2	0	4
H02M7/519	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	2
H02M7/521	1	0	1	3	3	3	3	6	5	7	32
H02M7/523	1	1	0	1	3	1	1	3	1	3	15

Таблица 7

Подгруппа МПК	2009	2010	2011	2012	2013	2014	2015	2016	2017	2018	Всего
H02M7/5375	1	1	0	0	1	0	0	3	3	0	9
H02M7/538 - H02M7/5381	5	7	1	4	9	5	27	24	53	20	155
H02M7/5383 - H02M7/53862	3	1	5	8	4	8	11	6	7	17	70
H02M7/5387	29	40	27	32	52	44	100	220	240	216	1000
H02M7/539 - H02M7/5395	4	3	8	2	3	7	24	50	68	69	238

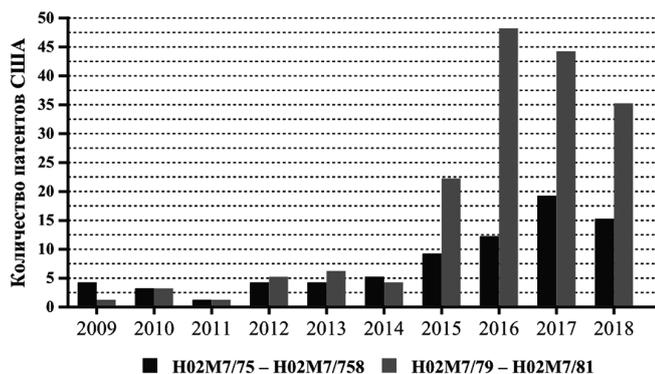


Рис. 2. Количество обратимых преобразователей, выполненных на тиристорах (H02M7/75 – H02M7/758) и на транзисторах (H02M7/79 – H02M7/81)

с автоматическим управлением формой и частотой выходного сигнала, и почти в 6,5 раз больше, чем на устройства, выполненные по двухтактной схеме. Схемы с запуском и с автоколебаниями уступают мостовым еще больше.

#### Анализ обратимых преобразователей

Обратимые преобразователи, в соответствии с МПК выполняются на тиристорах (H02M7/7/75 – 7/758) или на транзисторах (H02M7/79 – H02M7/81). Динамика выдачи этих преобразователей проиллюстрирована на рис. 2.

Если до 2014 года тиристоры и транзисторы в обратимых преобразователях использовались одинаково, то с 2014 г. – с появлением новых транзисторов, отмечается резкое увеличение транзисторных преобразователей. Снижение выдачи патентов на обратимые преобразователи в последние годы объясняется относительной их сложностью и специфической областью их применения.

#### Выводы

По результатам проведенного анализа можно сделать следующие выводы:

1. Разработчики статических преобразователей в качестве силовых полупроводниковых элементов используют транзисторы чаще чем тиристоры.
2. Наибольшее количество патентов выдано на преобразователи постоянного тока в постоянный без промежуточного преобразования в переменный ток.
3. Снижение количества патентов, выданных на все типы преобразователей в последние 2–3 года, объясняется “насыщением” идей у разработчиков и выпуском широкой номенклатуры серийных устройств.
4. В качестве силовой часть наибольшее распространение получили преобразователи, выполненные по мостовой схеме.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РРФИ в рамках научного проекта № 18-07-01270.

#### Литература

1. Joutz F. L. Forecasting USPTO patent application filings // Proceedings of the WIPO–OECD Workshop on Statistics in the Patent Field, Geneva, Switzerland, 2003.
2. Adams K., Kim D., Joutz F. L., Trost R. P., Mastrogianis G. Modeling and forecasting U.S. patent application filings. Journal of Policy Modeling, 1997, Vol. 19, pp. 491–535.
3. Jun S. IPC code Analysis of Patent Documents Using Association Rules and Maps-Patent Analysis of Database Technology. Communications in Computer and Information Science, 2011, Vol. 258, pp. 21–30.
4. Schmoch Ulrich. Patent analyses in the changed legal regime of the US Patent Law since 2001. Fraunhofer Institute for Systems and Innovation Research, Breslauer Strasse 48, 76139 Karlsruhe, Germany World Patent Information 31 (2009) 299–303.
5. Авдзейко В. И., Карнышев В. И., Мещеряков Р. В., Шелупанов А. А., Парнюк Л. В. Анализ динамики выдачи патентов для выявления перспективных направлений развития в области силовой электроники. – Вестник Томского государственного университета. май 2015, № 394, , раздел “Экономика”, С. 159–169.
6. Herr, D., Han, Q., Lohmann, S., Brugmann, S., Ertl, T. Visual exploration of patent collections with IPC clouds (2014) CEUR Workshop Proceedings, 1292. <http://www.scopus.com/inward/record.url?eid=2-s2.0-84914703011&partnerID=40&md5=cca93346510de9e20bf0c9f135ec7a1c>.
7. Авдзейко В. И., Карнышев В. И., Мещеряков Р. В. Прогнозирование направлений развития силовой электроники на основе временных рядов по данным Международной патентной классификации. – Электротехнические и информационные комплексы и системы, 2016, Т. 12, № 2, С. 23–28.
8. Авдзейко В. И., Рулевский В. М., Паскаль Е. С., Карнышев В. И. Анализ способов построения преобразователей энергии переменного тока на входе в энергию переменного тока на выходе. – Известия высших учебных заведений. Электромеханика. 2019, Том 62, № 1, С. 52–58.

**Авдзейко Владимир Игоревич**, к. т. н., с. н. с., доцент кафедры БИС Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, тел.: +7 (909) 546-48-86, e-mail: avi@main.tusur.ru;

**Паскаль Евгения Сергеевна**, аспирант, ассистент кафедры РТС Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, тел.: +7 (913) 887-64-62, e-mail: evgeniapascal@gmail.com.

**Карнышев Владимир Иванович**, к. т. н., заведующий патентно-информационным отделом Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, тел.: +7 (961) 095-92-21, e-mail: pio@main.tusur.ru;

А. А. Пritулкин

## АНАЛИЗ ПУБЛИКАЦИЙ ПО СПОСОБАМ И УСТРОЙСТВАМ ЛИКВИДАЦИИ АВАРИЙНЫХ ДУГОВЫХ РАЗРЯДОВ В АВИАЦИОННЫХ СЕТЯХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

А. А. Pritulkin

Analysis of Publications on Techniques and Devices for Arc-Fault Elimination in Aviation AC Grids

Рассмотрены основные статьи и исследования, направленные на разработку способов и методов индикации аварийных дуговых разрядов в сетях переменного тока, а также на создание промышленных устройств, использующих данные методы. Проанализированы патенты на способы индикации дугового разряда. Предложена классификация устройств индикации и ликвидации аварийных дуговых разрядов для сетей переменного тока по нескольким критериям.

**Ключевые слова:** индикация дугового разряда, автомат защиты сети с функцией гашения дуги.

The article being presented analyses the main publications and studies aimed at developing techniques and methods of emergency arc discharges indication in the AC power grids, as well as designing industrial devices, employing the above said methods. Patents for arc fault indication methods were analyzed. The author suggests classification of the devices for arc fault indication and elimination for AC power grids according to several criteria.

**Key words:** arc-fault indication, power grid protecting device with arc fault arc extinction function.

### Актуальность направления исследования

В системах электроснабжения летательных аппаратов проблемам надежности и качества передаваемой электроэнергии уделялось особое внимание. В большинстве современных ЛА по настоящее время в качестве основного элемента защиты системы электроснабжения от отказов и коротких замыканий применяются механические тепловые автоматы защиты и коммутации, первые прототипы которых появились еще в середине XX века. Современные механические АЗК обладают наилучшими удельными весовыми характеристиками среди любой контактной аппаратуры и при этом обеспечивают защиту цепей питания от токов короткого замыкания. Одним из главных недостатков данной аппаратуры является ее неспособность защищать цепи питания от токов аварийных дуговых разрядов.

Возникновение электрического дугового разряда в системе электроснабжения ЛА является аварийным режимом работы СЭС, так как приводит к ухудшению качества электроэнергии, возникновению высокочастотных электромагнитных помех в линии электропередачи, увеличению времени переходных процессов в системе. Кроме того, возникновение дуговых разрядов в контактной аппаратуре может привести к разрушению контактных площадок и сокращению срока службы изделий, а при неблагоприятном стечении обстоятельств, возникновение дуговых разрядов в кабельной части могут вызвать на борту задымление, пожар и выход из строя рядом расположенных проводов и агрегатов. Если проблему дугообразования в контактной аппаратуре удалось решить конструктивными методами: путем создания контакторов с дугогасящими средами, — то проблеме искро- и дугообразованию в линии электропередачи

не уделялось должного внимания вплоть до конца XX века.

Существуют два основных вида дугового разряда: последовательный и параллельный. Последовательная дуга может возникать, когда проводник, последовательно соединенный с нагрузкой, разрывается, например, при свободном клеммном или болтовом соединении. Месторасположение такой дуги означает, что дуговые токи не могут быть больше, чем номинальный ток нагрузки, при этом дуговой разряд развивает достаточно тепловую энергию для того, чтобы вызвать открытое горение. Параллельный дуговой разряд возникает в виде короткого замыкания в цепи питания нагрузки. Это наиболее часто встречающееся замыкание на борту ЛА, поскольку весь его корпус является нулевым проводом. Параллельная дуга может быть вызвана недостаточной диэлектрической прочностью изоляции провода, механическим повреждением провода или его обрывом. Ток короткого замыкания при параллельной дуге ограничивается только сопротивлением проводов системы электроснабжения. Если при токе параллельного дугового разряда тепловые АЗК срабатывают, то среднее квадратическое значение тока для последовательных дуговых разрядов будет значительно меньше, поэтому тепловой автоматический выключатель может не устранить эту аварийную ситуацию вплоть до возгорания провода.

Согласно опубликованным международной организации гражданской авиации (ICAO) результатам расследований авиационных катастроф, минимум в двух доказано, что причиной катастрофы стал возникший дуговой разряд в электрической проводке. К таким случаям относятся катастрофа рейса TWA 800 авиакомпании *Trans World Airlines*, которая произошла 17 июля 1996 года, и катастрофа рейса SWR 111 авиа-

компании *Swissair*, произошедшая 2 сентября 1998 года. Причина катастрофы рейса TWA 800 заключалась в возникновении дугового разряда между проводами вне топливного бака, в результате которого на измеритель уровня топлива было подано нештатное напряжение. Данный факт был отчетливо зафиксирован бортовыми самописцами несколько раз, из-за чего специалисты сделали вывод о том, что к взрыву паров топлива привел далеко не первый искровой разряд. При этом штатная защитная аппаратура не идентифицировала данный отказ.

Катастрофа рейса SWR 111 произошла из-за пожара в отсеке оборудования над кабиной экипажа, который привел к отказу всех систем управления, навигации и связи. Пожар был вызван дуговым разрядом в кабеле питания развлекательной системы, изоляция которого была изношена из-за трения о скобу крепления вследствие продолжительного действия вибраций. В процессе расследования катастрофы были обнаружены еще 20 фрагментов проводов различных систем с похожими признаками дугового разряда, которые также могли стать источником пожара. Однако ни одна штатная аппаратура защиты не идентифицировала данные отказы.

Катастрофы рейсов TWA 800 и SWR 111 вызвали резонанс в мировом авиастроении и послужили поводом к началу исследований в области применения промышленных автоматов защиты и коммутации с функцией гашения дуги в авиационных системах электроснабжения.

Создание данных устройств для систем электроснабжения переменного тока началось в 90-х годах XX века с разработки и применения специальных автоматов в жилых и промышленных наземных комплексах. Началом активных исследовательских работ в этой области считается публикация отчета национальной ассоциации противопожарной защиты США (*National Fire Protection Association – NFPA*), в котором отмечалось, что подавляющее число пожаров в жилых домах приходилось на неисправную электропроводку и электрооборудование. При этом искрение было источником огня примерно в 60% случаев.

Первые рабочие прототипы промышленного производства появились к 1997 году, в 1999 году *NFPA* потребовала обязательного применения данных устройств на линиях, питающих розетки в спальнях жилых помещений. В том же году в США был издан стандарт UL 1999, содержащий описания контрольных тестов, предназначенных для проверки устройств индикации и ликвидации аварийных дуговых разрядов на корректность работы и отсутствия ложных сигналов срабатывания. К 2008 году сфера обязательного применения и функционал данных устройств расширились, при этом стоит отметить, что из-за доведения конструкции количество новых патентных заявок на промышленные устройства защиты от аварийных дуговых разрядов резко уменьшилось.

В дальнейшем были предприняты попытки применения устройств защиты от аварийных дуговых разрядов в других системах, в частности в авиационных сетях переменного тока с напряжением 115/200 В как переменной, так и постоянной частоты 400 Гц. Согласно данным, представленным в статье [1] активные научно-исследовательские работы в этом направлении были начаты в США в 1999 году, когда Федеральное управление авиации (*FAA*), Военно-морская Команда Пневматических систем (*NAVAIR*) и офис Военно-морского Исследования (*ONR*) начало объединенную научно-исследовательскую программу. Цель данной программы заключалась в развитии автоматических выключателей с функцией защиты от аварийного дугового разряда (*AFCBs*), подходящих для защиты электропроводки самолета. Программа началась с заключения контракта для *Eaton Aerospace Corporation* и *Hendry Telephone Company*, в которых стояла задача создать АЗК с защитой от аварийных дуг для напряжения 115 В с частотой 400 Гц. Основная цель данного контракта заключалась в добавлении функции защиты от аварийной дуги к существующему тепловому АЗК, при сохранении размера автомата типа MS24571. Однако, наличие в непосредственной близости большого количества систем, наводящих различные помехи, применение коллекторных двигателей в приводах, невозможность стандартизовать применяемые потребители, а также широкие регламентированные диапазоны изменения напряжения и тока при переходном режиме работы вызвали ряд трудностей при внедрении данных устройств в авиационные СЭС. Стало очевидно, что ни одно из разработанных решений по индикации дугового разряда в промышленных сетях полностью не избавляло от возникновения ложных срабатываний. В связи с этим продолжается поиск и разработка действенных методов защиты от аварийных дуговых разрядов.

В настоящее время опубликовано большое количество работ, посвященных проблемам создания автоматов защиты и коммутации с функцией защиты дуги. Наибольшее их количество направлено на создание автоматов защиты и коммутации с функцией защиты от дуги для сетей постоянного тока и для сетей переменного тока с промышленной частотой. Это объясняется большим спросом на данные аппараты, так как они находят применение во всех бытовых и автомобильных сетях электроснабжения, однако с конца 2008 года по данным компании *Siemens* [3] количество исследований в этой области уменьшилось. Следует отметить, что параллельно с уменьшением количества публикаций по устройствам ликвидации дуги для промышленных сетей увеличилось количество работ по созданию АЗК с защитой от дуги для авиационных сетей переменного тока. Основная часть этих работ посвящена проблеме обнаружения дуговых разрядов в сетях переменного тока, что обусловлено рядом причин:

- наличие значительных по амплитуде пульсаций напряжения в системе электроснабжения в ши-

роком частотном диапазоне, которые могут быть приняты за характерные черты возникновения дуги;

- наличие в составе потребителей переменного тока большого количества вторичных источников электропитания, работающих в импульсном режиме, которые создают дополнительные высоко-частотные помехи в авиационных сетях;
- внедрение перспективных СЭС переменного тока с напряжением 230/400 В и частотой 400 Гц, широкое применение структур систем с напряжением 115/200 В и переменной частотой, а также разработкой систем переменного тока с напряжением 230/400 В, в которых не только более благоприятны условия возникновения дуги, но и трудноразличимой становится сам момент возникновения дугообразования.

Однако научно-технические статьи по этой теме не придаются широкой огласке, а патенты не содержат исчерпывающих материалов, позволяющих перейти к технической реализации данных устройств. Данный факт позволяет сделать вывод о ключевом факторе развития данных работ для кардинального улучшения качества электропитания в СЭС ЛА, а также о незавершенном характере исследований в этой области.

#### Характеристика публикаций

Исследование публикаций по созданию защиты и коммутации с функцией прерывания аварийных дуговых разрядов следует начать со статьи [1], в которой дается краткая и достаточно обобщенная картина создания данных устройств, анализ разработок и полученных результатов. Среди выводов данной работы следует отметить следующие:

1) развитие эффективных алгоритмов обнаружения аварийной дуги — только одна из двух главных проблем связанных с созданием автоматов защиты и коммутации с функцией гашения дуги;

2) одна из ключевых проблем создания дешевых АЗК данного типа заключается в невозможности упаковать компоненты схемы защиты от аварийной дуги наряду с компонентами для тепловой защиты в стандартный корпус выключателя типа MS24571. Решение данной задачи потребует по крайней мере 50%-ого сокращения объема компонентов тепловой защиты, которое и без того усложняется требованиями сохранения работоспособности в диапазонах температуры от  $-20^{\circ}$  до  $+71^{\circ}\text{C}$ , высот от 0 до 20 000 метров в условиях сильных вибраций и электромагнитных помех;

3) внедрения устройств защиты с функцией прерывания дуговых токов на борт коммерческих и военных ЛА, а также обеспечения их массового применения неразрывно связано и необходимостью создания помимо этих изделий еще три дополнительных устройства:

3.1) тестер АЗК, который может быть выполнен как внутренний, так и в виде внешнего блока и предназначен для проверки электронной части АЗК;

3.2) устройство для определения места возникновения погашенной дуги с целью восстановления провода;

3.3) бортовое диагностическое оборудование для информирования информационно-управляющей системы ЛА об отказах и состоянии АЗК, что значительно уменьшит время предполетной подготовки и время простоя самолета.

В [2] приводится значительный объем исследований, направленных на понимание причины дуговых разрядов и определения их общих характеристик, а также на поиск способов их гашения. Согласно выводам данной работы к наиболее важным характеристикам автоматов защиты с прерыванием дуговых токов относятся:

- возможность различать нормальный ток нагрузки и тока дугового разряда;
- нечувствительность к перекрестным сигналам;
- способность определять малые токи дуги при больших токах нагрузки;
- наличие защиты от радиочастотных/электромагнитных помех;
- отказоустойчивость;
- невосприимчивость к переходным процессам запуска нормальной нагрузки;
- высокая надежность и отсутствие ложных срабатываний.

Проблеме обнаружения токов дуговых разрядов на фоне прохождения нормальных переходных процессов в распределительной сети также посвящено наибольшее количество патентов. Чаще всего патенты описывают применение универсальных методов индикации дугового разряда, которые могут применяться как в составе контактных, так и в составе бесконтактных АЗК. Авторство наибольшей части патентов принадлежит сотрудникам из США, Канады и Европы.

Применение оптического принципа индикации дугового разряда описано в патентах [7] и [8]. В них представлены устройства, снабженные светочувствительными датчиками обнаружения дугового разряда, которые могут определить наличие дуги по ее световой вспышке. Устройство, описанное в патенте [7], помимо светочувствительного сенсора снабжено дополнительным датчиком, который сигнализирует об замыкании или размыкании контактной аппаратуры, находящейся в том же распределительном устройстве.

В [9] описано устройство с адаптивной системой индикации электродуговых коротких замыканий на основе контроллера, позволяющее обнаружить дуговой разряд по световой вспышке в присутствии других источников света. В данном изобретении использованы датчики света, измеряющие интенсивность света, присутствующего в системе, и сравнивающие эти величины с фиксированным пороговым значением, для определения наличия дугового короткого замыкания. Система индикации дуги, построенная на основе микроконтроллера, не только запоминает характер светового импульса при истинных и лож-

ных срабатываниях и на основе полученных данных подстраивает алгоритм индикации дугового разряда. Кроме того, система позволяет проверять работу адаптивно настроенных алгоритмов индикации дуги, путем генерирования дополнительных световых импульсов с заранее известными сигнатурами, характерными для нормальной работы системы.

Описанные способы обладают рядом преимуществ в виде дешевого средства индикации дугового разряда, наличие дополнительного датчика срабатывания контактной аппаратуры, который позволяет избежать ложного срабатывания устройства, а применение микроконтроллера позволяет проверять адекватность работы выбранного алгоритма индикации дуги. Однако, данные методы позволяют регистрировать дуговой разряд исключительно в пределах распределительного устройства, поэтому их применение в авиационных сетях нецелесообразно, поскольку в последних из-за наличия вибрации велика вероятность возникновения дуги в кабельной части системы распределения электроэнергии.

Наибольшее количество патентов по устройствам защиты от аварийных дуговых разрядов предлагают использование электрических и электромагнитных способов защиты от дугового разряда, поскольку использование данных способов индикации дуги позволяет более гибко применять данные устройства в составе систем электроснабжения. Кроме того, размещение оптических датчиков вне распределительных устройств не представляется возможным ввиду плотной компоновки проводов на борту ЛА, труднодоступности подхода и необходимости в большом количестве сигнальных проводов от датчиков.

В некоторых патентах предлагается использование модулей индикации дугового разряда в составе как механических АЗК, так и твердотельных. Например, в [10] описано изобретение, предусматривающее применение схемы индикации и ликвидации аварийного дугового разряда в качестве дополнительного модуля к механическому автомату защиты и коммутации. В отличие от классического автомата защиты и коммутации данный образец подключается не только к линии питания, но и к нейтральной линии. Силовые линии представлены в прототипе в виде жесткого проводника, окруженного и удерживаемого гибким проводником. Оба проводника проходят через трансформатор тока, который является датчиком для модуля индикации дугового разряда. Помимо трансформатора тока модуль снабжен датчиком напряжения, который измеряет падение напряжения на жестком проводнике. Представленный миниатюрный автоматический выключатель является наиболее дешевым вариантом создания автомата защиты с функцией гашения дуги, отличается простотой конструкции и как следствие высокой надежностью. Однако использование нейтрального провода для диагностики дугообразования приводит к кардинальной перестройке всей авиационной системы

электроснабжения, в которой традиционно в качестве нейтрального провода используется металлический каркас ЛА.

В другом патенте [11] описано устройство датчика неисправности проводки с функцией защиты от дуговых замыканий, который предусматривает прокладку дополнительного силового провода параллельно существующему проводнику. Данный способ позволяет проводить оценку целостности фидера от источника до места размещения датчика, без необходимости прокладки нейтрального провода. Проложенный дополнительный проводник позволяет измерять и проверять падение напряжения на силовом проводнике, чтобы оно было небольшим и/или не имело дополнительного высокочастотного шума. В другом варианте реализации дополнительный проводник является резервным силовым проводником, соединенным параллельно с основным силовым проводником, что позволяет измерить величину протекающего тока как в основном, так и в дополнительном силовом проводе.

Применение дополнительного силового провода не приводит к кардинальной перестройке авиационной системы электроснабжения, однако ведет к увеличению веса и объема кабельной сети, что в сумме с жестким лимитом на массу и ограниченной площадью отверстий в силовом каркасе, делает невозможным реализацию данных способов на борту ЛА. Кроме того, из-за постоянного увеличения потребляемой мощности в системе электроснабжения, намечается тенденция к повышению номинального напряжения в сети, следовательно, при применении контактной защитной аппаратуры резко повышается вероятность возникновения последовательной дуги между контактами. Таким образом, в большинстве патентов на устройства защиты от аварийных дуговых разрядов предполагается их применение в составе бесконтактной аппаратуры защиты и коммутации.

Применение модулей индикации дуги в полупроводниковом прерывателе цепи переменного тока описано в [12]. Устройство обеспечивает питанием цепь нагрузки с определенным уровнем напряжения и тока, управляет мощностью при обнаружении короткого замыкания на землю, а также при обнаружении параллельных и последовательных дуговых разрядов в цепи нагрузки. В состав прерывателя входит силовой полупроводниковый ключ, построенный на МОП-транзисторах, а также микроконтроллер, подпрограммы которого обнаруживают дуговой разряд по аномалиям в форме волны напряжения и в формах тока в течении нескольких периодов.

Похожее устройство также описано в [13], однако, в отличие от устройства, описанного в [12], оно снабжено двумя отдельными АЦП, которые преобразуют сигналы из непрерывных аналоговых сигналов в дискретные цифровые данные. Один АЦП обнаруживает наличие последовательного дугового замыкания, а другой – короткое замыкание на землю и/или дуговое замыкание на нейтральный провод. Каждый АЦП ра-

ботает независимо от другого и может быть доступен для микроконтроллера по мере необходимости, не мешая работе другого АЦП. Данная схема позволяет сконфигурировать модуль так, чтобы он мог использовать свой датчик с различной частотой дискретизации в зависимости от потребностей соответствующих алгоритмов обнаружения. Таким образом освобождаются внутренние ресурсы главного процессора для других операций и действий, связанных с обнаружением неисправностей модулей, отслеживанием времени и/или для управления периферийными устройствами по мере необходимости.

Патент [14] описывает трехфазный автоматический прерыватель с функцией ликвидации дугового разряда. По своей структуре он похож на устройство, описанное в [13], то есть имеет микроконтроллер и отдельный модуль обнаружения дуги, но имеются и различия в виде присутствия трех микроконтроллеров: по одному на каждую фазу. Индикация дуги происходит за счет обнаружения внезапного роста переменного тока при синхронном падении напряжения, а также наличию значительного количества высокочастотного шума.

Такие устройства могут быть использованы в авиационных сетях переменного тока, однако применение микроконтроллера снижает их помехозащищенность. Алгоритмы обнаружения дуги могут дать ложные срабатывания при внешних электромагнитных помехах, работе коммутационной аппаратуры в составе СЭС или при переходном режиме работы СЭС. Кроме того, в патентах не раскрыты все алгоритмы подпрограмм процессоров и модулей АЦП, параметры индикации дугового разряда, что требует проведения дополнительных исследований по методам индикации дуги.

В отличие от предыдущих изобретений, в [15] описывается автоматический прерыватель цепи в миниатюрном исполнении с функцией прерывания дугового разряда, который помимо использования схожих алгоритмов обнаружения дугового разряда, применяет заранее заложенные в микропроцессор характеристические профили различных нагрузок, чтобы уменьшить количество ложных срабатываний в автоматическом выключателе. Устройство может быть использовано в составе авиационных систем электропитания, однако вопрос о его помехозащищенности (из-за наличия микроконтроллера) остается открытым. Это устройство обладает лучшей защитой от ложных срабатываний, по сравнению с устройствами, представленными в [12–14], однако наличие большого количества нетипичных нагрузок и постоянно меняющийся их состав затрудняет применение данного устройства в составе ЛА. Также в патенте не раскрыт состав оборудования, алгоритмы подпрограмм обнаружения дуги в микроконтроллере, а также таблицы с профилями нагрузок, что требует проведения дополнительных исследований.

В патенте [16] описывается устройство обнаружения дугового разряда с функцией защиты от ложного

срабатывания, которое обладает внутренней памятью, записывающей параметры тока и напряжения при срабатывании АЗК. Данный подход при планируемых сроках эксплуатации в районе десятков лет и столкновении с ранее непредвиденными нагрузками позволяет уменьшить вероятность ложного срабатывания, по сравнению с другими устройствами. Устройство запоминает характеристики напряжения и тока при возникновении сигнала о дуговом разряде, сохраняет их во внутреннюю память. При последующем срабатывании датчиков дугового разряда и совпадении характеристик тока и напряжения за короткий промежуток времени устройство проигнорирует данное событие, поскольку поведение тока и напряжения при дуговом разряде носит хаотичный характер, а возникновение одинаковых моделей поведения тока и напряжения за короткий промежуток времени крайне маловероятно и сигнализирует скорее о переходных процессах внутри нагрузки. Данный способ лучше адаптирован к применению с нестандартными и постоянно меняющимися нагрузками, однако среди минусов следует отметить, что данные предыдущих срабатываний в том числе истинных затираются последующими событиями. Не раскрыто устройство и тип датчиков дугового разряда, алгоритмов идентификации дуги, программный код работы микроконтроллера. Представленные в патенте материалы не позволяют проанализировать логику работы автомата защиты и повторить его конструкцию без применения данной ИМС с вшитой программой.

Перечисленные выше патенты предполагают применение одного или нескольких датчиков, размещенных в корпусе устройства. Данный подход позволяет отказаться от прокладки дополнительных сигнальных проводов от датчиков к вычислительным центрам, но требуют больших затрат на создание алгоритмов с уменьшенной вероятностью ложных срабатываний, на применение в составе АЗК микроконтроллеров, а также не позволяет определить точное место возникновения дугового разряда. Существуют патенты, которые предлагают применение нескольких датчиков, например, в патенте US 2019199080A1 дано описание силового распределительного устройства переменного тока, в состав которого входят один или несколько аппаратов защиты и коммутации с функцией гашения дуги. Особенностью конструкции является наличие высокочастотного и низкочастотного спектральных датчиков, которые анализируют широкополосный шум и таким образом определяют наличие дуги. При этом, высокочастотный спектральный датчик является общим датчиком для всех автоматов защиты и сигнализирует о возможном возникновении дугового разряда, в то время как низкочастотные датчики находятся в каждом автомате защиты и определяют участок, где произошло дугообразование. Такая конструкция объясняется тем, что высокочастотные спектры, генерируемые дуговым разрядом, могут распространяться по всей системе электропитания и регистрироваться одновременно в нескольких ветвях, в то время как

низкочастотные спектры не могут распространяться на другие ветви. Данное решение достаточно экономично, так как использует один высокочастотный датчик на все распределительное устройство, кроме того оно существенно повышает помехозащищенность системы по сравнению с автоматами защиты, оснащенными датчиками с одним частотным спектром. Однако спектральные датчики регистрируют не только образование дугового разряда, но и различные электромагнитные помехи, наводимые от сторонних систем, а также различные переходные процессы в системе электроснабжения. Поэтому данный способ индикации дугового разряда не может быть применен для авиационных сетей переменного тока.

Существуют также решения, по применению нескольких датчиков дугового разряда, распределенных по системе электроснабжения. Данный подход позволяет упростить алгоритм индикации дугового разряда, снизить вероятность ложных срабатываний, обеспечивает инвариантность к характеру нагрузок и определяет участок на котором произошел дуговой разряд. В [17] описано изобретение, которое относится к защите электрических цепей и, в частности, к обнаружению дуговых разрядов в отдельных зонах электрических цепей. В патенте описаны различные варианты подключения токообразного трансформатора к системе электроснабжения, позволяющие регистрировать дифференциальные токи, токи утечки, дифференциальные напряжения, что обеспечивает обнаружение как последовательных, так и параллельных дуговых разрядов в каждой защитной зоне системы электроснабжения, независимо от характера формы волны дугового замыкания или направления тока нагрузки в цепи, а также все виды межфазного замыкания. Применение данных датчиков сводится к их установке в различных местах системы распределения электроэнергии, возле источников питания и нагрузок, и сравнения их показаний. Данный метод при небольших затратах обеспечивает удовлетворительную погрешность при обнаружении дуг, обнаружение дуг по нескольким признакам, не требует специальных устройств для хранения модели поведения нагрузки, но при этом обязательно наличие нейтрального провода, что как уже описывалось ранее недопустимо для авиационных сетей.

В [18] описано устройство обнаружения отказов с помощью распределенной сети датчиков. Представляемые способы и системы используют не вероятностную схему обнаружения дугового пробоя, а ту которая измеряет состояния (например, напряжение или ток), с использованием датчиков, в нескольких местоположениях в цепи, например, ответвленной цепи, для обнаружения наличия состояния дугового пробоя. В представленных способах и системах, измеренные состояния в начальной точке ответвления и каждом оконечном устройстве передаются обратно в централизованную систему обработки данных, например, контроллер, по проводному, беспроводному каналу связи или каналу связи по линии питания.

Контроллер может определять наличие состояния дугового пробоя, если таковое вообще имеет место, по оценке измеренного состояния со стороны питания в начальной точке ответвления и со стороны нагрузки в каждом оконечном устройстве. Система требует наличие дополнительных проводов или беспроводных линий связи для связи контроллера с несколькими датчиками, распределенными по всей системе электроснабжения, где каждая ветвь с нагрузкой содержит датчик на стороне нагрузки, интерфейс связи, контроллер связи, датчик со стороны источника, интерфейс связи, контроллера приема данных от каждой ветви и сравнения полученных данных.

Большинство аппаратов защиты от токовой перегрузки с функцией индикации и ликвидации дугового разряда использующие электрический методы обнаружения дуги основаны на поиске ее характерных признаков. К их числу относят: наличие широкополосного шума в цепи питания, резкость и хаотичность изменения формы тока и напряжения, отсутствие протекания тока при переходе напряжения через нулевую точку. Данный способ обнаружения универсален к типу нагрузки, роду тока и виду дуги, однако имеет повышенную вероятность ложных срабатываний при протекании неаварийных переходных процессов.

К электрическим методам обнаружения также относят способы обнаружения дугового разряда путем сравнения протекающих процессов с эталонными неаварийными процессами в системе, заложенными во внутренней памяти. К достоинства данного способа следует отнести отсутствие необходимости измерения параметров дуги, низкая вероятность ложных срабатываний, однако для реализации данного способа защиты необходимо знание электрических моделей питания защищаемых нагрузок, а именно отсутствие данных моделей в описаниях к патентам и составляет основную трудность при реализации данного подхода. Кроме того, в данном способе отсутствует универсальность к нагрузкам, требуется индивидуальная настройка устройства под параметры нагрузки и постоянный учет их возможных изменений.

#### **Классификация результатов исследований**

Основная информация по структуре устройств защиты от аварийных дуговых разрядов, конструкции, методам индикации дуги, результатам применения содержатся в обзорах, научно-технических статьях, патентной литературе и технических отчетах. В результате проведенного анализа опубликованных работ предлагается следующая классификация устройств индикации и ликвидации аварийных дуговых разрядом для авиационных сетей переменного тока, по нескольким основным критериям.

По физическим основам:

- оптические,
- тепловые,
- электромагнитные,

– электрические.

По типу применяемой силовой части:

- в виде дополнительного модуля в составе механических автоматов защиты и коммутации,
- в составе твердотельных автоматов защиты и коммутации, использующих полупроводниковых силовые приборы.

По типу применяемой электроники:

- с применением аналоговых приборов,
- с применением цифрового микроконтроллера,
- комбинированные.

По характеру размещения датчиков:

- в составе устройства,
- распределенные по системе электроснабжения.

По виду дуговых разрядов:

- для индикации параллельных дуговых разрядов,
- для индикации последовательных дуговых разрядов,
- универсальные.

По характеру изменений в СЭС, вносимых устройствами защиты от аварийных дуговых разрядов:

- с коренным изменением структуры СЭС,
- с частичным изменением структуры СЭС,
- без существенных изменений.

По месту размещения в СЭС:

- децентрализованные, в составе отдельных автоматов защиты от токовых перегрузок,
- централизованные, в составе центров управления электрическими нагрузками.

### Выводы

1. В результате анализа технической литературы по аварийным дуговым разрядам в системе электроснабжения выполнена классификация устройств защиты по физическим основам, типу применяемой силовой части, применяемой электроники, по характеру размещения датчиков, по виду дуговых разрядов, по характеру изменения структуры СЭС и месту размещения.

2. Установлено, что наибольшее число публикаций относится к автоматам защиты от дуговых разрядов для промышленных и бытовых сетей переменного тока, что объясняется распространенностью данных систем. При этом следует отметить, что число публикаций после 2008 года резко сократилось.

3. Число работ по применению устройств защиты от дугового разряда в других системах (авиационных, автомобильных и проч.) относительно невелико, наибольшая их часть опубликована после 1999 года и продолжает публиковаться до сих пор. Данный факт объясняется рядом неблагоприятных условий работы устройств защиты: наличие широкополосного шума, наводимого другими системами, импульсно-периодических нагрузок, отсутствия нейтрального провода.

4. Среди изученных патентов чаще всего встречаются способы защиты от дугового разряда, реализованные с помощью специальных электронных схем, которые внедряются в состав существующих аппаратов

защиты и коммутации. Данные схемы позволяют избежать кардинального изменения структуры СЭС, повысить автоматизацию и информативность при работе системы электроснабжения. Применение электронных схем предлагается по двум направлениям: внедрение электронных схем в качестве специальных модулей в состав традиционных тепловых автоматов защиты и коммутации, и использование схем в составе транзисторного аппарата защиты и коммутации.

5. В традиционных системах электроснабжения летательных аппаратов невозможно применить устройства защиты от дуговых разрядов, которые основаны на применении оптических, тепловых, электромагнитных принципах и ряда электрически принципах, которые предусматривают установку дополнительных датчиков и прокладку сигнальных проводов. Следовательно, наилучшим образом подходят защитные устройства, конструкция которых основана на модернизации существующих аппаратов защиты от токовых перегрузок.

6. В перспективных системах электроснабжения целесообразно применение устройств защиты от дуговых разрядов, построенных с использованием полупроводниковой силовой части, микроконтроллеров и имеющих несколько датчиков дугового разряда. Данные устройства в целях уменьшения массо-габаритных параметров целесообразно использовать в составе ЦУН, при этом возможно организовать связь между защитными устройствами и удаленными датчиками, расположенными в других ЦУН, за счет применения протоколов обмена информацией между ЦУНами.

7. Существуют несколько групп методов защиты от дугового разряда, подходящих для использования в составе бортовой системы электроснабжения. К первой группе относятся методы, использующие для обнаружения дуги ее характерные признаки: широкополосный шум, хаотичность изменения параметров тока и напряжения, скачкообразный рост тока и резкое падение напряжения в околонулевой зоне. Среди достоинств данных методов следует отметить универсальность к нагрузкам, роду тока и характеру дуги, однако велика вероятность ложных срабатываний. Вторая группа методов обнаруживает дугового разряда путем сравнения текущих параметров сети с записанными во внутреннюю память параметрами нормальных переходных процессов. К достоинствам данной группы следует отнести нечувствительность к наведенным помехам, низкая вероятность ложных срабатываний, инвариантность по отношению к типу дуги. Однако данные методы сильно зависят от характера нагрузки и требуют постоянного обновления внутренней базы данных.

8. Опубликованная техническая информация по устройствам защиты от дугового разряда не содержит исчерпывающих теоретических и прикладных материалов, достаточных для аппаратной реализации электронных устройств защиты от дугового разряда в авиационных сетях переменного тока.

## Литература

1. *R. A. Pappas, C. Singer, E. Taylor.* Arc Fault Circuit Breaker Development and Implementation.
2. *K. A. Mussmacher, P. E. William, L. Froeb.* Controllers Guard Against Arc Faults. Power Electronics Technology, November 2004.
3. *J. Brooks, G. Scott.* Arc-fault Circuit Interrupters for Aerospace Applications. Society of Automotive Engineers, 1999.
4. *T. E. Potter, M. Lavado.* Arc Fault Circuit Interruption Requirements for Aircraft Application – [www.sensata.com/download/arcfault-requirements-aircraft.pdf](http://www.sensata.com/download/arcfault-requirements-aircraft.pdf).
5. *I. Khan, M. Gritchley.* Arc Fault Detector – [www.esterline.com/Portals/3/Products/Arc\\_Fault\\_Detector\\_Paper.pdf](http://www.esterline.com/Portals/3/Products/Arc_Fault_Detector_Paper.pdf).
6. History of the AFCI. Siemens Industry, Inc. – [www.usa.siemens.com/afci](http://www.usa.siemens.com/afci).
7. *Daniel E., Robert J.* Apparatus and method for arc flash protection in electrical power systems. Patent No WO 2019026050A1.
8. *E. B. Becker, R. J. Nelson.* Apparatus including a circuit breaker adapted to selectively provide arc flash protection in connection with a wind turbine. Patent No US 9318283B2.
9. *R. Berry, P. Genry.* Адаптивное детектирование света для систем ослабления дуги. Патент № RU 2591847C2.
10. *R.J. Gass, J. Potratz, D.W. Fleege.* Integrated arc fault and ground fault current sensing package. Patent No US 2019052072A1.
11. *P. W. Dent.* Potential arc fault detection and suppression. Patent No US 9190836B2.
12. *M. Telefus, B. Larson, H. Rodriguez, S. Gerber.* Solid-state line distribution circuit interrupter. Patent No CA 3022065A1.
13. *B. T. Lentz, J. R. Beierschmitt, R. J. Gass, I. V. Drame.* Arc fault and ground fault interrupter using dual ADC. Patent No US 10031173B2.
14. *D. Kolker, C. Bhalwankar, S.C. Schmalz, A. Agarwal.* Arc fault detection system and method and circuit interrupter employing same. Patent No US 9612267B2.
15. *A. Jakupi.* Method to utilize multiple configuration software for DF/CAFI breakers. Patent № US 2018145497A1
16. *D. D. Schreuder.* Буфер принятия решения об отключении при адаптивном обнаружении дугового короткого замыкания. Патент № RU 2642467C2.
17. *G. W. Scott.* Zone arc fault detection. Patent No US 5986860A.
18. *D. D. Schreuder.* Распределенная защита от дугового пробою между выводным устройством и прерывателем цепи. Патент № RU 2654046C2.
19. *Е. В. Машуков, К. В. Куликовский, Г. М. Ульященко, Д. А. Шевцов.* Проблемы ликвидации аварийных дуговых разрядов в авиационных системах электроснабжения. – Практическая силовая электроника, 2013, № 4 (52), С. 17–20.
20. *Е. В. Машуков, Д. А. Шевцов, Г. М. Ульященко.* Транзисторные аппараты защиты и коммутации для авиационных систем распределения электроэнергии – М.: Изд-во МАИ – ПРИНТ, 2009. – 188с.

**Питулкин Алексей Андреевич**, аспирант кафедры “Микро-электронные электросистемы” МАИ (НИУ), инженер конструктор 3 категории ОКБ “Сухого”, e-mail: [shaulung@yandex.ru](mailto:shaulung@yandex.ru).

С. А. Амелин, М. А. Амелина

## МОДЕЛЬ МОП-ТРАНЗИСТОРА ДЛЯ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ В КЛЮЧЕВОМ РЕЖИМЕ

S. A. Amelin, M. A. Amelina

MOSFET model for switched-mode applications

Рассмотрены основные проблемы создания моделей МОП-транзисторов, выполнен обзор таких моделей, приведены эквивалентные схемы наиболее распространенных из них. Проведено сравнение с экспериментальными данными результатов моделирования схемы ключа, полученных для моделей, входящих в состав библиотеки программы схемотехнического моделирования Micro-Cap. Предложено использовать в качестве критерия сравнения значение полной мощности, рассеиваемой в транзисторе за период коммутации. Показаны недостатки существующих моделей. Предложена ключевая модель МОП-транзистора, в которой нелинейная емкость сток-затвор аппроксимируется экспоненциальной функцией. Показано, что предложенная модель имеет высокую точность моделирования ключевых устройств на базе МОП-транзисторов, а параметры этой модели легко вычисляются по справочным или экспериментальным данным.

**Ключевые слова:** МОП-транзистор, SPICE-модель, транзисторный ключ, мощность потерь, нелинейная емкость сток-затвор, программа моделирования электронных схем Micro-Cap.

The article regards the basic problems of MOS-transistors models developing. A review of such kind of models, as well as equivalent circuits of the most widespread of them are presented. A comparison of the switch circuit simulation results, obtained for the models included into Micro-Cap simulation program libraries, with the experimental results was performed. The authors suggested employing the value of the total power, dissipated in the transistor during the switching period, as a comparison criterion. The article shows disadvantages of the existing models. A MOS-transistor switching model where non-linear drain-to-source capacitance is approximated by the exponential function. It is demonstrated, that the suggested model allows obtaining high accuracy while modelling switched mode devices based on MOS-transistors, and its parameters are easily computed by reference or experimental data.

**Key words:** metal-oxide-semiconductor field effect transistor (MOSFET), SPICE model, transistor switch, power losses, non-linear drain-gate capacitance, Micro-Cap Electronic Circuit Analysis Program.

Для моделирования коммутационных процессов в цепях импульсных источников электропитания, как правило, используются специализированные программы схемотехнического моделирования: OrCAD, Micro-Cap, LTspice, Multisim. Очевидно, что коммутационный анализ возможен и при использовании математических систем общего назначения, например, MathCad. Однако вычислительная сложность анализа процессов в схемах, содержащих хотя бы несколько ключевых компонентов, оказывается чрезмерной и время выполнения расчета становится неприемлемым для решения практических задач. Поэтому при построении моделей компонентов, используемых в цепях силовых преобразовательных устройств, сформировалось фактически несколько направлений, каждое из которых имеет ограниченную область применения.

В частности, существуют физико-топологические модели МОП-транзисторов, весьма точно отображающие процессы в его структуре. Но их в основном используют при исследовании свойств самого полупроводникового прибора и его поведения в сравнительно несложной электрической цепи. Для моделирования процессов в реальных коммутационных устройствах, например, в импульсных стабилизаторах напряжения, эти модели, как правило, неприменимы из-за слишком высокой вычислительной сложности.

Модели, которые используются в составе программ схемотехнического моделирования, существенно проще физико-топологических (хотя, иногда основаны на них). Эти модели менее точно отображают процессы

собственно в полупроводниковом приборе, но зато обеспечивают приемлемое для практических целей время расчета при анализе сложных переключательных схем. Такие модели называют SPICE-моделями, поскольку большинство программ схемотехнического моделирования были разработаны на основе программы SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) — симулятора электронных схем общего назначения с открытым исходным кодом.

И, наконец, существуют упрощенные модели, которые воспроизводят лишь основные свойства полупроводниковых приборов (и подчас не во всех режимах). Область применения таких моделей — исследование качественных характеристик новых топологий полупроводниковых преобразователей электроэнергии, а также моделирование схем управления преобразователями. В качестве предельно упрощенной модели МОП-транзистора, работающего в ключевом режиме может использоваться неидеальный ключ — коммутационный элемент, который в зависимости от сигнала управления принимает два состояния: с высоким сопротивлением (OFF) и с низким сопротивлением (ON).

Основная задача при создании новых моделей МОП-транзисторов состоит не столько в повышении точности воспроизведения процессов в его структуре, сколько в поиске компромисса между точностью и вычислительной сложностью, т. е. обеспечение приемлемого времени расчетов. В первую очередь это относится к SPICE-моделям.

Вторая задача – разработка достаточно простых алгоритмов определения параметров модели с использованием стандартных справочных или экспериментальных данных.

Один из путей решения первой задачи – создание *SPICE*-моделей для сравнительно узкой области применения. В частности, для МОП-транзисторов это могут быть модели, предназначенные исключительно для работы в ключевом режиме. В настоящей статье предлагается одна из таких моделей, обеспечивающая большую точность по сравнению со стандартными моделями из библиотек программ схемотехнического моделирования. Особенность предложенной модели – простота расчета ее параметров на основе справочных или экспериментальных данных.

Для оценки возможностей существующих *SPICE*-моделей МОП транзисторов можно воспользоваться программой схемотехнического моделирования *Micro-Cap*. В состав библиотеки моделей этой программы входят по несколько моделей одного и того же транзистора, что позволяет сравнить эти модели между собой. Сама же программа *Micro-Cap* удобна для проведения исследований, поскольку обладает большими возможностями по обработке и графическому представлению полученных данных. Кроме того, начиная с июля 2019 года эта программа стала свободно распространяемой (дистрибутивы программы размещены на сайте производителя <http://www.spectrum-soft.com>).

Одной из удачных и общепризнанных моделей МОП-транзистора стала модель Шихмана-Ходжеса [1]. Эквивалентная схема этой модели представлена на рис. 1.

Эта модель разработана для планарной конструкции транзисторов, в которой емкость затвор-сток ( $C_{GD}$ ) постоянна. Современные МОП-транзисторы выполняются по другим технологиям и имеют иные паразитные параметры. В таких транзисторах все основные межэлектродные емкости являются существенно нелинейными. В частности, емкость затвор-сток, от величины которой в огромной степени зависит характер коммутационных процессов в схеме с МОП-транзистором, на этапе переключения транзистора может меняться в десятки раз. Кроме того, модель Шихмана-Ходжеса некорректно воспроизводит процессы при запирании паразитного обратного диода, возникающего в ходе технологического процесса изготовления транзистора [2–4].

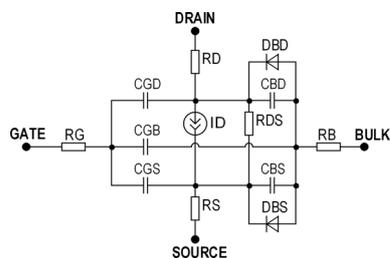


Рис. 1. Эквивалентная схема модели Шихмана-Ходжеса для МОП транзистора с каналом *n*-типа

Большинство современных *SPICE*-моделей МОП-транзисторов фактически являются доработками рассмотренной выше модели, направленными на получение нелинейных паразитных емкостей, точной величины остаточного сопротивления канала и времени восстановления обратного диода [2, 5–8]. Как правило, именно такие модели распространяют фирмы-производители МОП-транзисторов [7, 8]. Эквивалентные схемы двух таких моделей представлены на рис. 2. Это модели транзисторов IRF540N и BUZ22 [8] из библиотеки программы схемотехнического моделирования *Micro-Cap*. Точно такие же модели размещены на сайтах производителей (фирмы Infineon и Siemens). Особенностью моделей является реализация нелинейной зависимости только для емкости затвор-сток.

Для оценки точности существующих и вновь разрабатываемых моделей МОП-транзисторов и сравнения моделей между собой необходимо использовать какой-либо количественный показатель. В качестве такого показателя целесообразно использовать потери в ключе за период коммутации. Ведь именно потери в ключе являются одной из его важных эксплуатационных характеристик, а точные модели МОП-транзисторов нужны прежде всего для оценки потерь в ключах и их влияния на свойства преобразовательных устройств (прежде всего на КПД). Поэтому использование величины потерь для сравнения моделей между собой, а также для сравнения результатов моделирования и натурального эксперимента, представляется обоснованным и целесообразным. Использование объективного количественного показателя позволяет исключить неоднозначное толкование результатов моделирования и эксперимента.

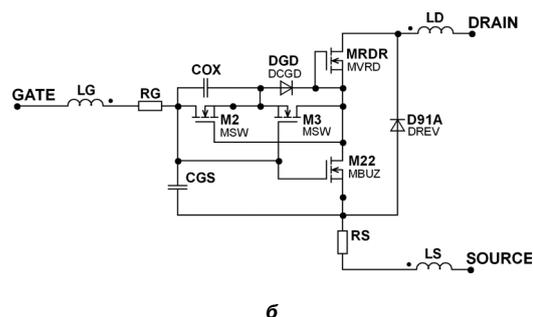
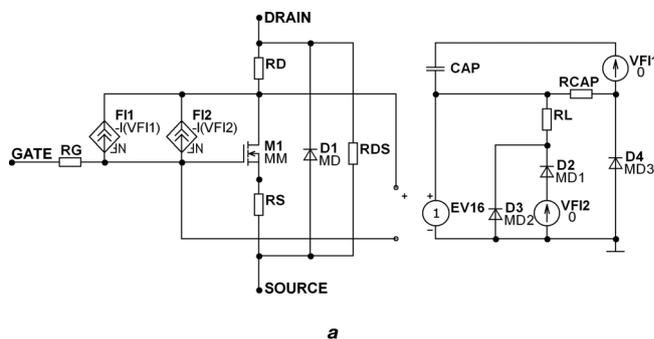


Рис. 2. Эквивалентные схемы моделей транзисторов IRF540N (а) и BUZ22\_IN (б) с нелинейной емкостью затвор-сток

Поскольку транзисторный ключ является трехплюсником, полная суммарная мощность  $S$  (суммарные потери) рассчитываются как сумма потерь в цепи затвор-исток  $S_{GS}$  и в цепи сток-исток  $S_{DS}$  [3]:

$$S = S_{GS} + S_{DS}.$$

Мгновенное значение полной мощности определяется как произведение мгновенных значений токов на мгновенные значения напряжений. Средствами программы *Micro-Cap* [9] это можно записать следующим образом:

$$V(G, S) * I(G) + V(D, S) * I(D).$$

Энергия, выделяемая на ключе за заданное время, рассчитывается как интеграл за это время от мгновенной полной мощности:

$$E_{\Sigma} = \int (V_{GS}(t) \cdot I_G(t))dt + \int (V_{DS}(t) \cdot I_D(t))dt.$$

Средствами программы *Micro-Cap* [9] это можно записать следующим образом:

$$SD(V(G, S) * I(G) + V(D, S) * I(D)).$$

Активную мощность  $P$ , рассеиваемую на ключе (мощность потерь за заданный временной интервал – целое количество периодов коммутации) можно рассчитать, разделив энергию на длительность этого временного интервала.

В программе *Micro-Cap* активную мощность можно рассчитать, используя встроенную функцию *AVG* – вычисление среднего значения величины, изменяющейся во времени:

$$AVG(V(G, S) * I(G) + V(D, S) * I(D)).$$

Однако для получения точных значений активной мощности с использованием функции *AVG* необходимо провести расчет в течение достаточно большого промежутка времени (как правило, десятка периодов и более [9]). Поэтому при сравнении точности моделей

целесообразно использовать значение энергии  $E_{\Sigma}$  для одного периода коммутации. Более того, поскольку энергия рассеивается на ключе только во время протекания через него тока стока  $I_D$  (интервал  $t_1$ ), расчет можно проводить только для этого интервала времени, т. е. считать, что  $E_{\Sigma} = E_{t_1}$ .

Энергия, рассеиваемая в ключе, состоит из нескольких составляющих, определяющих динамические и статические потери: энергии, рассеиваемой на этапе включения  $E_R$ , энергии, рассеиваемой на этапе выключения  $E_F$ , и энергии, рассеиваемой во включенном состоянии ключа  $E_{ON}$  (рис. 3):

$$E_{t_1} = E_R + E_F + E_{ON}.$$

При необходимости по величине  $E_{t_1}$  можно вычислить величину активных потерь  $P_{\Sigma}$  в транзисторном ключе, коммутируемым с периодом  $T$ :

$$P_{\Sigma} = \frac{E_{t_1}}{T}.$$

В дальнейшем именно по величине  $E_{t_1}$  (энергии, выделяемой в виде тепла на МОП-транзисторе за время замкнутого состояния ключа) и будет проводиться сравнение экспериментальных данных с результатами моделирования для оценки точности моделей.

Для получения экспериментальных данных мгновенных мощностей токов и напряжений для исследуемого транзистора, использовался стенд, позволяющий получать осциллограммы токов и напряжений цепей затвор-сток и сток-исток при различных амплитудах управляющего импульса в цепи затвора, различных сопротивлениях цепи затвора, различных типах нагрузки и различных напряжениях сток-исток. С помощью цифрового осциллографа были получены необходимые временные диаграммы (осциллограммы) токов и напряжений: тока затвора  $I_G$ , напряжения затвор исток  $V_{GS}$ , тока стока  $I_D$  и напряжения сток-исток  $V_{DS}$  в схемах

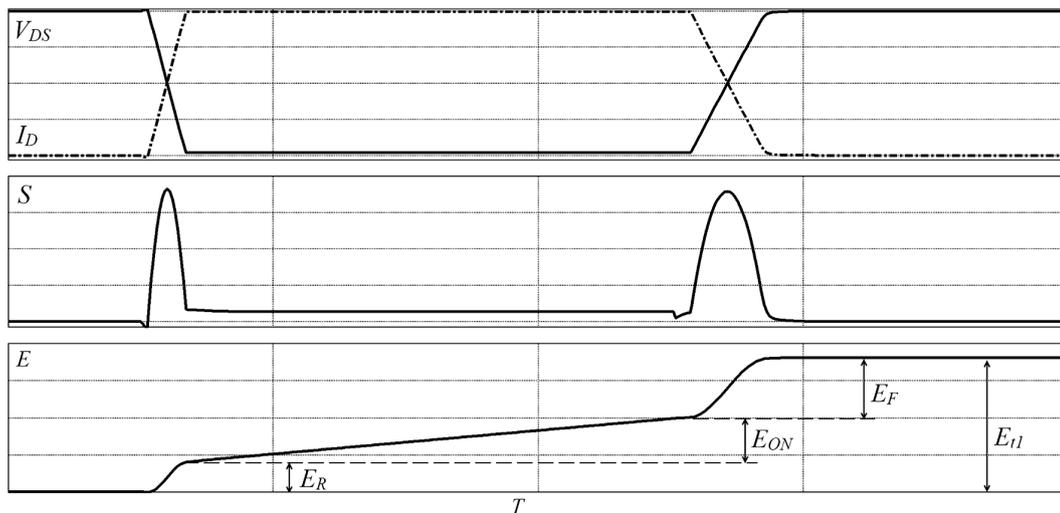


Рис. 3. Временные диаграммы процессов при переключении МОП-транзистора:  $V_{DS}$  – напряжение сток-исток,  $I_D$  – ток стока,  $S$  – мгновенное значение полной мощности,  $E$  – мгновенное значение энергии потерь

ключа с активной и активно индуктивной нагрузкой. Эти временные диаграммы были сохранены в виде файлов массивов данных в формате .csv для последующего использования в программе схемотехнического анализа *Micro-Cap*. Указав эти файлы в источнике напряжения Voltage Source можно получить в программе схемотехнического моделирования фактически экспериментальные диаграммы, что удобно для сравнения с результатами, полученными по различным моделям. Следует обратить внимание, что для получения всех осциллограмм используются источники напряжения. Поэтому графики токов, по сути, представляют собой численно равные им графики напряжения. Можно считать, что это графики с датчика тока с коэффициентом преобразования 1 : 1. При необходимости

можно получить и графики токов, если использовать источник Current Source.

Сравнение экспериментальных результатов и результатов моделирования для модели Шихмана-Ходжеса представлено на рис. 4, 5. Обработка массивов экспериментальных данных позволила получить диаграммы мгновенной мощности и вычислить потери энергии в ключе за период коммутации (рис. 5).

Как видно из рис. 4 и 5 при выбранных параметрах схемы ключа результаты эксперимента и моделирования радикально отличаются. По результатам моделирования ток стока и напряжение сток-исток меняются линейно, длительность фронта и среза примерно в восемь раз больше, чем по результатам эксперимента, протяженность “плато Миллера” имеет длительность в

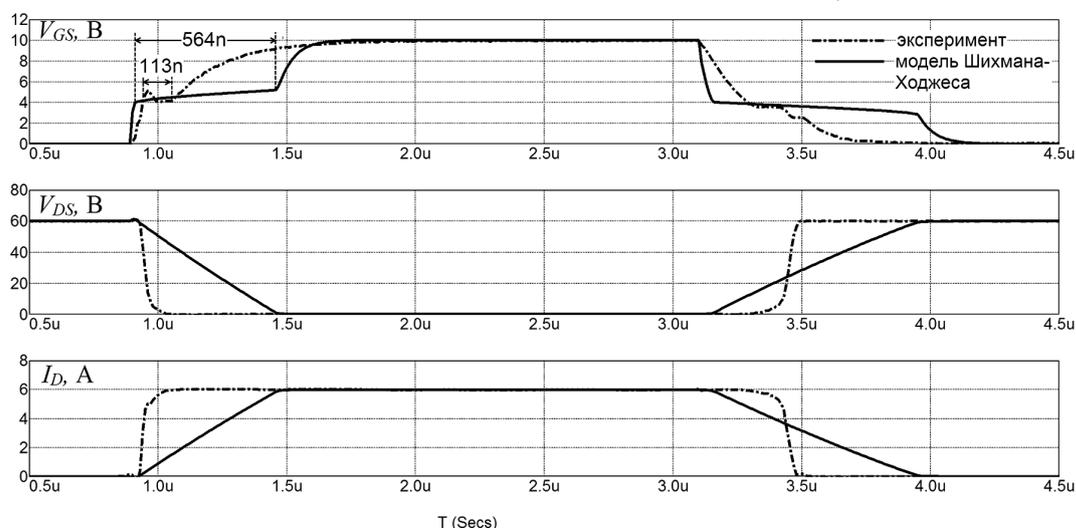


Рис. 4. Сравнение эксперимента и результатов расчетов с моделью Шихмана Ходжеса при переключении транзистора IRF540N с активной нагрузкой:  $V_{GS}$  – напряжение затвор-исток,  $V_{DS}$  – напряжение сток-исток,  $I_D$  – ток стока

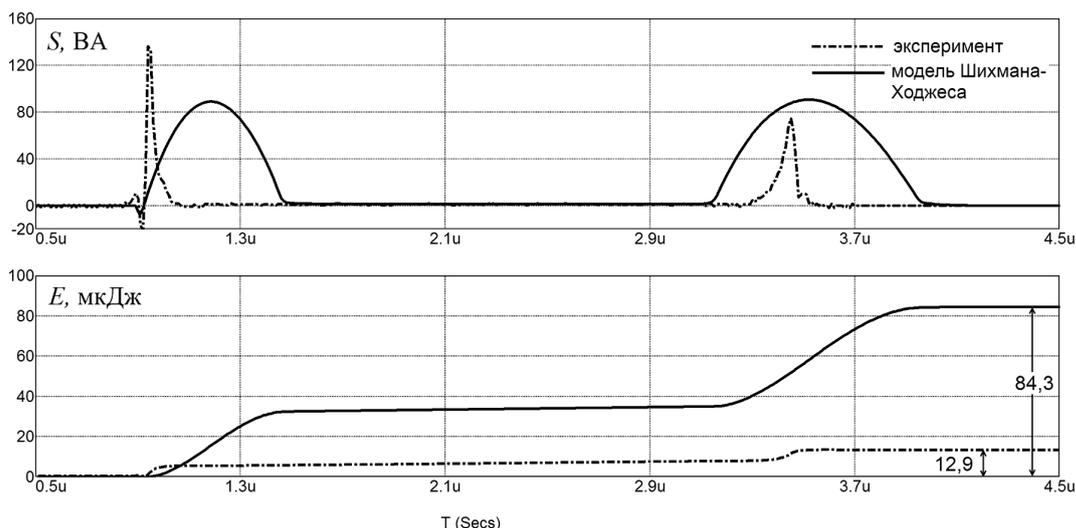


Рис. 5. Сравнение эксперимента и результатов расчетов с моделью Шихмана Ходжеса при переключении транзистора IRF540N на активную нагрузку:  $S(t)$  – мгновенные значения полной мощности;  $E(t)$  – мгновенные значения энергии, рассеиваемой на ключе

шесть раз больше экспериментальной. Соответственно, графики мгновенных значений полной мощности также очень сильно отличаются по форме. В результате значение энергии потерь  $E_{\text{т}}$  при коммутации ключа по результатам моделирования примерно в 6,5 раз превышает экспериментальные результаты (84,3 мкДж против 12,9 мкДж). Очевидно, что такую модель нельзя использовать для расчета потерь в ключе и КПД преобразовательного устройства на его основе. Кроме того, процессы в цепях формирования траектории переключения ключа при использовании рассматриваемой модели также будут далеки от реалий. По этой причине самая распространенная модель МОП-транзистора имеет весьма серьезные ограничения по применимости при использовании ее при расчете импульсных преобразователей электроэнергии.

Существенно лучшие результаты дает рассмотренная выше (см. рис. 2а) модифицированная модель транзистора IRF540N, учитывающая нелинейную зависимость емкости затвор-сток (рис. 6, 7).

Результаты эксперимента и моделирования совпадают с высокой степенью точности. Разница энергий потерь  $E_{\text{т}}$  составляет всего 4% (12,9 мкДж и 13,4 мкДж соответственно). Казалось бы, такую модель можно использовать при расчете потерь при коммутации. Однако, к сожалению, такая точность обеспечивается далеко не во всех режимах работы ключа. Например, если снизить амплитуду управляющих импульсов до 6 В, а сопротивление в цепи затвора увеличить до 100 Ом, точность моделирования резко падает (рис. 8, 9).

Особенно большая разница наблюдается на этапе включения ключа. При этом длительность “плато

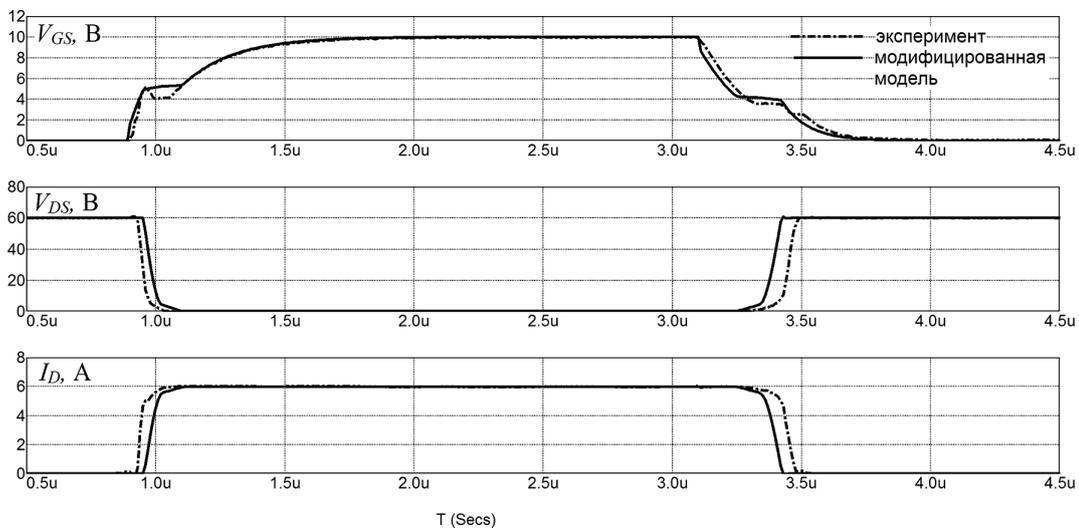


Рис. 6. Сравнение эксперимента и результатов расчетов с модифицированной моделью, учитывающей нелинейность проходной емкости  $C_{GD}$ :  $V_{GS}$  – напряжение затвор-исток,  $V_{DS}$  – напряжение сток-исток,  $I_D$  – ток стока

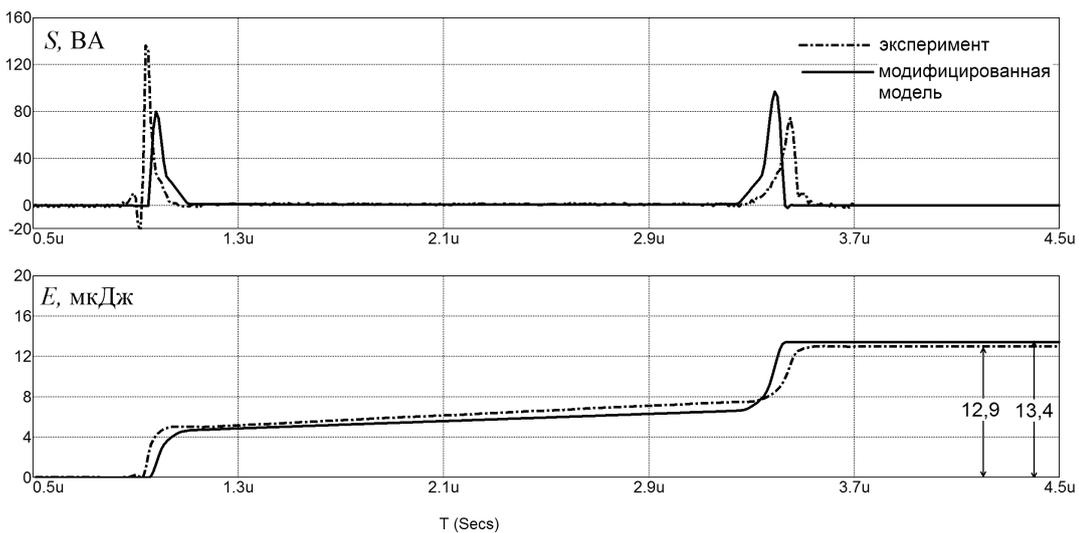


Рис. 7. Сравнение эксперимента и результатов расчетов с модифицированной моделью, учитывающей нелинейность  $C_{GD}$ : мгновенные значения полной мощности  $S$  и мгновенные значения энергии потерь  $E$

Миллера” по результатам моделирования в два раза больше, чем по экспериментальным данным. Соответственно, энергии потерь при включении ключа  $E_R$  отличаются почти в 1,8 раза (37 мкДж и 21 мкДж). Общая энергия потерь  $E_{t1}$  по результатам моделирования в 1,4 раза больше, чем по экспериментальным данным (50 мкДж и 35 мкДж соответственно).

Одна из основных причин отклонения модельных результатов от экспериментальных – упрощенный способ реализации нелинейной емкости. Эта реализация заключается в коммутации емкости постоянной величины при помощи дополнительных ключей. Разработчикам модели удалось реализовать структуру (рис. 2а), обеспечивающую достаточно хорошую сходимость вычислительных алгоритмов численных методов расчета, однако при этом существенно пострадала точность самой нелинейной зависимости емкости затвор-сток

$C_{GD}$  от напряжения сток-затвор  $V_{DG}$ . Эта зависимость не соответствует справочным и экспериментальным данным (рис. 10). Разные модификации рассматриваемой модели, предлагаемые различными производителями полупроводниковых приборов, появились в результате попыток приблизить эту зависимость к экспериментальной с сохранением высокой скорости расчета [4, 6, 8]. Пока эту задачу полностью решить не удалось. Кроме того, при наличии сложных аппроксимационных зависимостей вычислить параметры модели становится очень сложно [10, 11], особенно с учетом того, что фирмы-производители не раскрывают алгоритмы расчета параметров модели.

С учетом представленных результатов актуальной задачей является построение модели, точно реализующей зависимость  $C_{GD}$  от  $V_{DG}$ . Как показала серия вычислительных экспериментов, нелинейностью ем-

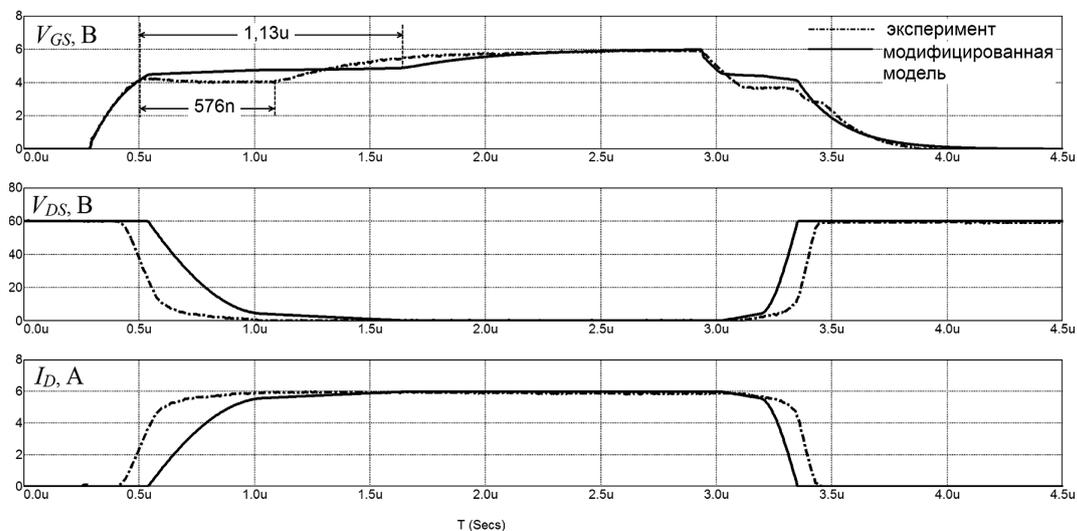


Рис. 8. Сравнение эксперимента и результатов расчетов с модифицированной моделью при амплитуде управляющего напряжения 6 В:  $V_{GS}$  – напряжение затвор-исток,  $V_{DS}$  – напряжение сток-исток,  $I_D$  – ток стока

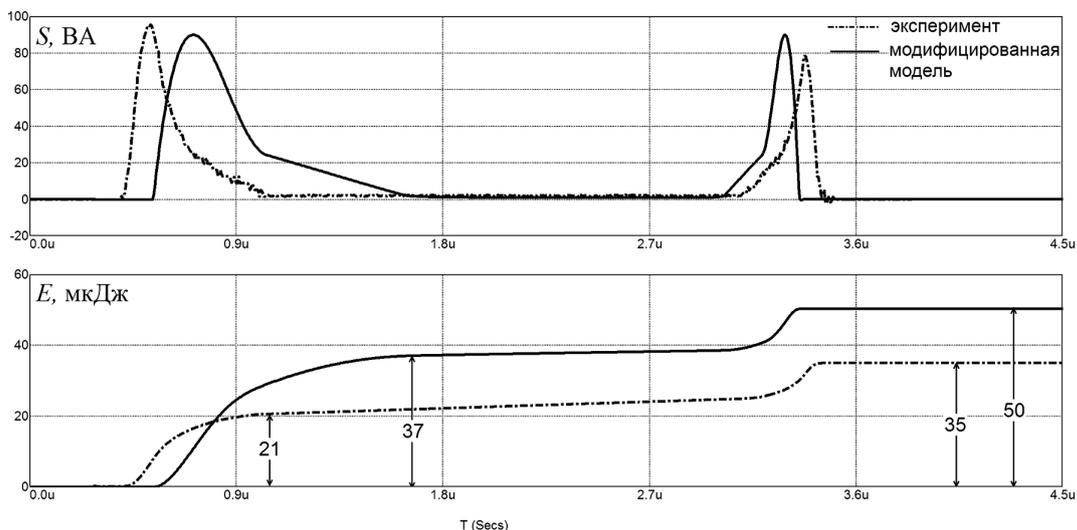


Рис. 9. Сравнение эксперимента и результатов расчетов с модифицированной моделью при амплитуде управляющего напряжения 6 В: мгновенные значения полной мощности  $S$  и мгновенные значения энергии потерь  $E$

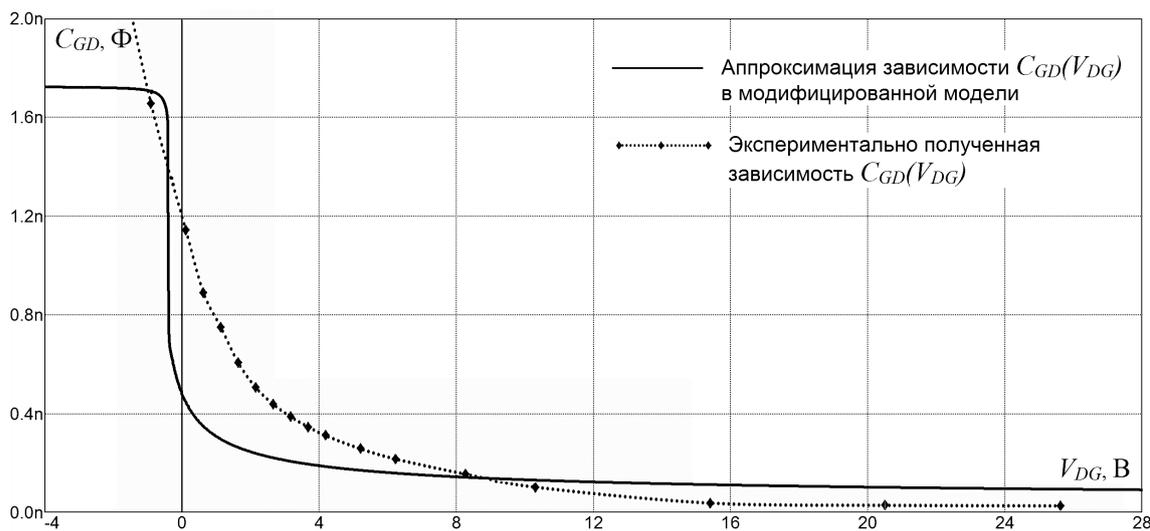


Рис. 10. Зависимость емкости затвор-сток  $C_{GD}$  от напряжения сток-затвор  $V_{DG}$

кости сток-исток  $C_{DS}$  можно пренебречь (ее влияние на процессы переключения крайне мало). Емкость затвор-исток  $C_{DS}$  при изменении напряжения  $V_{DS}$  практически не меняется.

При этом для расчета параметров модели необходимо использовать не справочные данные для паразитных емкостей, а измеренные для конкретного экземпляра МОП-транзистора, для которого снимались экспериментальные осциллограммы. Только в этом случае сравнение моделирования с экспериментом будет корректным и можно будет точно судить о степени адекватности модели.

Для улучшения точности моделирования предлагается использовать ключевую модель МОП-транзистора на основе нелинейного сопротивления, управляемого напряжением (рис. 11).

Сопротивление канала транзистора  $R_{DS}$  является нелинейным и зависит от напряжения на затворе (точнее, от превышения напряжением на затворе порогового напряжения). Для задания алгоритма изменения сопротивления канала под управлением напряжения на затворе используются четыре параметра:

$V_{ON}$  – напряжение на затворе, при котором происходит полное замыкание транзисторного ключа;

$V_{OFF}$  – пороговое напряжение затвора;

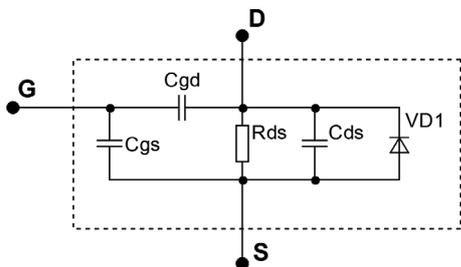


Рис. 11. Упрощенная структура ключевой модели МОП-транзистора

$R_{ON}$  – сопротивление канала при замкнутом состоянии ключа;

$R_{OFF}$  – сопротивление канала в разомкнутом состоянии ключа.

В качестве такого нелинейного резистора можно использовать ключ с плавным переключением из библиотеки программы *Micro-Cap*.

При этом сопротивление ключа (сопротивление канала транзистора) будет меняться по закону:

$$R_{DS} = e^{\left[ LM + \frac{3 \cdot LR \cdot (VC - VM)}{2 \cdot VD} - \frac{2 \cdot LR \cdot (VC - VM)^3}{VD^3} \right]}$$

где  $LM = \ln[(R_{ON} \cdot R_{OFF})/2]$ ,

$LR = \ln(R_{ON}/R_{OFF})$ ,

$VM = (V_{ON} + V_{OFF})/2$ ,

$VD = V_{ON} - V_{OFF}$ .

Такую модель нельзя применять при использовании МОП-транзистора в линейном режиме, однако ее использование при моделировании ключа на МОП-транзисторе дает очень хорошие результаты.

В качестве аппроксимирующей функции нелинейной зависимости емкости  $C_{GD}$  от напряжения  $V_{DG}$  можно использовать экспоненту с ограничением. Ограничение напряжения  $V_{DG}$  осуществляется на уровне порогового напряжения МОП-транзистора.

В качестве аппроксимирующей функции использовалось выражение

$$C_{GD}(V_{DG}) = C_{GD}(25) + C_{GD}(0) \cdot e^{(-0.25 \cdot V_{DG})}$$

где  $C_{GD}(0)$  – емкость при напряжении  $V_{DG} = 0$  В, а  $C_{GD}(25)$  – емкость при напряжении  $V_{DG} = 25$  В.

Значение  $C_{GD}(25)$  можно взять из справочных данных (оно равно значению проходной емкости  $C_{RSS}$  при напряжении  $V_{DS} = 25$  В), либо измерить экспериментально. Значение  $C_{GD}(0)$  также можно получить, используя справочные данные. Если для МОП-транзистора указано значение  $C_{RSS}$  при напряжении

$V_{DS} = 0,1$  В, то в качестве  $C_{GD}(0)$  можно использовать именно это значение. Если же зависимость  $C_{RSS}(V_{DS})$  приведена только для диапазона 1–25 В, то ее нужно экстраполировать и получить значение  $C_{RSS}(0)$ , которое и использовать в качестве  $C_{GD}(0)$ . Или же измерить  $C_{GD}(0)$  экспериментально.

Для тестируемого транзистора IRF540N были измерены значения  $C_{GD}(0) = 1200$  пФ, а  $C_{GD}(25) = 40$  пФ. В результате было получено аппроксимирующее выражение:

$$C_{GD}(V_{DG}) = 1200 \cdot 10^{-12} \cdot e^{(-0,28 \cdot V_{DG})} + 40 \cdot 10^{-12}.$$

Экспериментальная зависимость  $C_{GD}(V_{DG})$  и предложенная аппроксимация представлены на рис. 12.

Как видно из рис. 12, экспоненциальная функция неограниченно возрастает в области отрицательных значений напряжения  $V_{DG}$ . Ее необходимо ограничить на уровне порогового напряжения МОП-транзистора. Для тестируемого транзистора IRF540N пороговое напряжение составило 2,2 В. Ограничение можно выполнить простейшим диодным ограничителем. Кроме того, существенное влияние на процессы переключения оказывает индуктивность вывода истока. Ее также необходимо добавить в схему модели (индуктивностями выводов затвора и стока можно пренебречь). В результате получилась ключевая модель транзистора IRF540N (рис. 13).

Сравнение результатов эксперимента и моделирования для предложенной модели при амплитуде управляющих импульсов 10 В, представлено на рис. 14, 15.

Как видно из представленных рисунков, предложенная модель точнее воспроизводит форму процессов при переключении ключа, а разница суммарных потерь энергии при моделировании и эксперименте не хуже, чем у модифицированной модели Шихмана-Ходжеса (см. рис. 5 и 6). Кроме того, эта модель остается достаточно точной и при изменении параметров переключения (в частности, амплитуды управляющего напряжения и сопротивления цепи затвора). Временные диаграммы при амплитуде управляющих

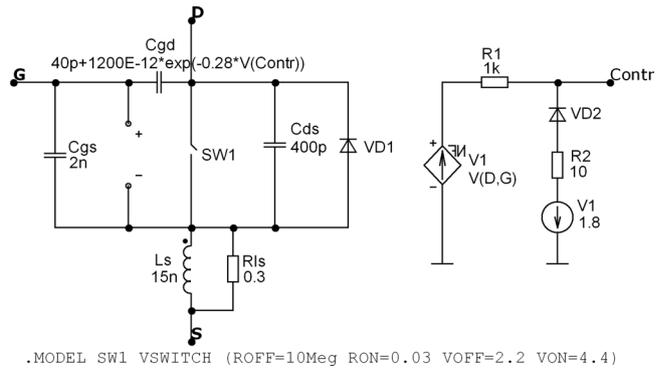


Рис. 13. Эквивалентная схема ключевой SPICE-модели транзистора IRF540N для программы Micro-Cap

импульсов 6 В и сопротивлении в цепи затвора 100 Ом представлены на рис. 16 и 17.

Как видно из рис. 17, предложенная ключевая модель в указанном режиме обеспечила точность моделирования энергии потерь в ключе на уровне 6%, в то время, как модифицированная модель Шихмана-Ходжеса по сравнению с экспериментальными данными дала ошибку в 40% (см. рис. 5).

Таким образом, предложена сравнительно простая модель МОП транзистора, обеспечивающая высокую точность воспроизведения процессов переключения ключа на основе такого транзистора. Алгоритм расчета параметров модели предельно простой, при этом используются стандартные справочные параметры. Модель легко может быть реализована в виде подсхемы Micro-Cap, что в совокупности с простотой расчета параметров позволяет создавать библиотеки моделей МОП-транзисторов.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 17-07-00148 А «Разработка оптимального алгоритма определения системы параметров полупроводниковых приборов на основе МОП-структур с целью формирования их математических SPICE-моделей».

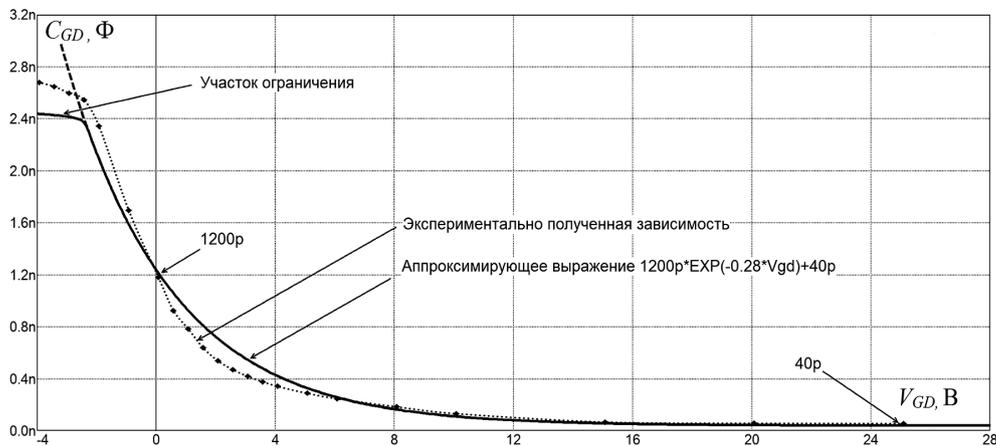


Рис. 12. Зависимость нелинейной емкости затвор-сток  $C_{GD}$  от напряжения сток затвор  $V_{DG}$

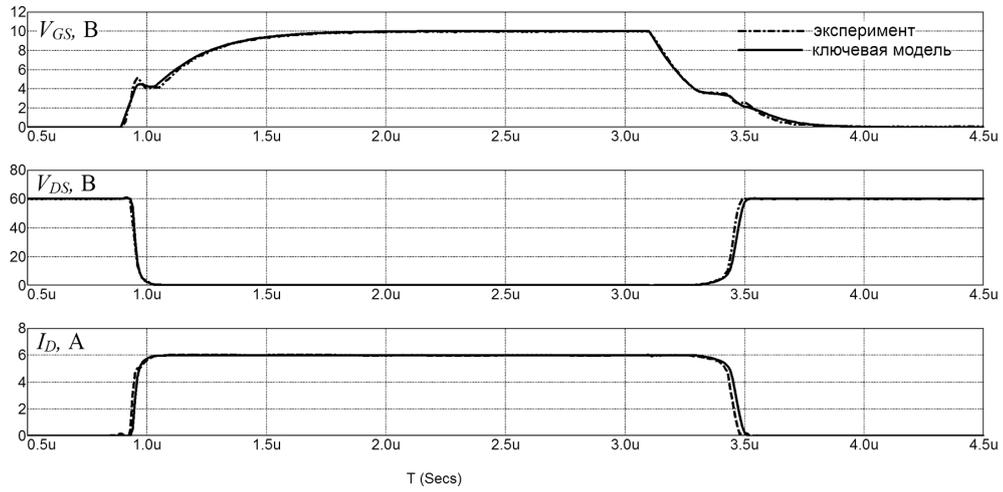


Рис. 14. Сравнение эксперимента и результатов моделирования с ключевой моделью, учитывающей нелинейность  $C_{GD}$ :  $V_{GS}$  – напряжение затвор-исток,  $V_{DS}$  – напряжение сток-исток,  $I_D$  – ток стока

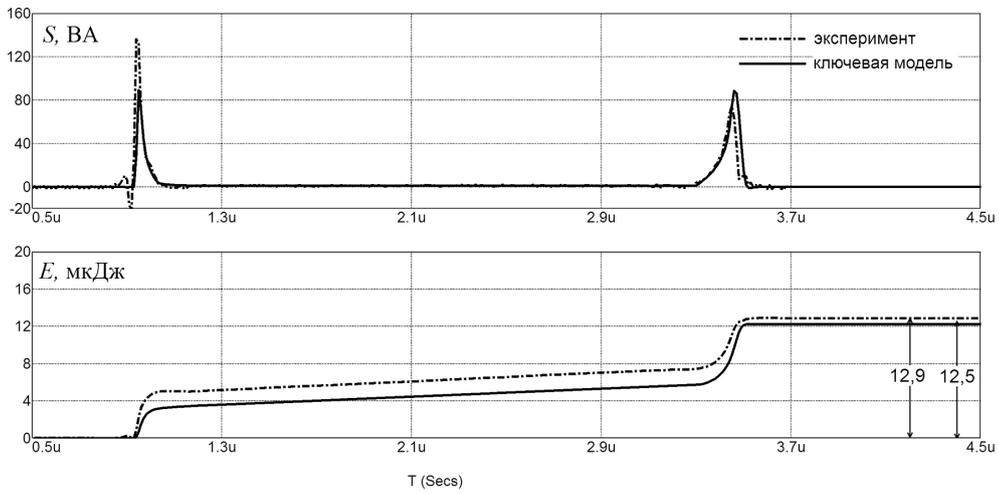
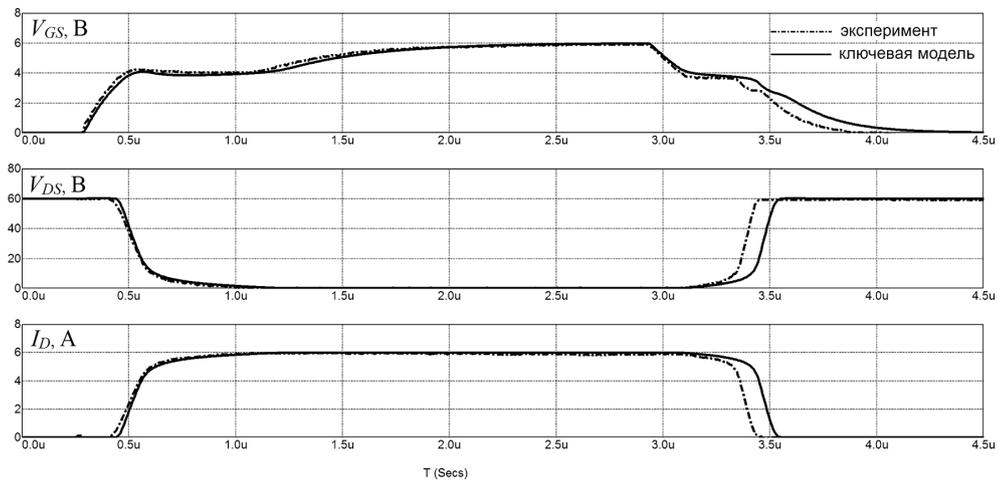


Рис. 15. Сравнение эксперимента и результатов моделирования с ключевой моделью, учитывающей нелинейность  $C_{DG}$ :  $S(t)$  – мгновенное значение полной мощности,  $S$  – измеренная средняя полная мощность в течение периода коммутации



Рису. 16. Сравнение эксперимента и результатов расчетов с ключевой моделью при амплитуде управляющего напряжения 6 В:  $V_{GS}$  – напряжение затвор-исток,  $V_{DS}$  – напряжение сток-исток,  $I_D$  – ток стока

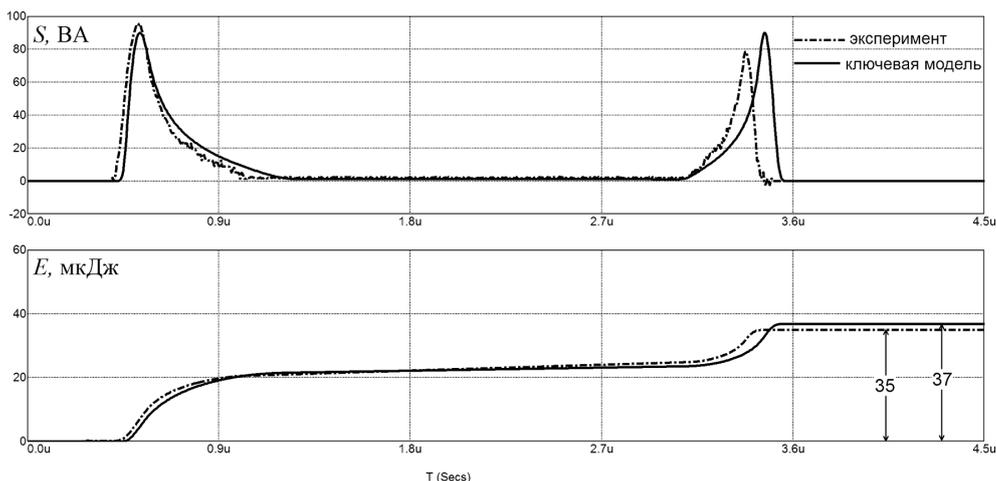


Рис. 17. Сравнение эксперимента и результатов расчетов с ключевой моделью при амплитуде управляющего напряжения 6 В: мгновенные значения полной мощности  $S$  и мгновенные значения энергии потерь  $E$

### Литература

1. H. Shichman and D.A. Hodges, "Modeling and Simulation of Insulated-Gate Field-Effect Transistor Switching Circuits", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-3, No. 3, pp. 285–289. September 1968.
2. С. А. Амелин, М. А. Амелина. Разновидности SPICE-моделей транзисторов с изолированным затвором. — ЭНЕРГЕТИКА, ИНФОРМАТИКА, ИННОВАЦИИ—2017. Сб. трудов VII-ой Межд. науч.-техн. конф. в 3 т. Т 2. С. 15–20.
3. М. А. Амелина, С. А. Амелин. К анализу энергетических характеристик преобразовательных устройств в программе схемотехнического моделирования Micro-CAP. — ЭНЕРГЕТИКА, ИНФОРМАТИКА, ИННОВАЦИИ — 2017. Сб. трудов VII-ой Межд. науч.-техн. конф. В 3 т. Т 2. С. 25–29.
4. Лебедев А. Г., Недолужко И. Г. Усовершенствование PSpice модели мощных диодов и МДП транзисторов и определение их параметров. — Практическая силовая электроника. 2003. № 11. С. 4–10.
5. Лебедев А. Г., Недолужко И. Г. Анализ коммутационных процессов в ключе на МДП-транзисторе с индуктивной нагрузкой. — Компоненты и технологии, 2007, № 4. С. 123–128.
6. S. Malouyans. Компьютерные модели Spice для силовых МОП ПТ. International Rectifier AN 975B. Силовые полупроводниковые приборы. Перевод с английского под редакцией В. В. Токарева. — Воронеж 1995. ©International Rectifier. С. 403–410.
7. А. И. Колпаков. В лабиринте силовой электроники (Сборник статей). — СПб: "Издательство Буковского", 2000.
8. Dr. P. Turkes, Dr. M. Marz, P. Nance. SPICE Models for SiPMOS Components. SIEMENS Power Semiconductor Application Note AN\_PSM1e.
9. Амелина М. А., Амелин С. А. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap. Версии 9, 10. [Электронный ресурс]: учеб. пособие: Амелина М. А., Амелин С. А. — Электрон. текстовые дан. — СПб.: Лань, 2014. — 632 с. — Режим доступа: URL: <https://e.lanbook.com/book/53665>.
10. Воронин П. А., Лебедев А. Г., Недолужко И. Г. Определение параметров PSpice-моделей МДПТ и БТИЗ по экспериментальным характеристикам. — Силовая Электроника. 2006, №4. С. 20–23.
11. Лебедев А. Г., Недолужко И. Г. Методика определения параметров PSpice моделей IGBT транзисторов. — Силовая Электроника. 2005, № 2. С. 100–103.

**Амелина Марина Аркадьевна**, к. т. н., доцент кафедры "Электроника и микропроцессорная техника" филиала федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования "Национальный исследовательский университет "МЭИ" в г. Смоленске, тел.: +7 (920) 664-68-14, e-mail: [amelina.marina@gmail.com](mailto:amelina.marina@gmail.com);

**Амелин Сергей Александрович**, к. т. н., доцент кафедры "Электроника и микропроцессорная техника" филиала федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования "Национальный исследовательский университет "МЭИ" в г. Смоленске, тел.: +79206644398, e-mail: [amlmtr@gmail.com](mailto:amlmtr@gmail.com).

Т. В. Анисимова, А. Н. Данилина, Ю. Г. Следков

## ПРАКТИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ ПО РАЗРАБОТКЕ КОНТУРА ОБРАТНОЙ СВЯЗИ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

Т. В. Анисимова, А. Н. Данилина,  
Ю. Г. СледковPractical Recommendations on Feedback Loop Design  
for Switched Mode Power Supplies

Контур отрицательной обратной связи необходим для регулирования выходного напряжения импульсного источника питания в заданном диапазоне. Проектирование оптимального контура управления с обратной связью начинается с анализа характеристик силового каскада, который может быть выполнен методом анализа малых сигналов. В статье рассматривается основная идея и назначение малосигнального анализа для импульсных источников питания и приводятся передаточные функции основных структур преобразователей постоянного напряжения, а также основные схемы компенсации. Рассматриваются также практические вопросы разработки контура обратной связи, включая характеристики оптопар, влияние паразитных параметров компонентов, а также структуры преобразователей постоянного напряжения с несколькими выходными обмотками трансформатора.

**Ключевые слова:** преобразователь постоянного напряжения, отрицательная обратная связь, контур обратной связи, передаточная функция, малосигнальная модель, устойчивость, коэффициент заполнения, коэффициент передачи, режим непрерывных токов, режим разрывных токов.

Negative feedback control loop is necessary to regulate the output voltage of a switched mode power supply in a specified range. Optimal feedback control loop designing begins with power stage characteristics analysis, which can be performed by small-signal analysis. The article considers fundamental idea and meaning of the small-signal analysis for switched mode power supplies and discloses small-signal transfer functions for basic DC-DC converter structures, as well as general compensation circuits. It considers also some practical issues of the feedback control loop design, including opto-coupler characteristics, impact of components parasitic parameters, as well as the DC-DC converters structures with multiple output windings of the transformer.

**Key words:** DC-DC converter, negative feedback, feedback loop, transfer function, small-signal model, stability, duty ratio, gain, continuous current mode, discontinuous current mode.

Управление с обратной связью – это процесс приведения системной переменной в соответствие с конкретным желаемым значением. Он включает в себя измерение системной переменной, формирование сигнала ошибки за счет сравнения текущего значения системной переменной с эталонной величиной и воздействие на величину системной переменной, используя сигнал ошибки. В системе импульсного источника питания необходимо регулирование (стабилизация) выходного напряжения/тока для обеспечения их необходимого значения. На рис. 1 показана упрощенная

схема контура обратной связи повышающего преобразователя постоянного напряжения. Выходное напряжение необходимо поддерживать на постоянном уровне независимо от изменения входного напряжения или тока нагрузки. Это достигается путем построения контура отрицательной обратной связи, с помощью которого изменяется сигнал управления преобразователем (коэффициент заполнения импульсов управления силовым ключом), чтобы разность между величиной выходного напряжения и эталонной величиной была минимальной.

Выходное напряжение повышающего преобразователя в установившемся режиме непрерывных токов (РНТ) определяется соотношением [1]

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вх}}}{1 - D}, \quad (1)$$

где  $D$  – коэффициент заполнения.

При рассмотрении (1) возникает впечатление, что с помощью контура обратной связи необходимо увеличить коэффициент заполнения, если выходное напряжение уменьшилось, и уменьшить его – если выходное напряжение увеличилось. Однако выходное напряжение не всегда изменяется синфазно с коэффициентом заполнения. Предположим, что в коэффициент заполнения введена некоторая переменная величина, т. е.

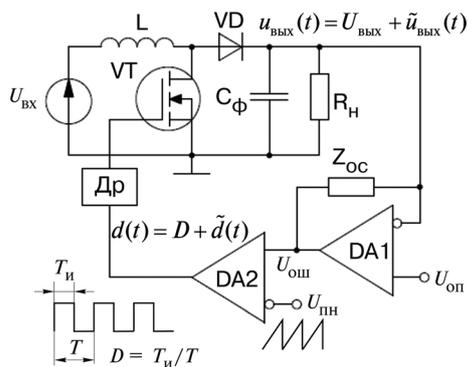


Рис. 1. Упрощенная схема контура обратной связи повышающего преобразователя

$$d(t) = D + \tilde{d}(t) = D + \tilde{d} \sin(\omega t), \quad (2)$$

где амплитуда переменной величины  $|\tilde{d}|$  много меньше установившегося значения коэффициента заполнения  $D$ . Тогда в такой же форме выходное напряжения преобразователя можно записать как

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = U_{\text{ВЫХ}} + \tilde{u}_{\text{ВЫХ}}(t) = U_{\text{ВЫХ}} + \tilde{u}_{\text{ВЫХ}} \sin(\omega t + \varphi), \quad (3)$$

где амплитуда переменной составляющей выходного напряжения  $|\tilde{u}_{\text{ВЫХ}}(t)|$  много меньше установившегося значения выходного напряжения  $U_{\text{ВЫХ}}$ , а  $\varphi$  – разность фаз между коэффициентом заполнения и изменением выходного напряжения.

На рис. 2 изменение относительной амплитуды выходного напряжения и разности фаз при изменении частоты. На рис. 3 показан реальный отклик выходного напряжения на изменение коэффициента заполнения в рабочих точках **A** и **B**. Когда коэффициент заполнения изменяется при частоте 1 кГц (точка **A**), выходное напряжение изменяется синфазно с изменением коэффициента заполнения. На частоте 10 кГц (точка **B**) выходное напряжение изменяется в противофазе с изменениями переменной составляющей коэффициента заполнения. Это означает, что обратная связь может

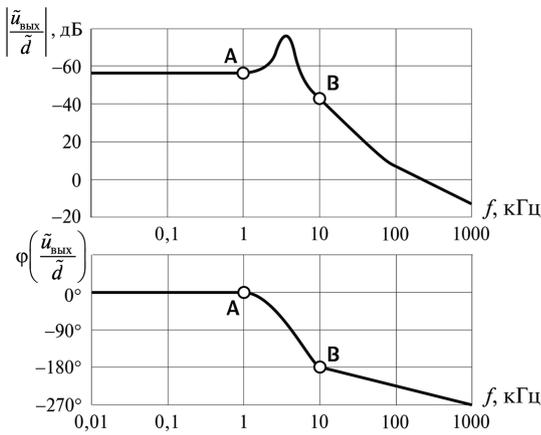


Рис. 2. Зависимость отношения амплитуд и разности фаз выходного напряжения и коэффициента заполнения от частоты

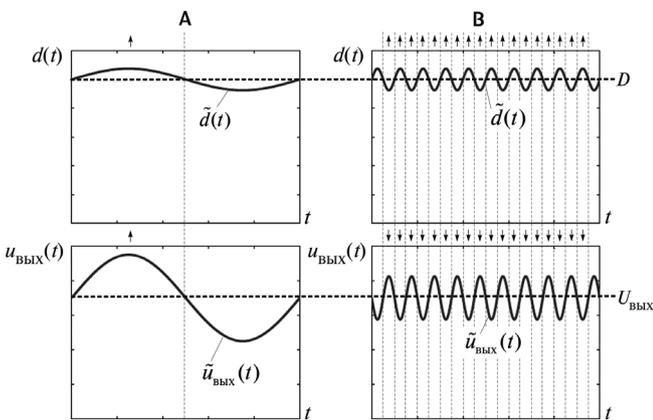


Рис. 3. Формы кривых напряжения и коэффициента заполнения в рабочих точках **A** и **B**

стать положительной, что, в свою очередь, приведет к неустойчивости всей системы, если корректирующий контур разработан неправильно, т. е. без учета частотной характеристики силового каскада. Именно по этой причине для разработки цепи обратной связи необходимо четкое представление о частотной характеристике силового каскада.

Анализ частотной характеристики динамической модели импульсного преобразователя позволяет рассмотреть как изменения входного напряжения, тока нагрузки или коэффициента заполнения влияют на изменение выходного напряжения при изменении частоты. Несмотря на то, что импульсный преобразователь представляет собой существенно нелинейную систему, эта система может быть линеаризована с помощью малосигнальной модели. В электротехнике – это общепринятый способ анализа, используемый для аппроксимации описания работы нелинейных систем с помощью линейных уравнений. Линеаризация проводится в окрестностях заданной рабочей точки и может быть достаточно точной для небольших отклонений от нее. Любая нелинейная система может быть описана количественно с помощью формул, а затем линеаризована вокруг рабочей точки с помощью частных производных относительно всех управляющих переменных.

Методы малосигнального моделирования включают в себя процесс и методы усреднения в пространстве состояний. Основная идея этих методов состоит в усреднении временных диаграмм преобразователя за один период переключений. Это позволяет исключить высшие гармоники от переключений и выводить низкочастотные переменные составляющие этих временных диаграмм. В задачу предлагаемой статьи не входит подробное описание способов малосигнального моделирования. В ней показано как использовать результаты такого моделирования при разработке контура обратной связи.

**Устойчивость контура обратной связи**

Моделирование преобразователя, охваченного контуром обратной связи можно проводить согласно блок-схеме, показанной на рис. 4. Выходной сигнал преобразователя представляет собой функцию, в состав которой входят входное напряжение, коэффициент заполнения и выходной ток. Поскольку все эти

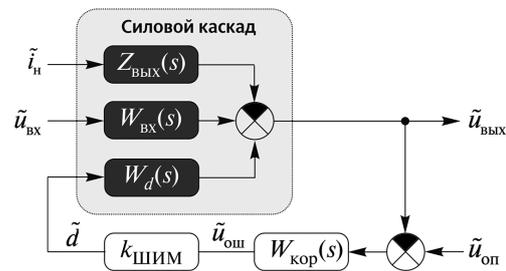


Рис. 4. Блок-схема преобразователя с обратной связью

составляющие не зависят друг от друга, изменение выходного напряжения можно представить в виде линейной комбинации трех слагаемых:

$$\tilde{u}_{\text{вых}}(s) = W_{\text{вх}}(s) + W_d(s) - Z_{\text{вых}}(s). \quad (4)$$

Передаточные функции каждого слагаемого относительно изменения выходного напряжения определяются следующим образом:

$$W_{\text{вх}}(s) = \frac{\tilde{u}_{\text{вых}}}{\tilde{u}_{\text{вх}}}, \text{ при } \tilde{d} = 0; \tilde{i}_{\text{н}} = 0; \quad (5)$$

$$W_d(s) = \frac{\tilde{u}_{\text{вых}}}{\tilde{d}}, \text{ при } \tilde{u}_{\text{вх}} = 0; \tilde{i}_{\text{н}} = 0; \quad (6)$$

$$Z_{\text{вых}}(s) = \frac{\tilde{u}_{\text{вых}}}{\tilde{i}_{\text{н}}}, \text{ при } \tilde{u}_{\text{вх}} = 0; \tilde{d} = 0. \quad (7)$$

После замыкания контура обратной связи передаточные функции входное напряжение – выходное напряжение и выходной ток – выходное напряжение определяются следующим образом:

$$\frac{\tilde{u}_{\text{вых}}}{\tilde{u}_{\text{вх}}} = \frac{W_{\text{вх}}(s)}{1 + k(s)}, \text{ при } \tilde{i}_{\text{н}} = 0; \tilde{u}_{\text{эт}} = 0; \quad (8)$$

$$\frac{\tilde{u}_{\text{вых}}}{\tilde{i}_{\text{н}}} = \frac{Z_{\text{вых}}(s)}{1 + k(s)}, \text{ при } \tilde{u}_{\text{вх}} = 0; \tilde{u}_{\text{эт}} = 0, \quad (9)$$

где  $k(s)$  – коэффициент передачи контура обратной связи, определяемый как произведение коэффициентов передачи блоков контура обратной связи:

$$k(s) = W_d(s) \cdot W_{\text{кор}}(s) \cdot k_{\text{ШИМ}}. \quad (10)$$

В выражениях (8) и (9) изменения по выходу могут быть уменьшены за счет увеличения коэффициента контура обратной связи. Именно поэтому коэффициент усиления контура обратной связи по постоянному току должен быть бесконечно большим, чтобы устранить статическую ошибку.

Когда система устойчива, корни знаменателя  $1 + k(s)$  находятся только в левой полуплоскости. Теорема устойчивости Найквиста – один из способов определения устойчивости контура обратной связи, поскольку с его помощью определяется число полюсов, существующих в правой полуплоскости. Однако этот метод требует построения графика в полярных координатах, что несколько затрудняет анализ схемы. К счастью, метод Найквиста может быть упрощен с помощью метода запаса по фазе с использованием логарифмической частотной характеристики, если коэффициент передачи контура  $k(s)$  имеет только одну частоту перехода. Поскольку преобразователи постоянного напряжения обязательно содержат в выходном каскаде фильтр нижних частот, коэффициент передачи контура  $k(s)$  имеет только одну частоту перехода. Поэтому метод запаса по фазе широко используется при

разработке контура обратной связи.

На заданной частоте величина произведения двух передаточных функций равна сумме величин отдельных сомножителей в децибелах. Аналогично, фаза произведения двух передаточных функций есть сумма фаз каждого из сомножителей. За счет этого, логарифмическая частотная характеристика – мощный и достаточно простой инструмент для вычисления и представления параметров коэффициента передачи контура.

Полагая, что амплитудная характеристика коэффициента передачи  $k(s)$  пересекает горизонтальную ось (0 дБ) только один раз, система будет стабильной, если запаздывание по фазе на частоте перехода меньше  $180^\circ$ . На других частотах запаздывание по фазе может превышать  $180^\circ$ , и система, при этом, может быть устойчивой. Запас по фазе – это величина, на которую запаздывание по фазе меньше  $180^\circ$  на частоте перехода. Запас устойчивости по амплитуде показывает во сколько раз коэффициент усиления меньше единицы (0 дБ) на частоте, при которой сдвиг фаз составляет  $180^\circ$  (рис. 5). Как правило, запас по фазе в  $45^\circ$  обеспечивает хорошее качество переходного процесса с небольшим перерегулированием.

Несмотря на то, что система с обратной связью устойчива при разности фаз более  $180^\circ$  при частотах ниже частоты перехода при коэффициенте передачи контура обратной связи больше 0 дБ, она может стать неустойчивой при уменьшении коэффициента обратной связи. Такая система “условно” устойчива, что на практике неприемлемо.

Характеристики силового каскада определяются выбором структуры и способа управления, описанных в последующих разделах. Назначение корректирующей цепи обратной связи состоит в формировании коэффициента передачи обратной связи таким образом, чтобы задать частоту перехода с желаемым сдвигом фаз, обеспечивающим достаточный запас по фазе и амплитуде, т. е. приемлемое качество переходных процессов, регулирование по входному напряжению и нагрузке, а также устойчивость.

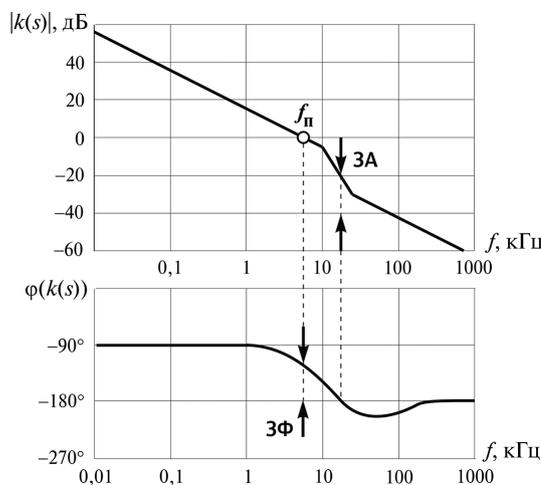


Рис. 5. Запас по амплитуде (ЗА) и фазе (ЗФ)

**Передаточные функции управление-выход основных структур преобразователей**

Из трех передаточных функций, определенных в малосигнальной модели преобразователя (рис. 4), наиболее важной является передаточная функция управление-выход, поскольку в сочетании с корректирующей цепью она непосредственно относится к устойчивости системы. В зависимости от способа управления и режима работы каждый преобразователь имеет свою передаточную функцию, которая будет рассмотрена в этом разделе. Для упрощения анализа последовательные активные сопротивления дросселя и конденсатора не учитываются. Их влияние будет рассмотрено в последующих разделах. Результаты анализа неизолированных преобразователей постоянного напряжения могут быть использованы для вариантов изолированных преобразователей понижающего, повышающего и понижающе-повышающего (инвертирующего) типа за счет введения коэффициента трансформации развязывающего трансформатора.

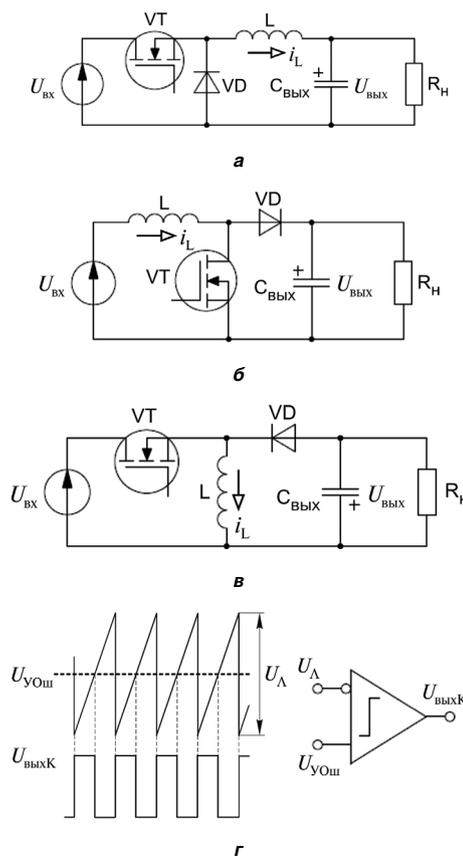
Следует отметить, что в табл. 1 и 2 выходной сигнал усилителя ошибки ( $u_{\text{УОШ}}$ ) используется вместо коэффициента заполнения ( $D$ ) как входной сигнал управления. Это сделано из соображений последовательности при анализе управления по току (*Current Mode*), где отсутствует непосредственное управление коэффициентом заполнения. Вместо этого, с помощью выходного сигнала усилителя ошибки управление осуществляется по максимальному значению тока дросселя. Для управления по напряжению (*Voltage Mode*) передаточная функция выход усилителя ошибки – коэффициент заполнения задается выражением:

$$\frac{\tilde{d}}{\tilde{u}_{\text{УОШ}}} = \frac{1}{U_{\Lambda}}, \tag{11}$$

где  $U_{\Lambda}$  – размах пилообразного напряжения на рис. 6.

**Управление по напряжению в режиме непрерывных токов**

На рис. 6 приведены основные структуры преобразователей постоянного напряжения и показан принцип управления по напряжению (*Voltage Mode*). Входной управляющий сигнал – это выходной сигнал усилителя ошибки, который сравнивается с пилообразным напряжением для формирования последовательности импульсов с необходимым коэффициентом заполнения. Передаточные функции управление-выход для основных преобразователей постоянного напряжения приведены в табл. 1. Передаточная функция понижающего преобразователя содержит два полюса. При этом передаточные функции понижающего и повышающего преобразователей содержат два полюса и ноль в правой полуплоскости. Ноль в правой полуплоскости вызывает провал фазы на  $90^\circ$  аналогично полюсу в левой полуплоскости. При этом, он увеличивает коэффициент усиления на 20 дБ/дек, аналогично нулю в левой полуплоскости. Ноль в правой полуплоскости перемещается



**Рис. 6. Основные структуры преобразователей постоянного напряжения: а – понижающая; б – повышающая; в – инвертирующая; г – принцип управления по напряжению**

при изменении нагрузки и коэффициента заполнения, что делает крайне сложным обеспечить высокую частоту перехода в повышающем и инвертирующем преобразователях, работающих в режиме непрерывных токов. Это хорошо видно на примере инвертирующего преобразователя на рис. 7. В выражениях (Т1.2) и (Т1.3) в табл. 1 ноль в правой полуплоскости в самом низу при большой нагрузке и низком входном напряжении, что является наихудшим случаем при разработке контура обратной связи. На рис. 8 на примере инвертирующего преобразователя показано влияние нуля в правой полуплоскости на динамику системы. Перед скачкообразным изменением коэффициента заполнения преобразователь работал в установившемся режиме. При скачкообразном увеличении коэффициента заполнения ток дросселя постепенно увеличивается. В начале средний ток через диод уменьшается по мере уменьшения времени открытого состояния диода, и ток дросселя остается неизменным. Это приводит к временному провалу выходного напряжения, который восстанавливается по мере увеличения тока дросселя до установившегося значения. Таким образом, наличие нуля в правой полуплоскости при быстром изменении коэффициента заполнения вызывает изменение выходного напряжения в противоположном направлении, что ограничивает скорость отклика контура управления.

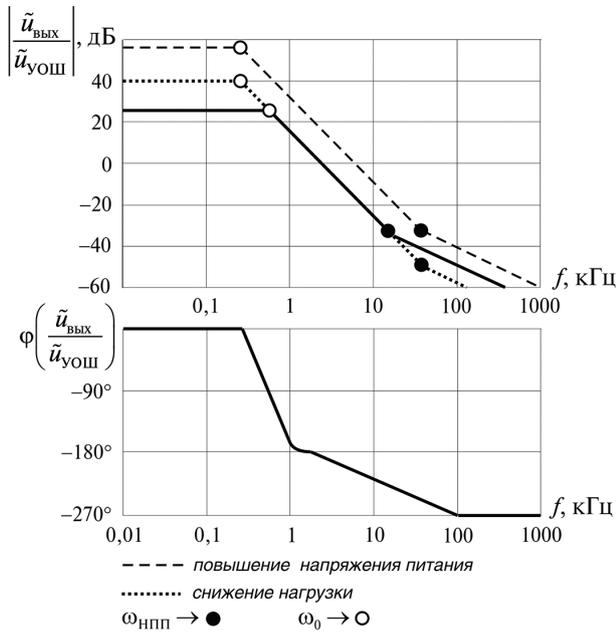


Рис. 7. Влияние нуля в правой полуплоскости на передаточную функцию управление–выход инвертирующего преобразователя

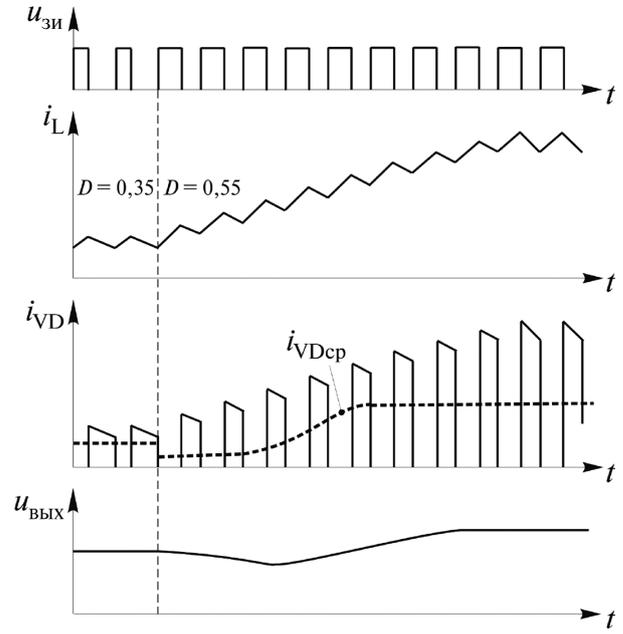


Рис. 8. Влияние нуля в правой полуплоскости на динамику инвертирующего преобразователя

Таблица 1. Передаточные функции управление–выход базовых структур преобразователей постоянного напряжения (PHT, управление по напряжению)

Структура	Передаточная функция управление–выход	
Понижающая	$\frac{\tilde{y}_{\text{ВЫХ}}}{\tilde{y}_{\text{УОШ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\Lambda} \cdot D \cdot \left[ 1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \left( \frac{s}{\omega_0} \right)^2 \right]}$ ; $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_{\text{ВЫХ}}}}; \quad Q = R_L \sqrt{\frac{C_H}{L}}$	(Т1.1)
Повышающая	$\frac{\tilde{y}_{\text{ВЫХ}}}{\tilde{y}_{\text{УОШ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} \left( 1 - \frac{s}{\omega_{\text{НПП}}} \right)}{U_{\Lambda} \cdot D \cdot \left[ 1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \left( \frac{s}{\omega_0} \right)^2 \right]}$ ; $\omega_{\text{НПП}} = \frac{(1-D)^2 R_L}{L}; \quad \omega_0 = \frac{(1-D)}{\sqrt{LC_{\text{ВЫХ}}}}$ $Q = (1-D) R_L \sqrt{\frac{C_{\text{ВЫХ}}}{L}}$	(Т1.2)
Инвертирующая	$\frac{\tilde{y}_{\text{ВЫХ}}}{\tilde{y}_{\text{УОШ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} \left( 1 - \frac{s}{\omega_{\text{НПП}}} \right)}{U_{\Lambda} \cdot D(1-D) \cdot \left[ 1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \left( \frac{s}{\omega_0} \right)^2 \right]}$ ; $\omega_{\text{НПП}} = \frac{(1-D)^2 R_L}{DL}; \quad \omega_0 = \frac{(1-D)}{\sqrt{LC_{\text{ВЫХ}}}}$ $Q = (1-D) R_L \sqrt{\frac{C_{\text{ВЫХ}}}{L}}$	(Т1.3)

**Управление по напряжению в режиме разрывных токов (PPT)**

В режиме PPT ток дросселя падает до нуля на каждом периоде переключения, что дает возможность пренебречь влиянием динамики дросселя. Следовательно, характеристики PPT имеют передаточную функцию с одним полюсом (табл. 2). Для PPT не существует нуля в правой полуплоскости, поскольку ток дросселя падает до нуля на каждом периоде переключения, и внезапное изменение коэффициента заполнения не вызовет временного уменьшения среднего тока через диод (рис. 9).

**Токовое управление в PPT**

На рис. 10 показана упрощенная схема управления по току (*Current Mode*). Усилитель ошибки определяет максимальное значение тока через ключ. Тактовый сигнал на установочном входе (S) RS-триггера задает начало периода переключений. Силовой ключ размыкается, когда информация о токе через ключ поступает на выход усилителя ошибки. Таким образом, непосредственное управление коэффициентом

заполнения отсутствует. Характерной чертой структур с токовым управлением является передаточная функция с одним полюсом, что отражено в табл. 3. Следует отметить, что нуль в правой полуплоскости по-прежнему существует для повышающей и понижающе-повышающей структур, если эти преобразователи работают в PPT. Коэффициент модуляции в табл. 3 определяется как

$$k_M = \frac{\Delta I_{\text{сн max}}}{\Delta U_{\text{вош}}} \tag{12}$$

Если в структуре используется резистивный датчик тока, коэффициент модуляции задается как проводимость резистора датчика тока ( $1/R_{\text{дт}}$ ).

**Токовое управление в PPT**

При токовом управлении работа в PPT не вызывает существенных изменений в передаточной функции. Для этого режима характерна передаточная функция с одним нулем. При этом характеристики крайне похожи на характеристики при работе в PHT, что отражено в

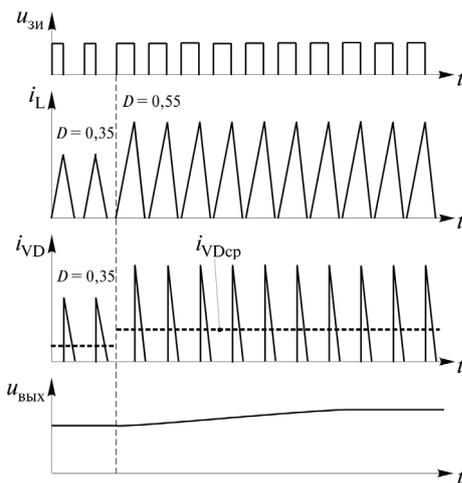


Рис. 9. Отсутствие влияния нуля в правой полуплоскости на динамику инвертирующего преобразователя

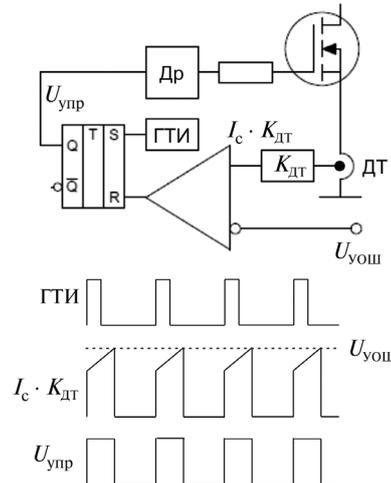


Рис. 10. Упрощенная схема токового управления (*Current Mode*)

Таблица 2. Передаточные функции управление–выход базовых структур преобразователей постоянного напряжения (PPT, управление по напряжению)

Структура	Передаточная функция управление–выход	
Понижающая	$\frac{\tilde{u}_{\text{вых}}}{\tilde{u}_{\text{вош}}} = \frac{2U_{\text{вых}}(1-M)}{U_{\Lambda} D(2-M)\left(1 + \frac{s}{\omega_{\Lambda}}\right)}$ ; $\omega_{\Lambda} = \frac{2-M}{C_{\text{вых}} R_L (1-M)}$ ; $M = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}$	(Т2.1)
Повышающая	$\frac{\tilde{u}_{\text{вых}}}{\tilde{u}_{\text{вош}}} = \frac{2U_{\text{вых}}(M-1)}{U_{\Lambda} D(2M-1)\left(1 + \frac{s}{\omega_{\Lambda}}\right)}$ ; $\omega_{\Lambda} = \frac{2M-1}{C_{\text{вых}} R_L (M-1)}$ ; $M = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}$	(Т2.2)
Инвертирующая	$\frac{\tilde{u}_{\text{вых}}}{\tilde{u}_{\text{вош}}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\Lambda} D\left(1 + \frac{s}{\omega_{\Lambda}}\right)}$ ; $\omega_{\Lambda} = \frac{2}{C_{\text{вых}} R_L}$ ; $M = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}$	(Т2.3)

Таблица 3. Передаточные функции управление–выход базовых структур преобразователей постоянного напряжения (PPT, управление по току)

Структура	Передаточная функция управление–выход	
Понижающая	$\frac{\tilde{u}_{\text{ВЫХ}}}{\tilde{u}_{\text{УОШ}}} = \frac{k_M R_L}{\left(1 + \frac{s}{\omega_\Lambda}\right)}; \quad \omega_\Lambda = \frac{1}{C_{\text{ВЫХ}} R_L}$	(Т3.1)
Повышающая	$\frac{\tilde{u}_{\text{ВЫХ}}}{\tilde{u}_{\text{УОШ}}} = \frac{k_M R_L (1-D) \left(1 - \frac{s}{\omega_{\text{НПП}}}\right)}{2 \left(1 + \frac{s}{\omega_\Lambda}\right)}; \quad \omega_{\text{НПП}} = \frac{(1-D)^2 R_L}{L} \quad \omega_\Lambda = \frac{2}{C_{\text{ВЫХ}} R_L}$	(Т3.2)
Инвертирующая	$\frac{\tilde{u}_{\text{ВЫХ}}}{\tilde{u}_{\text{УОШ}}} = \frac{k_M R_L (1-D) \left(1 - \frac{s}{\omega_{\text{НПП}}}\right)}{(1+D) \left(1 + \frac{s}{\omega_\Lambda}\right)}; \quad \omega_{\text{НПП}} = \frac{(1-D)^2 R_L}{DL}; \quad \omega_\Lambda = \frac{1+D}{C_{\text{ВЫХ}} R_L}$	(Т3.3)

Таблица 4. Передаточные функции управление–выход базовых структур преобразователей постоянного напряжения (PPT, управление по току)

Структура	Передаточная функция управление–выход	
Понижающая	$\frac{\tilde{u}_{\text{ВЫХ}}}{\tilde{u}_{\text{УОШ}}} = \frac{2k_M U_{\text{ВЫХ}} (1-M)}{(2-3M) \left(1 + \frac{s}{\omega_\Lambda}\right)}; \quad \omega_\Lambda = \frac{2-3M}{C_{\text{ВЫХ}} R_L (1-M)}$	(Т4.1)
Повышающая	$\frac{\tilde{u}_{\text{ВЫХ}}}{\tilde{u}_{\text{УОШ}}} = \frac{2k_M U_{\text{ВЫХ}} (M-1)}{(2M-1) \left(1 + \frac{s}{\omega_\Lambda}\right)}; \quad \omega_\Lambda = \frac{2M-1}{C_{\text{ВЫХ}} R_L (M-1)}$	(Т4.2)
Инвертирующая	$\frac{\tilde{u}_{\text{ВЫХ}}}{\tilde{u}_{\text{УОШ}}} = \frac{k_M U_{\text{ВЫХ}}}{1 + \frac{s}{\omega_\Lambda}}; \quad \omega_\Lambda = \frac{2}{C_{\text{ВЫХ}} R_L}$	(Т4.3)

табл. 4. Для этого режима не существует нуля в правой полуплоскости.

**Схема коррекции**

Задача схемы коррекции обратной связи состоит в формировании коэффициента передачи обратной связи таким образом, чтобы обеспечить частоту перехода в нужном месте с достаточным запасом по фазе и амплитуде для обеспечения хороших динамических свойств, регулирования по входу и выходу и устойчивость. Как показано в предыдущем разделе коэффициенты передачи на низких частотах (по постоянному току) передаточной функции не бесконечны. Следовательно, в корректирующей цепи неизбежно требуется интегратор, чтобы коэффициент усиления обратной связи стал бесконечным на нулевой частоте (на постоянном токе). Однако, интегратор вносит задержку по фазе, равную 90°, т. е. необходимо ввести нули для компенсации этой задержки.

По числу нулей и полюсов схемы коррекции можно разделить на три типа.

**Корректирующее звено 1-го типа**

Это наиболее простая структура, показанная на рис. 11. Она содержит только интегратор:

$$W_{\text{кор}} = \frac{k_i}{s}, \tag{13}$$

где  $k_i$  – коэффициент усиления интегратора.

Такой тип коррекции может применяться в устройствах с узкой полосой пропускания, поскольку величина частоты перехода всегда ограничена полюсом передаточной функции силового каскада (рис. 11).

**Корректирующее звено 2-го типа**

Такое звено содержит интегратор, один полюс и один нуль (рис. 12). Ее передаточная функция задается выражением

$$W_{\text{кор}} = \frac{k_{\text{и}} \left( 1 + \frac{s}{\omega_{\text{КН}}} \right)}{s \left( 1 + \frac{s}{\omega_{\text{КП}}} \right)}, \quad (14)$$

где  $k_{\text{и}}$  – коэффициент усиления интегратора;  $\omega_{\text{КН}}$  – компенсация нуля;  $\omega_{\text{КП}}$  – компенсация полюса.

Ноль введен для компенсации отставания по фазе, вызванного наличием интегратора, а полюс – для ослабления пульсаций на частоте переключений. Корректирующее звено 2-го типа обычно используется для систем, передаточная функция управление–выход

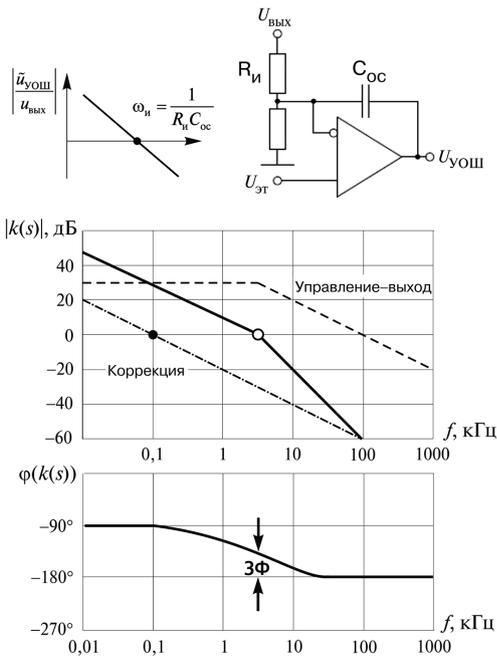


Рис. 11. Корректирующее звено 1-го типа

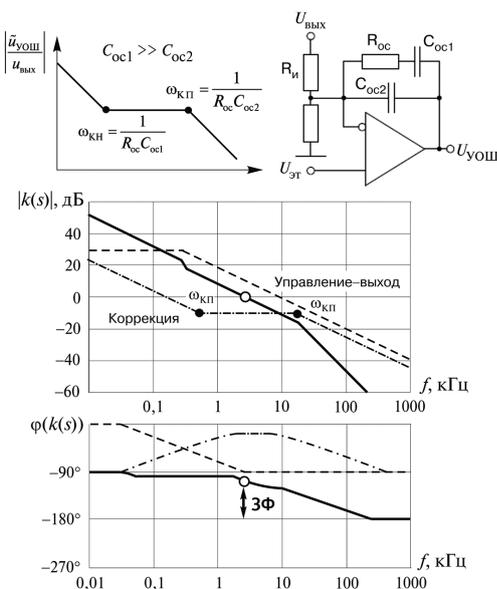


Рис. 12. Корректирующее звено 2-го типа

которых содержит один полюс. Такое звено может обеспечить максимальный запас по фазе  $90^\circ$  в системе с одним полюсом при частоте перехода выше, чем полюс силового каскада (рис. 12).

**Корректирующее звено 3-го типа**

Звено содержит интегратор и, соответственно, два нуля и два полюса (рис. 13). Передаточная функция звена задается выражением

$$W_{\text{кор}}(s) = \frac{k_{\text{и}} \left( 1 + \frac{s}{\omega_{\text{КН1}}} \right) \left( 1 + \frac{s}{\omega_{\text{КН2}}} \right)}{s \left( 1 + \frac{s}{\omega_{\text{КП1}}} \right) \left( 1 + \frac{s}{\omega_{\text{КП2}}} \right)}, \quad (15)$$

где  $k_{\text{и}}$  – коэффициент усиления интегратора,  $\omega_{\text{КН1}}$  и  $\omega_{\text{КН2}}$  – компенсация нулей, а  $\omega_{\text{КП1}}$  и  $\omega_{\text{КП2}}$  – компенсация полюсов.

Корректирующее звено 3-го типа обычно используется для систем, передаточная функция управление–выход которых содержит два полюса. Такое звено может обеспечить максимальный запас по фазе  $90^\circ$  в системе с двумя полюсами при частоте перехода выше, чем двойной полюс силового каскада (рис. 13).

**Практические вопросы разработки контура обратной связи**

**Эквивалентное последовательное сопротивление конденсатора**

Электrolитические конденсаторы широко применяются в силовых каскадах преобразователей в качестве выходных фильтров вследствие возможности обеспечения большой величины емкости при относи-

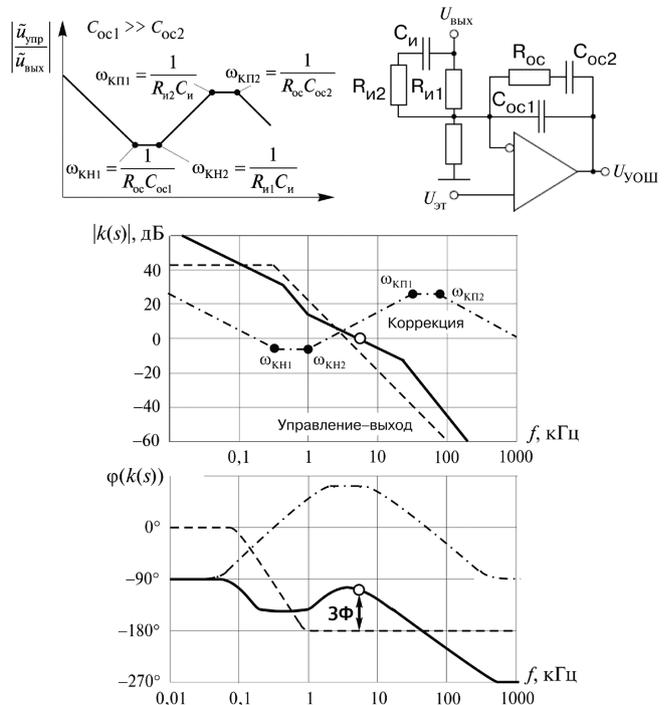


Рис. 13. Корректирующее звено 3-го типа

тельно малой стоимости. Однако, электролитический конденсатор имеет большое эквивалентное последовательное сопротивление (ЭПС) по сравнению с другими типами конденсаторов, например пленочными или керамическими. Некоторые производители конденсаторов приводят в справочных данных только тангенс угла диэлектрических потерь (tgδ), а не реальную величину ЭПС. В этом случае ЭПС можно вычислить приблизительно по формуле

$$R_c = \frac{\text{tg} \delta}{2\pi f C}, \quad (16)$$

где  $f$  – частота, приводимая в справочных данных для тангенса угла диэлектрических потерь (типичное значение 120 Гц);  $C$  – величина емкости конденсатора.

Как правило, величина ЭПС, вычисленная по формуле (16), больше измеренной на частоте коммутаций, поскольку ЭПС содержит частотно зависимую часть – сопротивление оксидного слоя. На рис. 14 приведены результаты типового измерения импеданса электролитического конденсатора семейства *Rubycon YXG* емкостью 1000 мкФ и допустимым напряжением

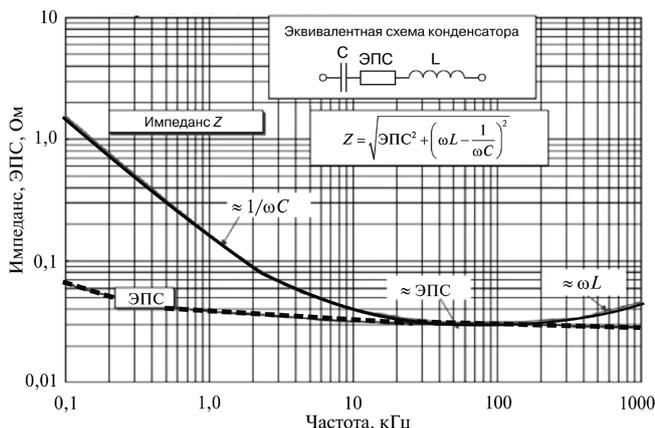


Рис. 14. Эквивалентная схема и ЭПС электролитического конденсатора семейства *Rubycon YXG*

Таблица 5. Угол диэлектрических потерь электролитических конденсаторов семейства *Rubycon YXG*

Номинальное напряжение, В	6,3	10	16	25	35	50	63	100
tg δ	0,22	0,19	0,16	0,14	0,12	0,10	0,09	0,08

Таблица 6. ЭПС электролитических конденсаторов семейства *Rubycon YXG*

Номинальное напряжение 25 В			
Номинальная емкость, мкФ	Размер, мм (диаметр × длина)	Импеданс, Ом (Max)	
		20°С, 100 кГц	-10°С, 100 кГц
680	12,5 × 16	0,049	0,16
800	10 × 23	0,042	0,17
1000	10 × 28	0,031	0,12
1000	12,5 × 20	0,035	0,12
1000	16 × 18	0,042	0,12
1200	18 × 16	0,043	0,11

25 В, а в табл. 5 и 6 приведены величины тангенса угла диэлектрических потерь и ЭПС электролитических конденсаторов семейства *Rubycon YXG*.

ЭПС выходного конденсатора вносит нуль ( $\omega_{\text{ПСН}}$ ) в передаточную функцию силового каскада:

$$\frac{\tilde{u}_{\text{ВЫХ}}}{\tilde{u}_{\text{УОШ}}}\Big|_{\text{ЭПС}} = \frac{\tilde{u}_{\text{ВЫХ}}}{\tilde{u}_{\text{УОШ}}} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{\text{ЭПС}}}\right), \quad (17)$$

где  $\omega_{\text{ЭПС}} = 1/(R_c C_{\text{ВЫХ}})$ ;  $\tilde{u}_{\text{ВЫХ}}/\tilde{u}_{\text{УОШ}}$  – передаточная функция управление–выход без учета ЭПС выходного конденсатора, приведенная в табл. 1–4.

Нуль от ЭПС возникает в окрестности либо ниже частоты перехода и изменятся в широком диапазоне, особенно при изменении температуры (см. табл. 6). Так, при 25°С частота нуля от ЭПС (25000 рад/с) значительно выше полосы пропускания (3000 рад/с), при этом система устойчива с запасом по фазе 45°. Однако при -10°С нуль от ЭПС перемещается вниз до 6200 рад/с, приводя систему в неустойчивое состояние. Таким образом, при проектировании контура обратной связи необходимо предусмотреть достаточный запас по фазе.

**Влияние дополнительного LC-фильтра в силовом каскаде**

Поскольку электролитический конденсатор имеет достаточно высокое ЭПС, в силовом каскаде используется дополнительный LC-фильтр для обеспечения требуемого уровня пульсаций выходного напряжения (рис. 15). Это более эффективно, чем использование параллельно включенных конденсаторов для уменьшения суммарного ЭПС. Однако этот дополнительный фильтр вносит двойной полюс в передаточную функцию управление–выход, уменьшая фазу на 180° (рис. 16).

С учетом ЭПС каждого конденсатора передаточная функция может быть записана как

$$W_{LC} = \frac{\tilde{u}_{\text{ВЫХ}LC}}{\tilde{u}_{\text{УОШ}}}\Big|_{LC} = \frac{\tilde{u}_{\text{ВЫХ}LC}}{\tilde{u}_{\text{УОШ}}} \cdot \frac{1 + \frac{1}{\omega_{\text{ЭПС1}}}}{1 + \frac{s}{Q\omega_{\text{ЭПС2}}} + \left(\frac{s}{\omega_{\text{ЭПС2}}}\right)^2}, \quad (18)$$

где  $\omega_{\text{ЭПС1}} = 1/(R_{\text{СВЫХ}} C_{\text{ВЫХ}})$ ;

$$\omega_{\text{ЭПС2}} = \sqrt{\frac{C_{\text{ВЫХ}} + C_{\text{ДОП}}}{L_{\text{ДОП}} C_{\text{ВЫХ}} C_{\text{ДОП}}}}; \quad Q = \frac{R_{\text{Н}}}{L_{\text{ДОП}}}$$

Даже для токового управления понижающим преобразователем, при котором передаточная функция управление–выход имеет первый порядок, это дополнительное уменьшение фазы на 180° делает практически невозможным сделать частоту перехода выше двойного полюса дополнительного LC-фильтра. Таким образом, необходимы дополнительные меры, чтобы частота сопряжения не была слишком мала при введении дополнительного фильтра. На практике частоту сопряжения дополнительного фильтра выбирают на уровне

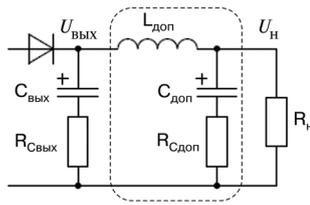


Рис. 15. Дополнительный LC-фильтр

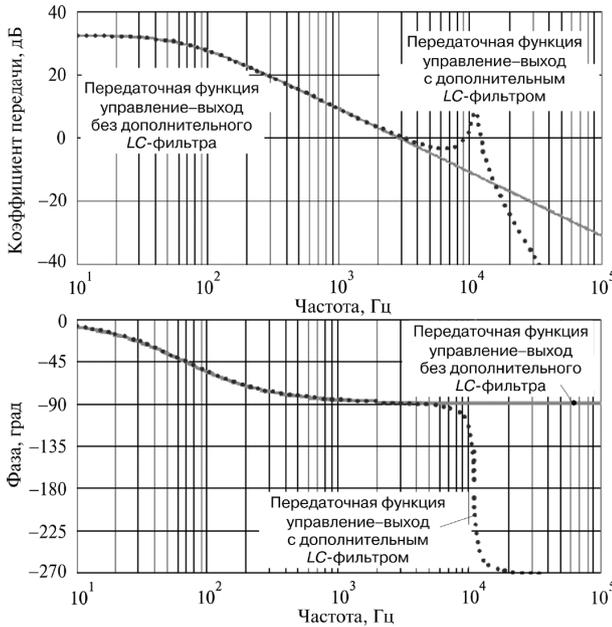


Рис. 16. Влияние дополнительного LC-фильтра на передаточную функцию силового каскад

0,1–0,2 частоты переключений, чтобы обеспечить заданное ослабление пульсаций при сохранении достаточной полосы пропускания.

**Характеристики оптронов**

В большинстве схем автономных источников питания для передачи информации о величине выходного напряжения на вход ШИМ-контроллера используется оптрон. Как правило, при разработке контура обратной связи оптрон моделируется с помощью идеального источника тока, управляемого током, с фиксированным коэффициентом передачи по току (КПТ). Однако при использовании оптрона следует соблюдать особую осторожность. Во-первых, коэффициент передачи по току не постоянный и может изменяться в достаточно широких пределах. Например, для оптрона FOD817A он может изменяться от 80 до 160 при заданном токе смещения 5 мА. Кроме того, КПТ сильно зависит от тока смещения (рис. 17). Поэтому при разработке контура обратной связи необходимо обеспечить достаточный запас по коэффициенту усиления, чтобы скомпенсировать изменения КПТ. Необходимо отметить, что оптрон вносит среднечастотный полюс, вследствие наличия емкости перехода коллектор-эмиттер фототранзистора. Поскольку переход база-эмиттер фототранзистора—

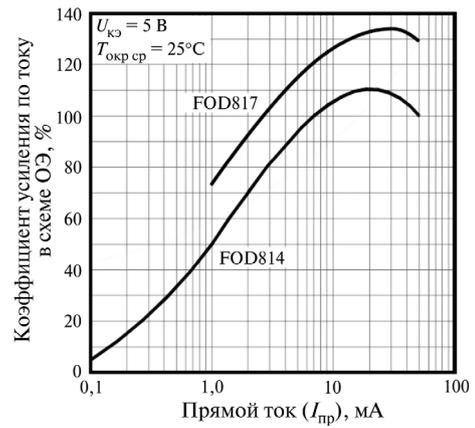


Рис. 17. Зависимость изменения КПТ от тока смещения

это светоприемник, его площадь относительно велика и образует большую действующую емкость перехода. Типовое значение емкости коллектор-эмиттер оптрона FOD817A 10–30 нФ, что вносит полюс на частоте около 10 кГц при сопротивлении резистора смещения 1 кОм. Этот полюс может возникнуть вблизи желаемой частоты перехода, что приведет к неустойчивости системы. Таким образом, этот дополнительный полюс необходимо учитывать при разработке цепи коррекции. На рис. 18 приведены схема испытания оптрона и его частотные характеристики при различных сопротивлениях нагрузки.

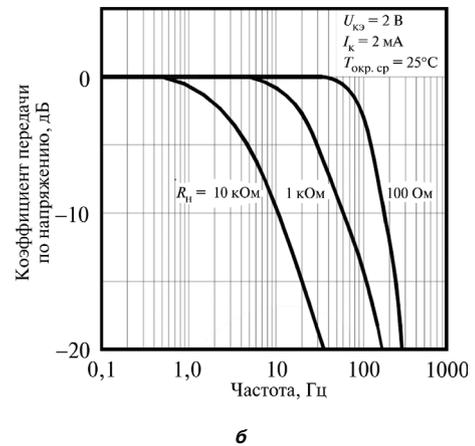
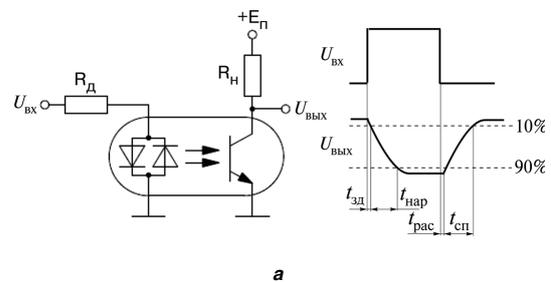


Рис. 18. Схема испытания оптрона (а) и его частотные характеристики (б)

**Использование параллельного стабилизатора КА431**

Параллельный стабилизатор КА431 широко используется при разработке цепи коррекции для импульсных источников питания, поскольку в его состав входят источник опорного напряжения, усилитель ошибки и драйвер, содержащиеся в малогабаритном корпусе с тремя выводами. Наличие каскада формирователя тока делает его наиболее подходящим для управления оптроном для автономных импульсных источников питания. На рис. 19 показана типовая схема коррекции 2-го типа в сочетании с оптроном. Разность между внутренним опорным напряжением и частью выходного напряжения с делителя напряжения усиливается внутренним усилителем ошибки. Напряжение на выходе усилится диод оптрона и передающий сигнал ошибки на вход ШИМ-контроллера. За счет передачи сигнала ошибки, а не непосредственной информации о выходном напряжении, влияние изменения КПТ можно свести в минимум.

Напряжение смещения микросхемы КА431 может быть обеспечено от стабилизированного источника питания, либо от выходного напряжения преобразователя (рис. 19). В зависимости от подключения напряжения смещения передаточная функция корректирующего контура может иметь различный вид. Линеаризованное малосигнальное уравнение для напряжения и тока светодиода имеет вид:

$$i_D = \frac{\tilde{u}_{cm}}{R_D} + \frac{\tilde{u}_{вых} \left( R_{oc} + \frac{1}{sC_{oc1}} \right) \cdot \frac{1}{sC_{oc2}}}{R_D R_1 \cdot \left( R_{oc} + \frac{1}{sC_{oc1}} + \frac{1}{sC_{oc2}} \right)} \quad (19)$$

Если  $U_{cm}$  – источник стабилизированного напряжения, независимый от выходного напряжения, то  $\tilde{u}_{cm} = 0$ , и передаточная функция цепи коррекции имеет вид

$$\frac{\tilde{i}_D}{\tilde{u}_{вых}} = \frac{\omega_1}{s} \cdot \frac{\frac{s}{\omega_{с1H}} + 1}{\frac{s}{\omega_{с1П}} + 1}, \quad (20)$$

где при условии  $C_{oc1} \gg C_{oc2}$

$$\omega_1 = \frac{1}{R_D R_1 C_{oc1}}; \quad \omega_{с1H} = \frac{1}{R_{oc} C_{oc1}}; \quad \omega_{с1П} = \frac{1}{R_{oc} C_{oc2}}$$

Если напряжение смещения подключается от выходного напряжения, т. е.  $\tilde{u}_{cm} = \tilde{u}_{вых}$ , передаточная функция будет иметь вид:

$$\frac{\tilde{i}_D}{\tilde{u}_{вых}} = \omega_1 \cdot \frac{\left( \frac{s}{\omega_{с1H}} + 1 \right) \left( \frac{s}{\omega_{с2H}} + 1 \right)}{\frac{s}{\omega_{с1П}} + 1}, \quad (21)$$

где при условии  $R_{oc} \gg R_1$ .

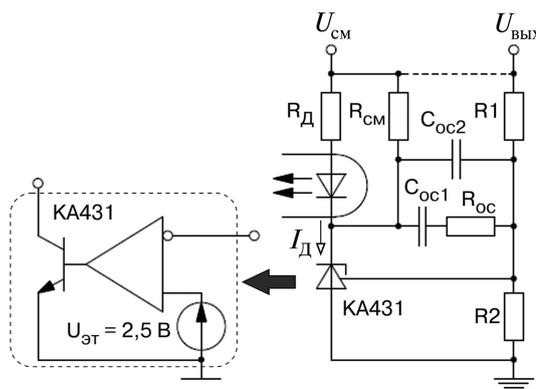


Рис. 19. Схема с использованием микросхемы КА431

$$\omega_1 = \frac{1}{R_D R_1 C_{oc1}}; \quad \omega_{с1H} = \frac{1}{R_{oc} C_{oc1}};$$

$$\omega_{с1П} = \frac{1}{R_{oc} C_{oc2}}; \quad \omega_{к2H} = \frac{1}{R_{oc} C_{oc2}}$$

Из выражения (21) видно, что включение конденсатора  $C_{oc2}$  параллельно цепочке  $C_{oc1} R_{oc1}$  еще один нуль в корректирующее звено второго типа. Применение такой структуры не рекомендуется, поскольку вносит дополнительные трудности в коррекцию контура обратной связи. Вместо этого целесообразно внести высокочастотный полюс на первичной стороне с помощью резистора и конденсатора (рис. 20). В этом случае получаем корректирующее звено второго типа с передаточной функцией

$$\frac{\tilde{u}_{yoш}}{\tilde{u}_{вых}} = \frac{\omega_1}{s} \cdot \frac{\frac{s}{\omega_{кН1}} + 1}{\frac{s}{\omega_{кП1}} + 1}, \quad (22)$$

где  $\omega_1 = \frac{R_k}{R_D R_1 C_{oc}}; \quad \omega_{кН1} = \frac{1}{R_{oc} C_{oc}}; \quad \omega_{кП1} = \frac{1}{R_k C_k}$ .

При использовании дополнительного фильтра схема компенсации, включающая резистор  $R_D$ , по-

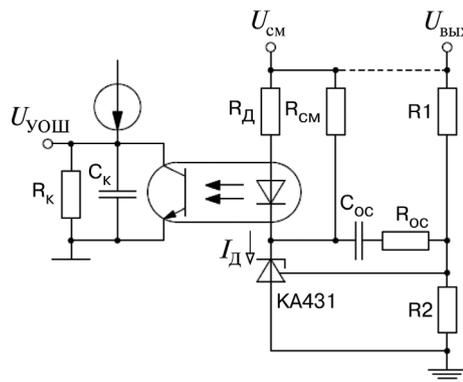


Рис. 20. Типовое применение структуры с микросхемой КА431

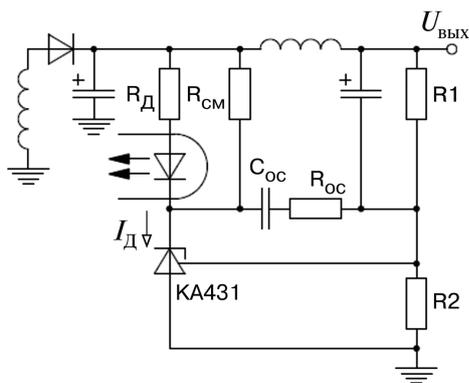


Рис. 21. Типовая структура при использовании микросхемы KA431 в схеме с дополнительным LC-фильтром

звляет получить интересные свойства если этот резистор включен перед дополнительным LC-фильтром (рис. 21). Такая структура позволяет обеспечить пропорциональный коэффициент усиления без двойного полюса, вносимого дополнительным LC-фильтром. Она крайне эффективна для повышения запаса по фазе, если частота перехода близка к частоте двойного полюса LC-фильтра.

**Структуры с несколькими выходными обмотками трансформатора**

Для преобразователей с несколькими выходными обмотками трансформатора передаточная функция управление—выход (табл. 1–4) должна быть соответствующим образом скорректирована. В случае обратного преобразователя с несколькими выходами с точки зрения эквивалентной схемы все выходы параллельны, поскольку ток намагничивания должен взаимодействовать со всеми выходами. Следовательно, необходимо учитывать импедансы всех выходов, даже если обратная связь берется только с одного выхода (рис. 22).

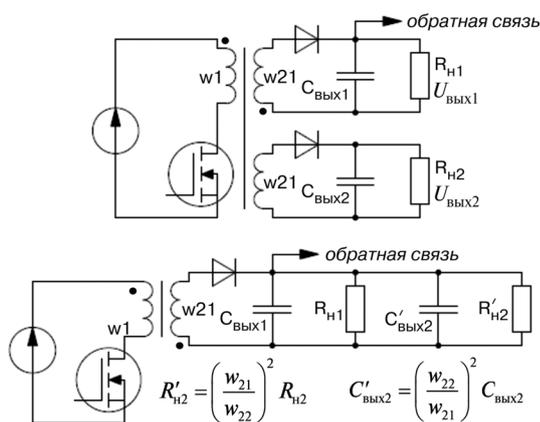


Рис. 22. Обратного преобразователя с несколькими выходами

Для прямоходового преобразователя все выходы независимы друг от друга. Поэтому при разработке контура обратной связи необходимо учитывать только выход, с которого берется сигнал обратной связи (рис. 23).

**Заключение**

Рассмотрена основная цель малосигнального моделирования импульсного источника питания. Исследованы малосигнальные передаточные функции основных структур преобразователей постоянного напряжения и схемы коррекции. Рассмотрены практические вопросы разработки контура обратной связи, в том числе, анализ характеристик оптрона, применение микросхемы параллельного стабилизатора KA431, а также особенности разработки контура обратной связи для преобразователей с несколькими выходными обмотками трансформатора.

**Литература**

1. Севернс Р., Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания. Пер. с англ. под ред. Л. Е. Смольникова. — М.: Энергоатомиздат, 1988. — 294 с.: ил.
2. Андриянов А. И., Булохов Н. М., Михальченко Г. Я. Управление динамикой импульсных преобразователей постоянного напряжения. — Электричество, 2013 № 8, С. 41–49.
3. Hangseok Choi. Practical Feedback Loop Design Considerations for Switched Mode Power Supplies. Fairchild Semiconductor Power Seminar, 2010 – 2011.
4. The Right-Half-Plane Zero – A Simplified Explanation. Copyright © 2001, Texas Instruments Incorporated.
5. Robert W. Erickson and Dragan Maksimovic, “Fundamentals of Power Electronics,” Second edition, Kluwer Academic Publishers.

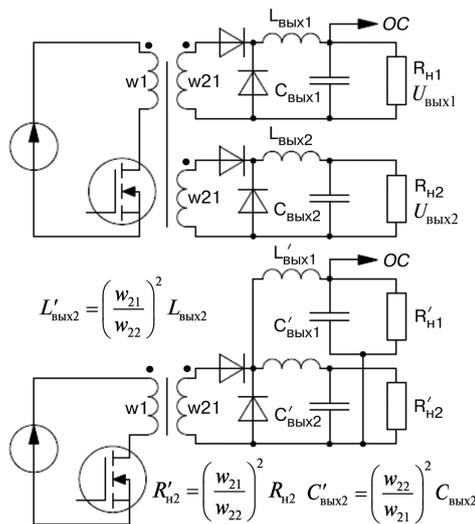


Рис. 23. Прямоходового преобразователя с несколькими выходами

6. *Lloyd Dixon*, “Closing the Feedback Loop”, Unitrode seminar manual.
7. *Ray Ridley*, “Designing with the TL431”, Switching Power Magazine, 2005.
8. “Testing and Stabilizing Feedback Loops in Today’s Power Supplies” Venable Instruments Technical Paper.
9. *Hangseok Choi*, “Design Guidelines for Off-line Flyback Converters Using Fairchild Power Switch (FPS)” Fairchild Semiconductor Application note AN4137.
10. *George Kopasakis*. Feedback Control Systems Loop Shaping Design With Practical Considerations. NASA/TM–2007-215007.
11. *Henry Zhang*. Modelling and Loop Compensation Design of Switching Mode Power Supplies, Part 2. EDN Network, March 22, 2015.
12. *SW Lee*, Practical Feedback Loop Analysis for Current-Mode

Boost Converter. Texas Instruments, Application Report, SLVA636 – March, 2014.

**Анисмова Татьяна Викторовна**, к. т. н., доцент кафедры “Микроэлектронные электросистемы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7 (499) 158-45-59; e-mail:kaf306@mai.ru;

**Данилина Анастасия Николаевна**, к. т. н., доцент кафедры “Микроэлектронные электросистемы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7 (499) 158-45-59; e-mail:kaf306@mai.ru;

**Следков Юрий Германович**, к. т. н., доцент, доцент кафедры “Микроэлектронные электросистемы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7 (499) 158-45-59; e-mail:kaf306@mai.ru.

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

Публикация в журнале бесплатна для авторов.  
Язык журнала – русский.

#### Для публикации статьи необходимо предоставить

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

#### Статья должна содержать

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

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

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

#### Требования к оформлению статей

- ☞ Поля: верхнее, нижнее – по 2 см; левое – 3 см, правое – 1,5 см;
- ☞ Шрифт: *Times New Roman*, размер: 10;
- ☞ Текст без расстановки переносов в словах;
- ☞ Межстрочный интервал: одинарный;
- ☞ Отступ первой строки: 0,5 см;
- ☞ Выравнивание текста: по ширине;
- ☞ Исполнение формул: редактор формул *Microsoft Equation* или *MathType* (стиль математический). **Обозначения в тексте, по возможности, не делать в редакторе формул;**
- ☞ Шрифт обозначений устройств ( $C$  – конденсатор,  $VD$  – диод,  $L$  – дроссель и т.п.) – прямой:
  - цифровое окончание обозначения устройства ( $C1$ ,  $VD2$  и т.п.) – не в индексе, шрифт прямой;
  - буквенное, цифровое+буквенное окончание обозначения устройства ( $C_d$ ,  $L_{m1}$  и т.п.) – в индексе, шрифт прямой.
- ☞ Шрифт обозначений параметров ( $C$  – емкость,  $I$  – ток,  $L$  – индуктивность и т.п.) – наклонный:
  - буквенное, цифровое, буквенное + цифровое окончание обозначения параметров ( $I_1$ ,  $L_5$ ,  $U_{упр1}$  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.**

Рощупкин Г. В., Шевцов Д. А., Калимуллин А. М.

## АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ ОДНОФАЗНЫМИ КОРРЕКТОРАМИ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

Roshchupkin G. V., Shevtsov D. A.,  
Kalimullin A. M.Control Algorithms for Single Phase  
Power Factor Correctors

В статье предложена классификация различных алгоритмов управления однофазными корректорами коэффициента мощности (ККМ) с однополярным выходным напряжением. Предложены авторские структуры и схемотехнические способы реализации рассматриваемых алгоритмов управления. Разработаны имитационные компьютерные модели ККМ с различными алгоритмами управления в системе PSpice. Представлены результаты имитационного компьютерного моделирования процессов в ККМ с различными алгоритмами управления. Проведен сравнительный анализ достоинств и недостатков рассмотренных алгоритмов управления.

**Ключевые слова:** корректор коэффициента мощности (ККМ), алгоритм управления, широтно-импульсная модуляция (ШИМ), перемножитель напряжения, форма потребляемого тока, коэффициент гармоник, коэффициент мощности.

The article proposes a classification of various control algorithms for single-phase power factor corrector (PFC) with unipolar output voltage. It suggests authorial structures and circuitry techniques for implementing control algorithms under consideration. The PFC computer simulation models with various control algorithms were developed in PSpice. Results of computer simulation of the processes in PFC while employing various control algorithms are presented. Comparative analysis of advantages and disadvantages of the regarded control algorithms was performed.

**Key words:** power factor corrector (PFC), control algorithm, pulse width modulation (PWM), voltage multiplier, current consumption form, harmonic factor, power factor.

Существуют различные силовые каскады корректора коэффициента мощности (ККМ) со своими достоинствами и недостатками, и у каждого из них существует своя область применения [1–2]. Однако алгоритмы управления одним и тем же силовым каскадом ККМ могут быть различные [3–4]. В зависимости от выбранного алгоритма управления силовой каскад ККМ может отличаться динамическими, энергетическими и регулировочными характеристиками, о чем нельзя забывать при проектировании ККМ. Поскольку существует множество различных силовых каскадов ККМ в данной статье будут рассмотрены алгоритмы управления на примере классического однофазного ККМ с однополярным выходным напряжением, с дросселем постоянного тока и ключом постоянного тока. Однако все рассматриваемые в предлагаемой статье алгоритмы применимы также и к другим силовым каскадам.

### Классификация ККМ

Алгоритмы управления однофазными ККМ можно классифицировать по следующим свойствам: вид широтно-импульсной модуляции (ШИМ), способ синхронизации с сетью, способ регулирования [5–8], режим работы ККМ, форма потребляемого тока, размещение датчика тока, наличие датчика сетевого напряжения, наличие перемножителя напряжения. Возможные вариации этих свойств представлены на рис. 1. Одной из функций работы ККМ является формирование потребляемого тока таким образом, чтобы он был прямо пропорционален входному напряжению. Однако рассматриваемые алгоритмы могут формировать различные формы потребляемого тока, показан-

ные на рис. 2. Также при проектировании однофазного ККМ и выборе алгоритма управления необходимо руководствоваться двумя основными критериями: коэффициентом мощности и коэффициентом гармоник. В зависимости от уровня потребляемой мощности требования к значениям этих коэффициентов показаны на рис. 3 [9–10].

Количественными характеристиками формы потребляемого тока являются: коэффициент мощности

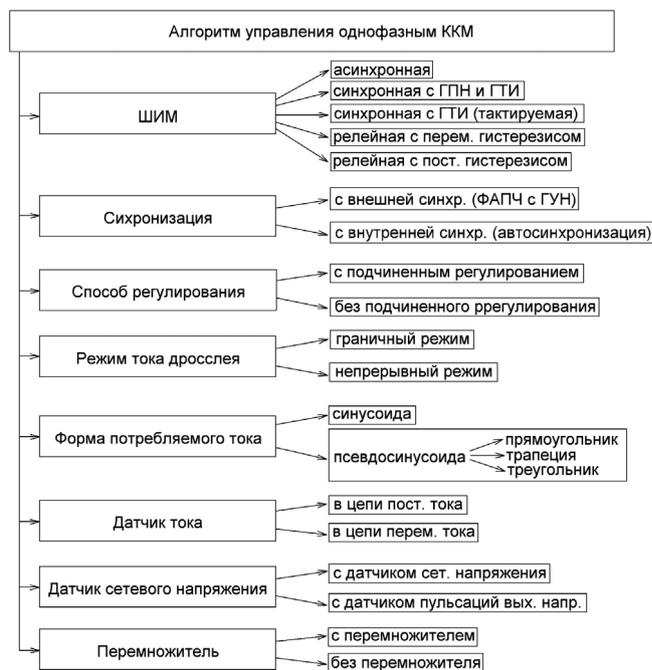


Рис. 1. Классификация алгоритмов управления однофазным ККМ

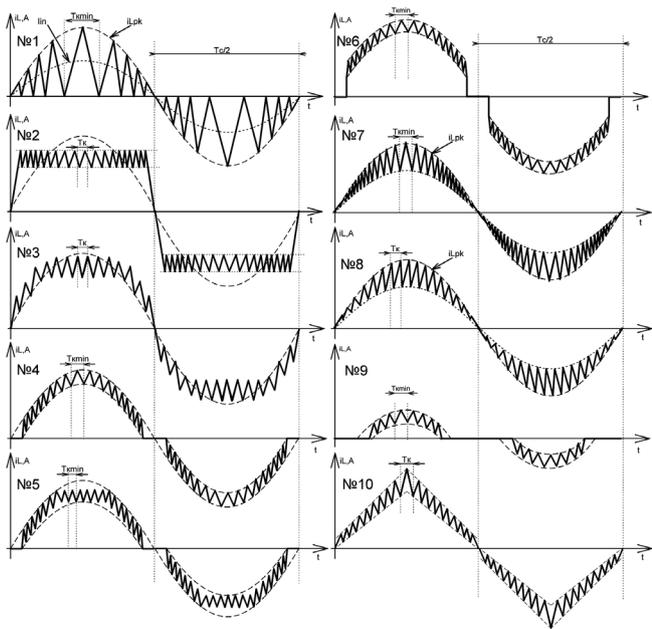


Рис. 2. Формы потребляемого тока однофазного ККМ

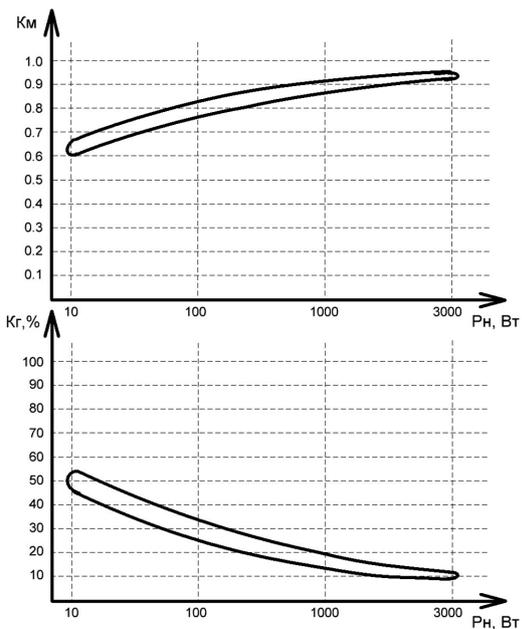


Рис. 3. Зависимость качества потребляемой энергии от значения номинальной мощности

( $K_M$ ), коэффициент гармоник ( $K_T$ ), коэффициент искажения ( $K_N$ ), коэффициент формы ( $K_F$ ), коэффициент амплитуды ( $K_A$ ) [11].

**Алгоритмы управления однофазным ККМ**

В статье рассмотрены алгоритмы работы применительно к схеме классического ККМ с силовым транзисторным ключом (СТК) постоянного тока и дросселем постоянного тока, показанного на рис. 4.

Список сокращений при описании алгоритмов работы однофазным ККМ:

ДСН – датчик сетевого напряжения;

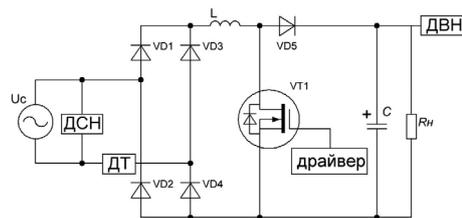


Рис. 4. Схема классического ККМ с СТК постоянного тока и дросселем постоянного тока

- ДТ – датчик тока;
- ДВН – датчик выходного напряжения;
- ИОН – источник опорного напряжения;
- КУ – корректирующее устройство;
- УСР – усилитель сигнала рассогласования;
- ГПН – генератор пилообразного напряжения;
- ГТИ – генератор тактовых импульсов;
- ВИП – время-импульсный множитель.

Принцип работы (контуры протекания тока) схемы рис. 4 можно описать следующим образом.

- Положительная полуволна питающего напряжения:
  - импульс ( $t_{п1}$ ):  $U_c \rightarrow VD1 \rightarrow L \rightarrow VT1 \rightarrow VD4 \rightarrow U_c$ ; ( $i_L \uparrow$ );
  - пауза ( $t_{п2}$ ):  $U_c \rightarrow VD1 \rightarrow L \rightarrow VD5 \rightarrow (C, R_n) \rightarrow VD4 \rightarrow U_c$ ; ( $i_L \downarrow$ ).
- Отрицательная полуволна питающего напряжения:
  - импульс ( $t_{п3}$ ):  $U_c \rightarrow VD3 \rightarrow L \rightarrow VT1 \rightarrow VD2 \rightarrow U_c$ ; ( $i_L \uparrow$ );
  - пауза ( $t_{п4}$ ):  $U_c \rightarrow VD3 \rightarrow L \rightarrow VD5 \rightarrow C, R_n \rightarrow VD2 \rightarrow U_c$ ; ( $i_L \downarrow$ ).

**Граничный режим работы**

На рис. 5 представлена структурная схема управления однофазным ККМ в режиме граничного тока. Форма потребляемого тока в таком режиме показана на рис. 2 (№ 1). Результаты моделирования ККМ в граничном режиме показаны на рис. 6.

- Достоинства ККМ в граничном режиме:
  - отсутствие множителя напряжения;
  - относительная простота схемы;
  - практически отсутствуют потери на включение силового транзистора;

- Недостатки граничного режима:
  - амплитуда тока в два раза больше среднего значения (значительные статические потери в силовом транзисторе и силовом диоде);
  - переменная частота коммутаций;

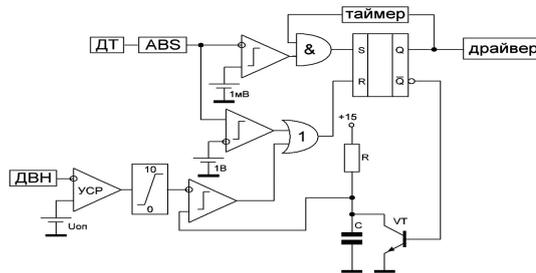


Рис. 5. Структурная схема управления ККМ в граничном режиме (№1)

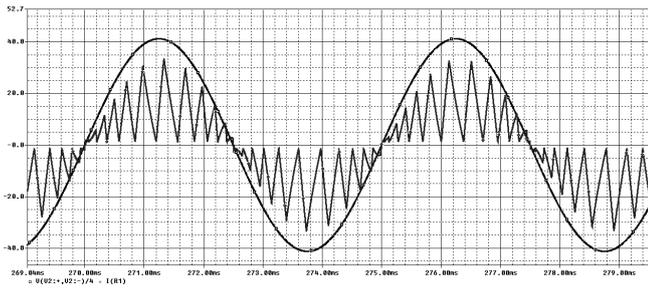


Рис. 6. Результаты моделирования ККМ в граничном режиме

- относительно небольшой  $K_M$  и относительно большой  $K_T$ ;
- необходим таймер для исключения высокой частоты коммутации при малых значениях тока нагрузки.

**Релейная ШИМ с переменным гистерезисом**

На рис. 7 показана структурная схема управления однофазным ККМ в режиме релейной ШИМ с переменным гистерезисом (№ 2). Форма потребляемого тока в таком режиме показана на рис. 2 (№ 7). Результаты моделирования ККМ в режиме релейной ШИМ с переменным гистерезисом показана на рис. 8.

Достоинства ККМ в режиме релейной ШИМ:

- относительно высокий  $K_M$  и низкий  $K_T$ ;
- относительная простота схемы;
- амплитуда тока близка к среднему значению;
- относительно малая частота коммутации (малые динамические потери);
- хорошие динамические свойства системы.

Недостатки:

- переменная частота коммутации;
- наличие перемножителя (дополнительные нелинейные искажения, дополнительные задержки в контуре регулирования);
- необходим таймер для исключения высокой частоты коммутации при малых значениях тока нагрузки.

**Релейная ШИМ с постоянным гистерезисом**

Структурная схема управления однофазным ККМ в режиме релейной ШИМ с постоянным гистерезисом (синус)(№ 3) показана на рис. 9. Форма потребляемого тока в этом режиме показана на рис. 2 (№ 4). Результаты моделирования ККМ в граничном режиме показаны на рис. 10.

Достоинства ККМ в режиме релейной ШИМ с постоянным гистерезисом:

- нет необходимости в таймере;
- относительная простота схемы;
- хорошие динамические свойства системы;
- амплитуда тока близка к среднему значению;

Недостатки:

- относительно не большой  $K_M$  и относительно большой  $K_T$ ;
- наличие перемножителя (дополнительные нелинейные искажения, дополнительные задержки в контуре регулирования);

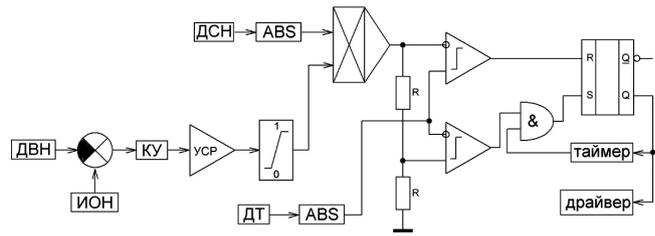


Рис. 7. Структурная схема управления ККМ в режиме релейной ШИМ с переменным гистерезисом (№ 2)

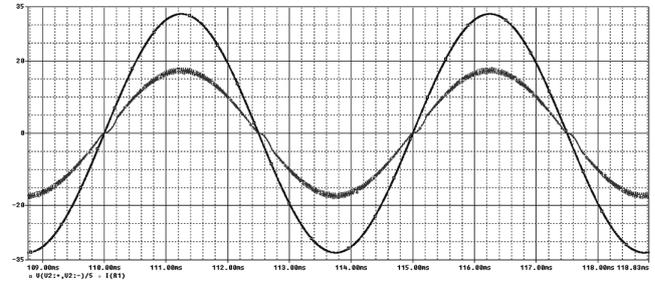


Рис. 8. Результаты моделирования ККМ в режиме релейной ШИМ с переменным гистерезисом

- мертвая пауза тока в момент перехода через ноль;
- переменная частота коммутации.

На рис. 11 показана структурная схема управления однофазным ККМ в режиме релейной ШИМ с постоянным гистерезисом (псевдосинус) (№ 4). Форма потребляемого тока в таком режиме показана на рис. 2 (№ 2). Результаты моделирования схема управления однофазным ККМ в режиме релейной ШИМ с постоянным гистерезисом рис. 12.

Достоинства режима релейной ШИМ с постоянным гистерезисом:

- отсутствие перемножителя напряжения;
- нет необходимости в таймере;

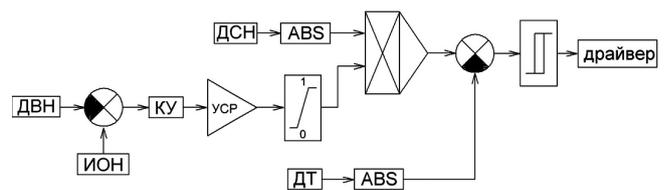


Рис. 9. Структурная схема управления ККМ в режиме релейной ШИМ с постоянным гистерезисом (№ 4)

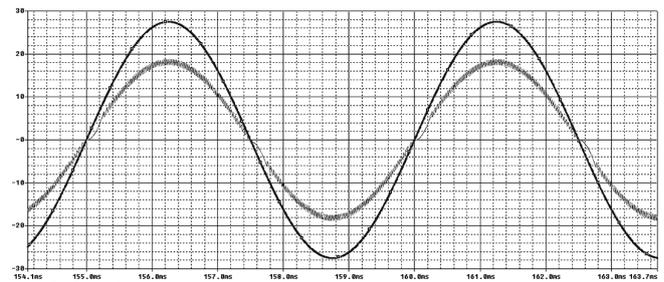


Рис. 10. Результаты моделирования ККМ в режиме релейной ШИМ с постоянным гистерезисом (синус)

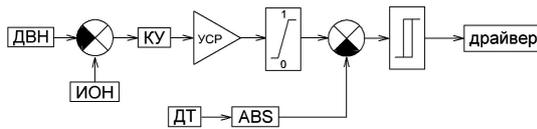


Рис. 9. Структурная схема управления ККМ в режиме релейной ШИМ с постоянным гистерезисом (псевдосинус) (№ 4)

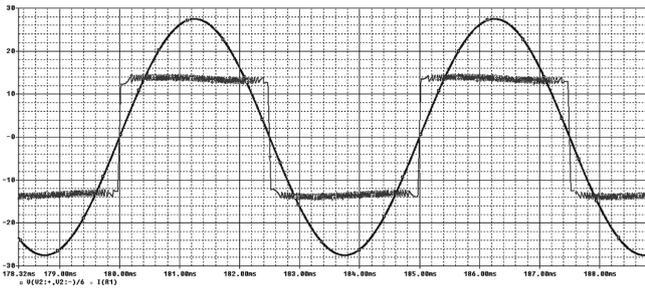


Рис. 10. Результаты моделирования ККМ в режиме релейной ШИМ с постоянным гистерезисом (псевдосинус)

- предельная простота схемы;
- хорошие динамические свойства системы.

Недостатки:

- амплитуда тока в два раза больше среднего значения (большое значение статических потерь в силовом транзисторе и силовом диоде);
- переменная частота коммутации;
- $K_m$  не более 0,9 независимо от тока нагрузки.

**Релейная ШИМ без перемножителя**

На рис. 11 представлена структурная схема управления однофазным ККМ в режиме релейной ШИМ без перемножителя (1) (№ 5). Форма потребляемого тока в таком режиме показана на рис. 2 (№ 4). Результаты моделирования ККМ в режиме релейной ШИМ без перемножителя (1) показаны на рис. 12.

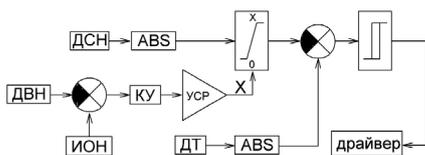


Рис. 11. Структурная схема управления ККМ в режиме релейной ШИМ без перемножителя (1) (№ 5)

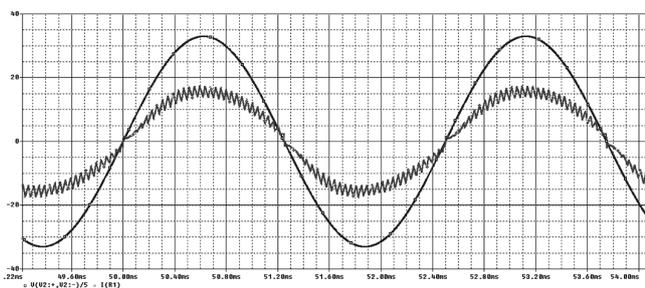


Рис. 12. Результаты моделирования ККМ в режиме релейной ШИМ без перемножителя (1)

Достоинства режима релейной ШИМ без перемножителя (1):

- нет необходимости в таймере;
- отсутствие перемножителя напряжения;
- хорошие динамические свойства системы;
- амплитуда тока близка к среднему значению.

Недостатки:

- переменная частота коммутации;
- необходимость управляемого ограничителя;
- форма потребляемого тока зависит от величины нагрузки.

На рис. 13 показана структурная схема управления однофазным ККМ в режиме релейной ШИМ без перемножителя (2) (№ 6). Форма потребляемого тока в таком режиме показана на рис. 2 (№ 6, № 4, № 9). При этом, все эти формы проявляются и зависят от уровня нагрузки). Результаты моделирования ККМ в режиме с постоянным гистерезисом показана на рис. 14–16.

Достоинства режима релейной ШИМ без перемножителя (2):

- Нет необходимости в таймере;
- Отсутствие перемножителя напряжения;
- Хорошие динамические свойства системы;
- Нет необходимости в управляемом ограничителе;
- Нет необходимости в таймере;

Недостатки:

- Переменная частота коммутации;
- Форма потребляемого тока сильно зависит от величины нагрузки;
- Мертвая пауза тока в момент перехода через ноль при определенной нагрузке.

На рис. 17 показана структурная схема управления однофазным ККМ в режиме релейной ШИМ без перемножителя (3) (№ 7). Форма потребляемого тока в таком режиме показана на рис. 2 (№ 4). Результаты моделирования ККМ в режиме релейной ШИМ без перемножителя (3) на рис. 18.

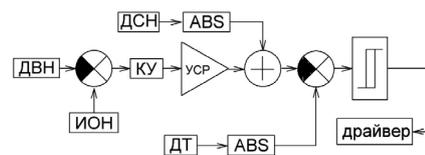


Рис. 13. Структурная схема управления ККМ в режиме релейной ШИМ без перемножителя (2) (№ 6)

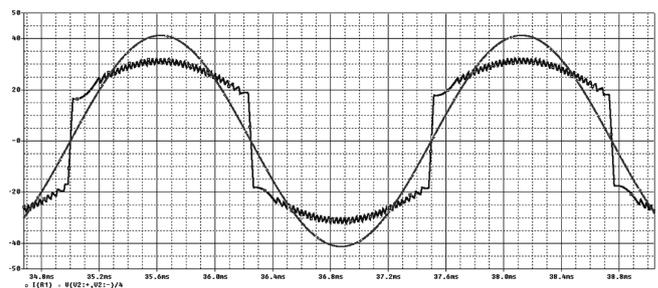


Рис. 14. Результаты моделирования ККМ в режиме релейной ШИМ без перемножителя (2) при  $0,5I_n$

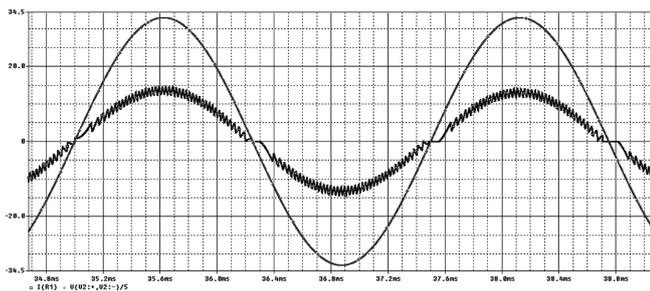


Рис. 15. Результаты моделирования ККМ в режиме релейной ШИМ без перемножителя (2) при  $I_n$

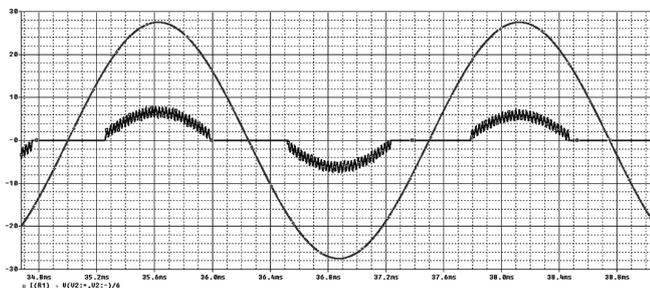


Рис. 16. Результаты моделирования ККМ в режиме релейной ШИМ без перемножителя (2) при  $1,5I_n$

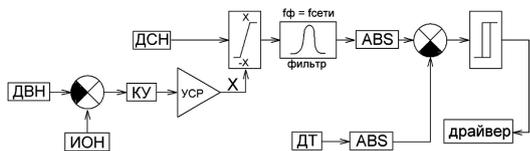


Рис. 17. Структурная схема управления ККМ в режиме релейной ШИМ без перемножителя (3) (№ 7)

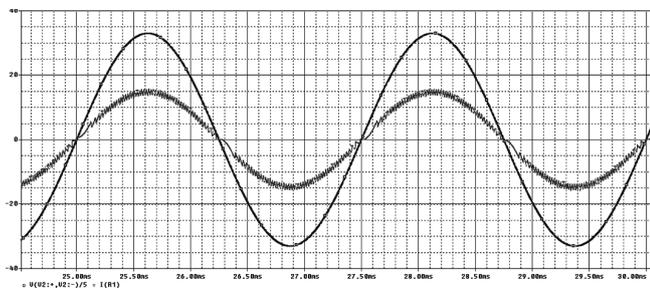


Рис. 18. Результаты моделирования ККМ в режиме релейной ШИМ без перемножителя (3)

Достоинства режима релейной ШИМ без перемножителя (3):

- отсутствие перемножителя напряжения;
- нет необходимости в таймере;
- постоянная частота коммутации;
- относительная простота схемы.

Недостатки:

- форма потребляемого тока сильно зависит от величины нагрузки;
- необходимость в фильтре;
- возможность работы только в узком диапазоне изменения частоты сетевого напряжения.

### Асинхронная ШИМ

На рис. 19 показана структурная схема управления однофазным ККМ в режиме асинхронной ШИМ (синус) (№ 8). Форма потребляемого тока в таком режиме показана на рис. 2 (№ 8). Результаты моделирования ККМ в режиме с постоянным гистерезисом показаны на рис. 20.

Достоинства режима асинхронной ШИМ (синус):

- нет необходимости в таймере;
  - нет необходимости в управляемом ограничителе;
  - синусоидальная форма тока во всем диапазоне нагрузки;
  - возможность работы в широком диапазоне частот сетевого напряжения;
  - постоянная частота коммутации;
- Недостатки:
- плохие динамические свойства системы из-за наличия двух УСР;
  - наличие перемножителя (дополнительные нелинейные искажения, дополнительные задержки в контуре регулирования);
  - возможен энергетически опасный режим многократной коммутации на периоде ШИМ;
  - относительно узкая область устойчивой работы.

На рис. 21 представлена структурная схема алгоритма управления однофазным ККМ в режиме асинхронной ШИМ (псевдосинус) (№ 9). Форма потребляемого тока в этом режиме показана на рис. 2 (№ 3, № 5). Результаты моделирования ККМ в режиме с постоянным гистерезисом показаны на рис. 22.

Достоинства режима асинхронной ШИМ (псевдосинус):

- нет необходимости в таймере;
- нет необходимости в управляемом ограничителе;
- отсутствие перемножителя напряжения;
- неизменная форма тока во всем диапазоне нагрузки;
- возможность работы в широком диапазоне частот сетевого напряжения;

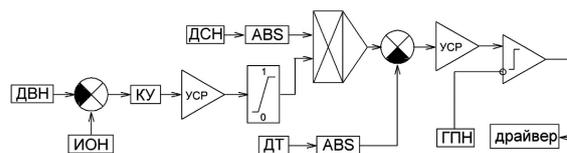


Рис. 19. Структурная схема управления ККМ в режиме асинхронной ШИМ (синус) (№ 8)

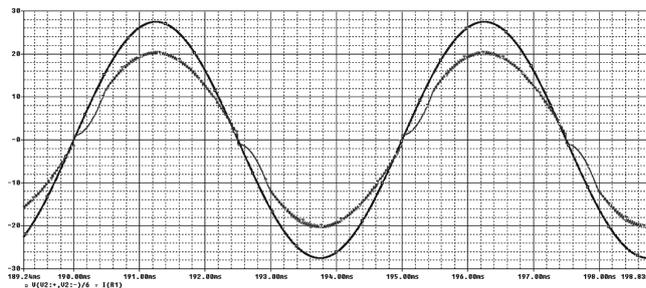


Рис. 20. Результаты моделирования ККМ в режиме асинхронной ШИМ (синус)

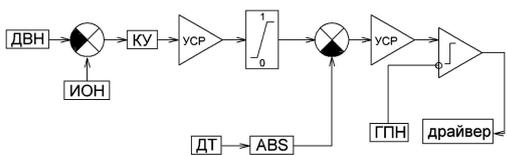


Рис. 21. Структурная схема управления ККМ релейной ШИМ без перемножителя (2) (№ 9)

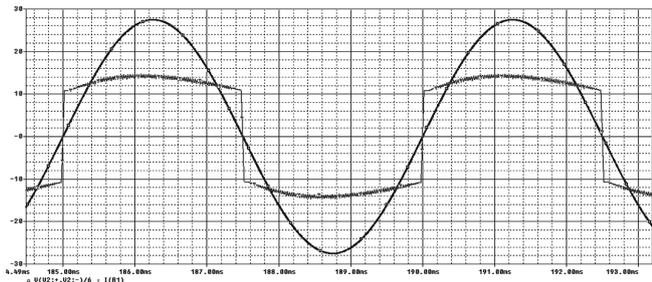


Рис. 22. Результаты моделирования ККМ в режиме релейной ШИМ без перемножителя (2)

– постоянная частота коммутации;

Недостатки:

- плохие динамические свойства системы из-за наличия двух УСР;
- возможен энергетически опасный режим многократной коммутации на периоде ШИМ;
- относительно малая область устойчивой работы.

**Синхронная ШИМ (тактовая с ГТИ, без ГПН)**

На рис. 23 представлена структурная схема управления однофазным ККМ в режиме синхронной ШИМ (№ 10). Форма потребляемого тока в таком режиме показана на рис. 2 (№ 8). Результаты моделирования ККМ в режиме с постоянным гистерезисом показаны рис. 24.

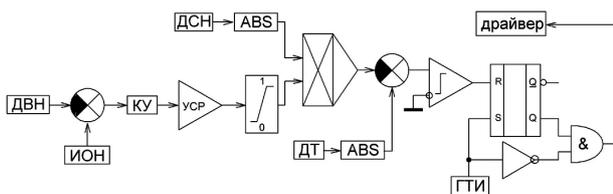


Рис. 23. Структурная схема управления ККМ в режиме синхронной ШИМ (№ 10)

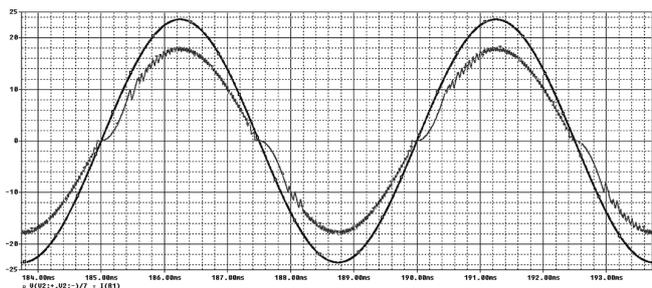


Рис. 24. Результаты моделирования ККМ в режиме синхронной ШИМ

Достоинства режима синхронной ШИМ:

- нет необходимости в таймере;
- нет необходимости в управляемом ограничителе;
- синусоидальная форма тока во всем диапазоне нагрузки;
- возможность работы в широком диапазоне частот сетевого напряжения;
- постоянная частота коммутации;
- отсутствие многократных коммутаций;
- отсутствует ГПН, необходим только ГТИ;

Недостатки:

- относительно хорошие динамические свойства системы;
- наличие перемножителя (дополнительные нелинейные искажения, дополнительные задержки в контуре регулирования);
- большие динамические потери.

**Тактируемая ШИМ**

На рис. 25 показана структурная схема управления однофазным ККМ в режиме тактируемой ШИМ (№ 11). Форма потребляемого тока в таком режиме показана на рис 2 (№ 8, № 5). Результаты моделирования ККМ в режиме тактируемой ШИМ показаны на рис. 39–40.

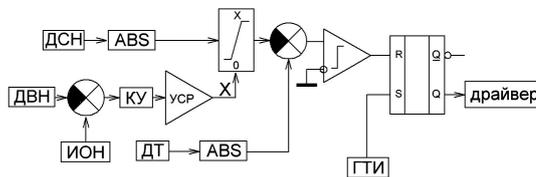


Рис. 25. Структурная схема управления ККМ в режиме тактируемой ШИМ (№ 11)

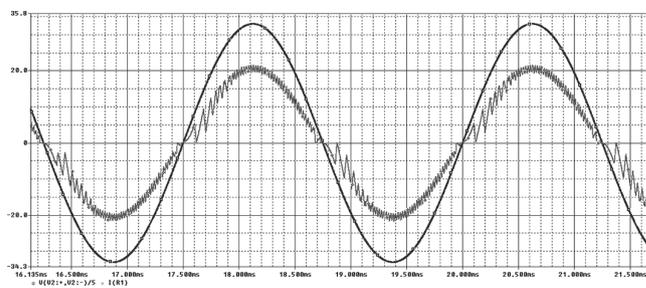


Рис. 25. Результаты моделирования ККМ в режиме тактируемой ШИМ при  $I_n$

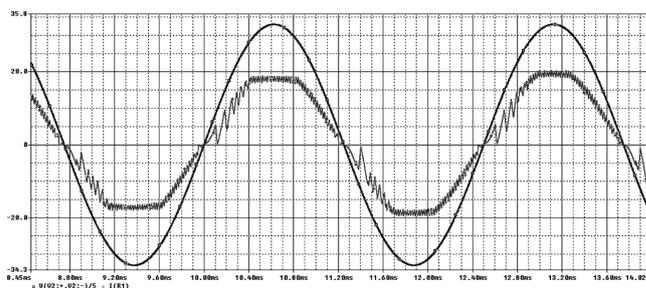


Рис. 26. Результаты моделирования ККМ в режиме тактируемой ШИМ при  $1,5I_n$

- Достоинства режима тактируемой ШИМ:
- нет необходимости в таймере;
  - отсутствие перемножителя напряжения;
  - возможность работы в широком диапазоне частот сетевого напряжения;
  - постоянная частота коммутации;
  - отсутствие многократных коммутаций;
  - отсутствует ГПН, необходим только ГТИ;
  - хорошие динамические свойства системы;
- Недостатки:
- большие динамические потери;
  - необходимость управляемого ограничителя;
  - форма потребляемого тока зависит от величины тока нагрузки.

**ШИМ с времяимпульсным перемножителем**

На рис. 27 показана структурная схема алгоритма управления однофазным ККМ на основе ШИМ с времяимпульсным перемножителем (1) (№ 12). Форма потребляемого тока в таком режиме показана на рис. 2 (№ 8). Необходимое условие работы:

$$f_{\text{сети}} \ll f_{\text{ФНЧ}} \ll f_{\text{ВИП}}$$

Результаты моделирования ККМ ШИМ с времяимпульсным перемножителем (1) показаны на рис. 28.

Достоинства ККМ на основе ШИМ с времяимпульсным перемножителем (1):

- нет необходимости в таймере;
- нет необходимости в управляемом ограничителе;
- синусоидальная форма тока во всем диапазоне нагрузки;
- возможность работы в широком диапазоне изменения частоты сетевого напряжения;
- постоянная частота коммутации;
- отсутствие многократных коммутаций;
- относительно хорошие динамические свойства системы;
- может быть построена на том же ГПН что и ШИМ;

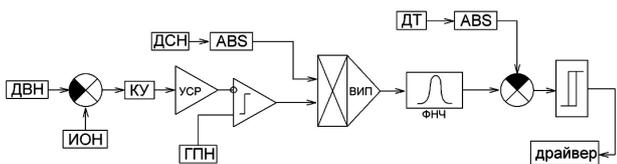


Рис. 27. Структурная схема управления ККМ в режиме ШИМ с времяимпульсным перемножителем (1) (№ 12)

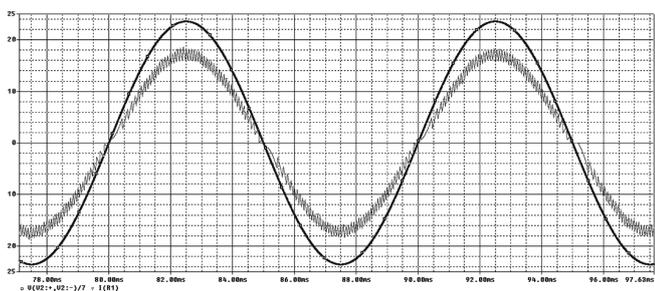


Рис. 28. Результаты моделирования ККМ в режиме ШИМ с времяимпульсным перемножителем (1)

- устойчивость к помехам за счет фильтра;
- Недостатки:
- усложнение за счет ВИП и ФНЧ;
  - для уменьшения запаздывания необходимо два генератора: ГПН для ВИП и ГТИ для ШИМ;
  - наличие фильтра ВИП приводит к дополнительным запаздываниям, в связи с чем необходимо использовать ВЧ ГПН.

На рис. 29 представлена структурная схема алгоритма управления однофазным ККМ на основе ШИМ с времяимпульсным перемножителем (2) (№ 13). Форма потребляемого тока в таком режиме показана на рис. 2 (№ 8). Результаты моделирования ККМ ШИМ с времяимпульсным перемножителем (2) показаны на рис. 30.

Достоинства ШИМ с времяимпульсным перемножителем:

- Нет необходимости в таймере;
- Нет необходимости в управляемом ограничителе;
- Синусоидальная форма тока во всем диапазоне нагрузки;
- Возможность работы в широком диапазоне изменения частоты сетевого напряжения;
- Постоянная частота коммутации;
- Отсутствие многократных коммутаций;
- Относительно хорошие динамические свойства системы;
- Может быть построена на том же ГПН что и ШИМ;
- Устойчивость к помехам за счет фильтра.

- Недостатки:
- Усложнение за счет ВИП и ФНЧ;
  - Для уменьшения запаздывания необходимо 2 генератора: ГПН для ВИП и ГТИ для ШИМ;
  - Наличие фильтра ВИП приводит к доп. запаздываниям, в связи с чем необходимо использовать ВЧ ГПН.

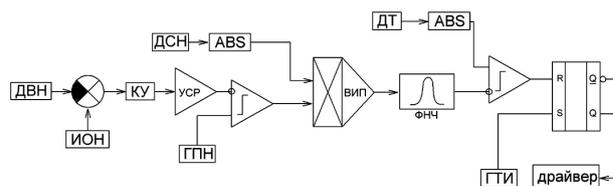


Рис. 29. Структурная схема управления ККМ в режиме ШИМ с времяимпульсным перемножителем (2) (№ 13)

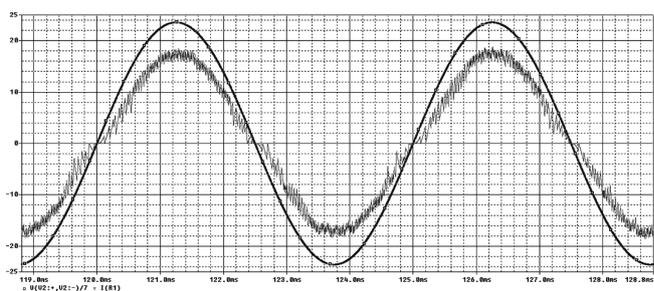


Рис. 30. Результаты моделирования ККМ в режиме ШИМ с времяимпульсным перемножителем (2)

На рис. 31 представлена структурная схема алгоритма управления однофазным ККМ на основе ШИМ с времяимпульсным перемножителем (3) (№ 14). Форма потребляемого тока в таком режиме показана на рис. 2 (№ 8). Результаты моделирования ККМ в режиме ШИМ с времяимпульсным перемножителем приведены на рис. 32.

Достоинства ККМ на основе ШИМ с времяимпульсным перемножителем (3):

- нет необходимости в таймере;
- нет необходимости в управляемом ограничителе;
- синусоидальная форма тока во всем диапазоне нагрузки;
- возможность работы в широком диапазоне изменения частоты сетевого напряжения;
- постоянная частота коммутации;
- отсутствие многократных коммутаций;
- относительно хорошие динамические свойства системы;
- может быть построена на том же ГПН что и ШИМ;
- устойчивость к помехам за счет фильтра.

Недостатки:

- Усложнение за счет ВИП и ФНЧ;
- Для уменьшения запаздывания необходимо два генератора: ГПН для ВИП и ГТИ для ШИМ;
- Наличие фильтра ВИП приводит к доп. Запаздываниям, в связи с чем необходимо использовать ВЧ ГПН.

Все представленные в статье структуры, кроме граничного режима, обладают автоматическим ограничением максимального потребляемого тока за счет применения подчиненного регулирования по току, что позволяет не использовать дополнительные блоки токовой защиты. Сравнение рассмотренных структур ККМ приведено в табл. 1.

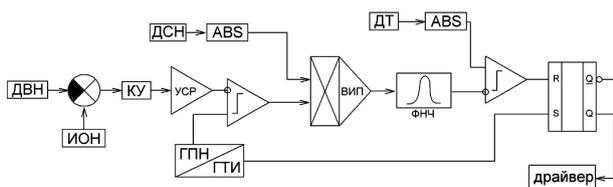


Рис. 31. Структурная схема управления ККМ в режиме ШИМ с времяимпульсным перемножителем (3) (№ 14)

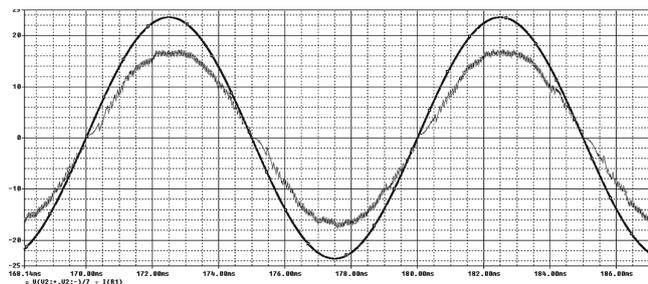


Рис. 32. Результаты моделирования ККМ в режиме ШИМ с времяимпульсным перемножителем (2)

Таблица 1. Сравнение параметров однофазных ККМ

Структура №	$K_M$	$K_T, \%$	$K_{и}, \%$	$K_\phi$	$K_a$
1	0,6–0,8	72–77	61–64	0,57–0,67	1,96–2,12
2	0,9–0,92	7–11	7–11	1,08–1,1	1,38–1,48
3	0,86–0,88	9–14	9–14	1,01–1,05	1,34–1,37
4	0,84–0,9	41–45	47–51	0,98–1,01	0,96–0,98
5	0,92–0,94	7–9	7–9	1,08–1,1	1,38–1,42
6	0,45–0,9	9–72	9–65	0,72–1,04	1,48–1,84
7	0,84–0,93	11–15	11–16	0,98–1,01	1,32–1,38
8	0,92–0,94	9–11	9–11	1,04–1,07	1,36–1,39
9	0,86–0,9	38–43	44–56	0,92–0,96	0,96–0,98
10	0,92–0,98	5–7	5–7	1,06–1,09	1,39–1,43
11	0,88–0,91	14–16	12–15	0,98–1,02	1,34–1,38
12	0,92–0,94	9–11	9–11	1,04–1,07	1,36–1,39
13	0,92–0,94	9–11	9–11	1,04–1,07	1,36–1,39
14	0,92–0,94	9–11	9–11	1,04–1,07	1,36–1,39

**Выводы и заключение**

– На основании [9] и [10] получены и представлены зависимости  $K_M$  и  $K_T$  от величины преобразуемой мощности.

– Предложена классификация различных алгоритмов управления однофазными ККМ, использующих: релейную ШИМ с постоянным и переменным гистерезисом, асинхронную и синхронную ШИМ, с применением перемножителя напряжения и без него.

– Показаны различные возможные формы потребляемого тока, которые удовлетворяют требованиям ГОСТа по качеству потребляемого тока и могут быть реализованы благодаря представленным устройствам управления.

– Рассмотрены различные принципы построения устройств управления однофазными ККМ, пригодные для различных силовых каскадов ККМ: с дроселями постоянного и переменного тока, с ключами постоянного и переменного тока, с однополярным и двухполярным выходным напряжением.

– Приведен сравнительный анализ рассматриваемых структур устройств управления по коэффициенту мощности, коэффициенту гармоник, коэффициенту искажения, коэффициенту формы и коэффициенту амплитуды.

– Помимо анализа известных алгоритмов управления предложены несколько авторских алгоритмов, в частности с применением времяимпульсных перемножителей, а также с применением управляемого ограничителя напряжения для регулирования амплитуды опорного сигнала.

– Разработаны модели устройств управления, проведено имитационное компьютерное моделирование (ИКМ) в среде *PSpice* рассмотренных алгоритмов управления и приведены результаты ИКМ.

– Рассмотренные устройства управления были проверены и для других типов силовых каскадов ККМ, которые показали аналогичные результаты, но из-за ограничения объема статьи представлены результаты

ИКМ только одного типа силового каскада.

– Проведен сравнительный анализ достоинств и недостатков рассмотренных устройств управления по следующим критериям: по значению коэффициентов, определяющих качество потребляемой энергии: коэффициенту мощности, коэффициенту гармоник, коэффициенту искажения, коэффициенту формы, коэффициенту амплитуды, по количеству аппаратурных затрат, а также относительно сложности схемотехнической реализации.

– Кроме рассмотренных структур устройств управления однофазными ККМ, использующих ДСН, авторам известны и другие устройства управления без ДСН (в частности, используемые фирмой *International Rectifier*). В этих структурах для формирования опорного сигнала питающего напряжения измеряются пульсации выходного напряжения ( $2f_{\text{сети}}$ ), из которых с помощью специального алгоритма формируется синусоидальная форма потребляемого тока. Однако по мнению авторов данный способ не обладает существенными преимуществами перед представленными в данной статье, но приводит к существенному усложнению ШИМ контроллера.

– Проведенное авторами моделирование устройства управления такого типа и разработка лабораторного макета ККМ мощностью 2 кВт при частоте коммутации 80 кГц на основе контроллера IR1155S не вывело явных преимуществ, но показало высокую чувствительность данного алгоритма управления к технологическому разбросу параметров (значительное искажение формы синуса при небольшом отклонении параметров).

### Литература

1. *Г. В. Рощупкин, Д. А. Шевцов, М. А. Новиков.* Анализ энергоэффективности корректоров коэффициента мощности в автономных системах питания с широким диапазоном входного напряжения. — Практическая силовая электроника, 2019, № 2 (74) С. 26–33.
2. *Г. В. Рощупкин, Д. А. Шевцов, М. А. Новиков.* Спецификация и классификация силовых каскадов однофазных корректоров коэффициента мощности. — Практическая силовая электроника, 2019, № 3 (75) С. 8–19.
3. *Мелешин В. И., Овчинников Д. А.* Управление транзисторными преобразователями электроэнергии. — М.: Техносфера, 2011. — 584 с., ил.
4. *Andreycaak W.* Power Factor Correction using the UC3852 Controlled On- Time Zero Current Switching Technique. Application Note V-132. — Texas Instruments Incorporated, 1999. — 17 p.
5. *К. А. Круг.* Основы электротехники в двух томах, том второй. Теория переменных токов. — Государственное энергетическое издательство Москва 1946 г.
6. *Д. Шейнголд.* Справочник по нелинейным схемам: Проектирование устройств на базе аналоговых функциональных модулей и интегральных схем. Москва: Издательство “Мир”. Редакция литературы по новой технике, 1977 г.
7. *Волович Г. И.* Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств, 2-е изд., испр. — М.: Издательский дом “Додэка-XXI”, 2007. — 528с., ил.
8. *Солодовников В. В., Плотников В. Н., Яковлев А. В.* Основы теории и элементы систем автоматического регулирования. Учебное пособие для вузов — М.: Машиностроение, 1985. — 556 с.
9. ГОСТ Р 54364-2011 Низковольтные источники питания постоянного тока. Эксплуатационные характеристики.
10. ГОСТ 13109-97 Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.
11. *Атабеков Г. И.* Теоретические основы электротехники. В 3-х ч. Ч. 1 Линейные электрические цепи: Учебник для вузов. — 5-е изд., испр. И доп. — М.: Энергия, 1978. — 592 с. Ил.

**Рощупкин Георгий Вячеславович**, аспирант кафедры “Микроэлектронные электросистемы”, Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7 (915) 071-40-78, e-mail: georg911@mail.ru;

**Шевцов Даниил Андреевич**, профессор, д. т. н., профессор кафедры “Микроэлектронные электросистемы”, Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел. +7 (499) 158-54-59; e-mail: kaf306@mail.ru;

**Калимуллин Артур Марселевич**, студент кафедры “Промышленная электроника” НИУ МЭИ, тел.: 8-926-686-31-81, e-mail: sultanidza@gmail.com.

С. П. Толстых, Д. Д. Носков

## ЦИФРОВОЕ УПРАВЛЕНИЕ ТРЕХФАЗНЫМ КОРРЕКТОРОМ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

S. P. Tolstykh,  
D. D. Noskov

Несмотря на многие достоинства цифровых схем управления корректором коэффициента мощности (ККМ) перед аналоговыми (например, возможность изменения коэффициентов регулятора в цепи обратной связи в зависимости от режима работы преобразователя), цифровое управление несет в себе ряд принципиальных особенностей, связанных с конечным разрешением дискретизации входных сигналов по времени и по амплитуде, с конечным быстродействием ядра микроконтроллера и его периферийных модулей. Эти особенности приводят к изменению поведения ККМ с цифровым управлением при реализации одних и тех же методов регулирования, что и в ККМ с аналоговым управлением, поэтому нуждаются в дополнительных исследованиях. Предложен способ реализации и методика расчета коэффициентов для цифровой системы управления трехфазным коэффициентом мощности, предназначенным для использования в составе распределенной системы электроснабжения летательного аппарата.

**Ключевые слова:** корректор коэффициента мощности, ККМ, расчет цифровой системы управления.

Digital control of a three-phase power factor corrector

Despite many advantages of power factor corrector (PFC) digital control schemes over analog ones, such as the possibility to change the regulator coefficients of the feedback circuit depending on the converter operation mode, digital control has a number of principal features, associated with finite sampling resolution in time and amplitude, finite processing speed of the microcontroller core and its peripheral modules. These features lead to digitally controlled PFC behavior changing while realizing the same control methods as for the PFC with analog control, and, thus, they need to be studied additionally. The authors suggest realization method and a technique for coefficients computing for digital control system of the three-phase power factor corrector, intended for application as a part of a flying vehicle distributed electric power system.

**Key words:** power factor corrector, PFC converter, digital control system calculation.

В настоящее время предъявляются строгие требования к качеству электроэнергии, потребляемой от бортовой сети переменного тока. Для обеспечения согласования нагрузки с входной сетью переменного тока и потребления практически синусоидального тока с коэффициентом мощности 0,95–0,99 используются выпрямители с коррекцией коэффициента мощности на базе полупроводниковых приборов. Гармонический состав потребляемого выпрямителем с функцией корректора коэффициента мощности (ККМ) тока определяется как силовой частью преобразователя (схемой соединения силовых элементов, типом и частотой работы полупроводниковых приборов, значениями индуктивности и емкости реактивных элементов), так и системой управления данной силовой частью. Для эффективной работы силовой части корректора коэффициента мощности известны несколько способов управления: управление по среднему току, управление по пиковому току, релейное управление и ряд менее распространенных способов. Все эти методы изначально были реализованы с помощью аналоговых схем управления ККМ. С появлением высокопроизводительных и относительно недорогих цифровых сигнальных процессоров стало возможным внедрение прямого цифрового управления высокочастотными преобразователями электроэнергии, в том числе и ККМ.

В статье рассмотрен синтез цифровой системы управления трехфазным корректором коэффициента

мощности для силовой части, выполненной по схеме, изображенной на рис. 1.

Основные параметры силовой части трехфазного ККМ: входная сеть переменного тока 115 В частотой 400 Гц, выходное напряжение –  $440 \pm 20$  В постоянного тока, выходная мощность 12 кВт. Преобразователь используется как составная часть (входное устройство) распределенной системы электропитания бортовых активных фазированных антенных решеток. Силовая

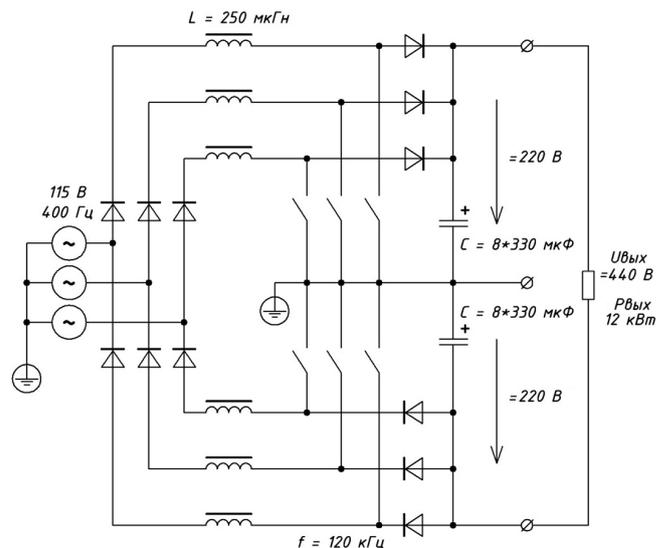


Рис. 1. Схема силовой части трехфазного ККМ

часть представляет из себя шесть повышающих преобразователей напряжения, работающих каждый в своей полуволне трех фаз входного напряжения. Частота переключения силовых ключей – 120 кГц, индуктивности дросселей и емкость выходного фильтра определены на этапе расчета силовой части преобразователя.

Задача состоит в определении структуры системы управления ККМ на основе цифрового сигнального процессора TMS320F28035, методики расчета коэффициентов регуляторов в цепях коррекции, построение имитационной модели преобразователя с учетом влияния процессов дискретизации.

ККМ на основе силовой части (рис. 1) можно представить в виде трех однофазных корректоров, работающих на общую нагрузку. Дальнейшие вычисления будут проводиться для одной фазы преобразователя. Силовые полупроводниковые ключи переключаются на высокой (относительно сетевой) частоте 120 кГц, время замкнутого состояния силового ключа в каждом периоде устанавливается таким образом, чтобы среднее значение тока дросселя изменялось по синусоидальному закону синфазно с сетевым напряжением.

Структура ККМ содержит два контура обратной связи: быстродействующий контур токовой обратной связи (основной задачей является установка среднего значения тока дросселя в каждом периоде работы силового ключа) и относительно медленный контур обратной связи по выходному напряжению (основной задачей является стабилизация выходного напряжения и подавление пульсации выходного напряжения на сетевой частоте). При этом реализуется так называемый принцип двухконтурного подчиненного регулирования: выходной сигнал внешнего контура регулирования является входным сигналом внутреннего контура.

Синтез регуляторов цифровой системы управления можно осуществить несколькими способами [1]:

- синтез в аналоговой системе и преобразование функции регулятора в дискретную область;
- построение дискретной модели объекта регулирования и синтез дискретного регулятора сразу в дискретной области;
- определение функции управляющего воздействия по уравнениям объекта регулирования.

В [1] показано, что регуляторы, синтезированные при использовании последних двух способов, могут являться более быстродействующими, однако существуют ограничения, связанные со сложностью перевода объекта регулирования в дискретную область и обеспечения устойчивости системы управления. Способ расчета регуляторов целиком в аналоговой области с последующим переводом передаточной функции в дискретную область позволяет использовать известные правила синтеза регуляторов для непрерывных систем и обеспечивать работоспособность и устойчивость цифровой системы управления.

Для построения системы управления на цифровом сигнальном процессоре рассмотрим структуру системы управления и проведем расчет необходимых цепей

коррекции для непрерывных величин, а затем преобразуем передаточные функции аналоговых регуляторов в дискретную область.

Типовая структура системы управления силового преобразователя показана на рис. 2.

Имеется объект регулирования и выходная величина, получаемая на этом объекте. Например, для преобразователя, представляющего собой источник напряжения, объектом регулирования будет выходной конденсатор, а выходная величина  $X_{\text{выхода}}$  – напряжение на этом конденсаторе. Для источника тока с дросселем на выходе объектом регулирования будет дроссель, а выходной величиной – ток дросселя. Указания – входной опорный сигнал задания. В силовой части – передаточная характеристика силовой части преобразователя, вид и коэффициенты которой зависят от параметров силовой части (параметров реактивных элементов, частоты коммутации ключей и т. п.). Для обеспечения работоспособности вводится обратная связь (обычно передаточная функция  $W_{oc} \equiv 1$ ) и регулятор сигнала рассогласования (разности между желаемым сигналом  $U_{\text{задания}}$  и выходной величиной  $X_{\text{выхода}}$ ).

Преобразователь с правильно подобранными коэффициентами регулятора должен работать таким образом, чтобы сигнал  $X_{\text{выхода}}$  повторял сигнал  $U_{\text{задания}}$  (с учетом масштабирующего коэффициента) с минимально возможными отклонениями как в статическом (постоянная нагрузка, неизменное напряжение входной сети), так и в динамическом (сброс/наброс нагрузки, скачкообразное изменение напряжения входной сети) режимах.

Структурная схема двухконтурной обратной связи для одной фазы ККМ показана на рис. 3.

Контуры обратной связи по току дросселя и по выходному напряжению работают с разными постоянными времени: внутренний контур должен обрабатывать уставку и выдавать значение коэффициента заполнения ШИМ каждый период коммутации, внешний контур должен подавлять пульсацию выходного на-

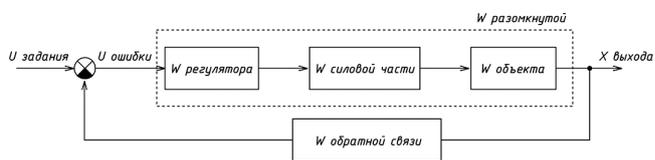


Рис. 2. Типовая структура схемы управления силового преобразователя

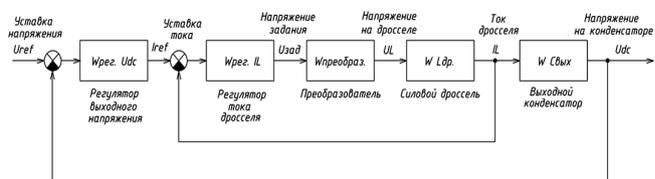


Рис. 3. Структурная схема двухконтурной обратной связи для одной фазы ККМ

пряжения на частоте сети. Поэтому синтез регуляторов можно проводить при независимом рассмотрении контуров обратной связи, считая, что частотные характеристики одного контура не влияют на процессы в другом контуре.

Для внутреннего контура обратной связи ККМ по среднему току дросселя (рис. 4) объектом регулирования является силовая дроссель. На вход контура поступает сигнал задания тока дросселя (сигнал меняется по форме синуса синфазно с сетевой частотой), выходом является среднее значение тока дросселя за период работы. Силовая часть преобразователя формирует на дросселе напряжение  $UL$ . Синтез непрерывного регулятора будет производиться из допущения, что передаточную функцию силовой части преобразователя можно представить в виде инерционного звена [1] с постоянной времени, равной двум периодам ШИМ ( $T_{PWM}$ ):

$$W_{\text{сил.части}} = \frac{1}{T_{\mu} p + 1}, \quad (1)$$

где  $T_{\mu} = 2T_{PWM}$ .

Существуют разные способы настройки контура. Предлагается привести характеристику разомкнутой системы контура управления по току к системе, настроенной на симметричный оптимум (рис. 5). Считается, что замкнутый контур регулирования с единичной отрицательной обратной связью настроен на симметричный оптимум, если он имеет передаточную функцию третьего порядка вида:

$$W_{\text{раз, симметричный оптимум}} = \frac{a^2 T p + 1}{a^3 T p^2 (T p + 1)}, \quad (2)$$

где  $a = 8$  – коэффициент настройки на симметричный оптимум,  $T$  – постоянная времени некомпенсируемого

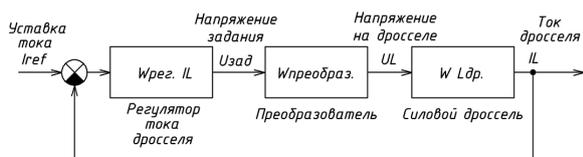


Рис. 4. Структурная схема внутреннего контура обратной связи по среднему току дросселя

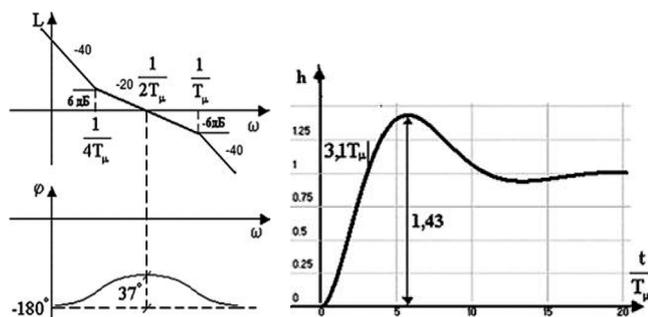


Рис. 5. Частотные характеристики (а) и переходная функция (б) для системы с настройкой на симметричный оптимум

звена, в случае рассматриваемой системы некомпенсируемой постоянной времени является период ШИМ  $T = T_{\mu}$ .

Чтобы привести внутренний контур регулирования ККМ к настройке на симметричный оптимум, характеристику разомкнутой системы необходимо привести к виду:

$$W_{\text{раз}} = W_{\text{рег. i}} \cdot W_{\text{сил. части}} \cdot W_{\text{объект упр.}} = \frac{a^2 T_{\mu} p + 1}{a^3 T_{\mu} p^2 (T_{\mu} p + 1)}; \quad (3)$$

$$W_{\text{раз. i}} = W_{\text{рег. i}} \cdot \frac{1}{T_{\mu} p + 1} \cdot \frac{1}{L p} = \frac{a^2 T_{\mu} p + 1}{a^3 T_{\mu} p^2 (T_{\mu} p + 1)}; \quad (4)$$

Равенство будет выполняться, если передаточная функция регулятора тока будет иметь вид:

$$W_{\text{рег. i}} = k_i \frac{T_i p + 1}{T_i p}. \quad (5)$$

Формула соответствует пропорционально-интегральному регулятору с коэффициентами:

$$T_i = a^2 T_{\mu}, \quad k_i = \frac{L}{a T_{\mu}}. \quad (6)$$

Таким образом, для обеспечения настройки контура обратной связи по среднему току дросселя в аналоговом виде необходимо реализовать пропорционально-интегральный регулятор с коэффициентами, зависящими от параметров силовой части (частоты ШИМ и индуктивности силового дросселя).

Внешний контур регулирования обратной связи ККМ – контур регулирования выходного напряжения (рис. 6). На входе контура постоянная величина 440 В (желаемый уровень выходного напряжения), а на выходе регулятора контура – требуемое среднее значение тока дросселя, которое в дальнейшем умножается на нормирующую синусоиду синфазную с входным напряжением и поступает на вход контура регулирования среднего тока дросселя. Быстродействие внутреннего контура (регулирование среднего тока дросселя) намного больше внешнего (регулирование выходного напряжения), поэтому при анализе контура обратной связи по напряжению передаточную характеристику контура тока можно заменить на единицу, считая, что контур тока идеально быстро обрабатывает заданную ему уставку. Объект регулирования внешнего контура

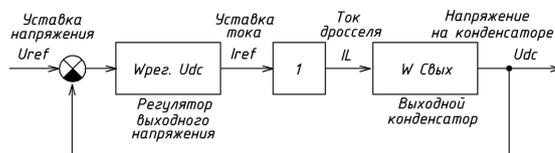


Рис. 6. Структура контура внешнего контура обратной связи по выходному напряжению

– выходной конденсатор. Его передаточная функция определяется как

$$W_{\text{раз.}U} = W_{\text{рег.}U} \cdot 1 \cdot W_{\text{объект упр.}} \quad (7)$$

Характеристику системы сложно привести к стандартным настройкам (например, настройке на симметричный оптимум или настройке на модульный оптимум), так как с математической точки зрения это требует реализации нестандартных регуляторов высокого порядка.

Предлагается использовать пропорционально-интегральный регулятор и привести характеристику разомкнутой системы к виду

$$W_{\text{раз.}U} = k \frac{Tp+1}{T^2 p^2}; \quad (8)$$

$$\begin{aligned} W_{\text{раз.}U} &= W_{\text{рег.}U} \cdot \frac{1}{pC} = \\ &= k_i \cdot \frac{T_i p + 1}{T_i p} \cdot \frac{1}{pC} = k \cdot \frac{Tp+1}{T^2 p^2}. \end{aligned} \quad (9)$$

Для обеспечения устойчивости системы и апериодических переходных процессов необходимо, чтобы знаменатель передаточной функции замкнутой системы имел только вещественные корни:

$$\frac{T^2}{k} p^2 + Tp + 1 = 0. \quad (10)$$

Решая квадратное уравнение, получим коэффициенты регулятора, исходя из параметров силовой части ККМ:

$$T_u = 5T_{\text{сети}}, \quad k_u = \frac{R \cdot C}{T_{\text{сети}}}. \quad (11)$$

Таким образом, для обеспечения работы двухконтурной системы управления корректором коэффициента мощности необходимо реализовать два типа пропорционально-интегральных регуляторов, передаточные функции которых для непрерывных сигналов имеют вид:

$$W(p) = k \frac{Tp+1}{Tp}. \quad (12)$$

Коэффициенты регуляторов (коэффициент передачи и время интегрирования) вычисляются, исходя из параметров силовой части.

Переход к дискретным переменным в уравнениях аналогового регулятора выполняется путем замены производных и интегралов их дискретными аналогами. Существует множество способов аппроксимации производных и интегралов их дискретными аналогами, самыми распространенными из которых являются простейшие виды аппроксимации производной конечной разностью, а и интеграла – конечной суммой.

Для реализации цифрового регулятора переведем передаточную функцию аналогового ПИ-регулятора из

области изображений в область оригиналов и опишем во временной области поведение ПИ-регулятора, на вход которого поступает сигнал  $u(t)$ , на выходе формируется сигнал  $x(t)$ :

$$W(p) = k \frac{Tp+1}{Tp} = \frac{x}{u}; \quad (13)$$

$$T \cdot p \cdot x = k \cdot u \cdot (Tp+1); \quad (14)$$

$$T \frac{dx}{dt} = k \cdot \left( T \frac{du}{dt} + u \right). \quad (15)$$

В дискретном виде при замене производных отношением приращений:

$$T \frac{\Delta x}{\Delta t} = k \cdot \left( T \frac{\Delta u}{\Delta t} + u \right). \quad (16)$$

Замена приращений по методу правых прямоугольников:

$$\begin{aligned} \Delta x &= x_i - x_{i-1} = x_i - z^{-1} x_i = \\ &= x_i (1 - z^{-1}) = x (1 - z^{-1}); \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \Delta u &= u_i - u_{i-1} = u_i - z^{-1} u_i = \\ &= u_i (1 - z^{-1}) = u (1 - z^{-1}). \end{aligned} \quad (18)$$

В [1] показано, что при замене приращений по методу правых прямоугольников устойчивому непрерывному регулятору обязательно соответствует устойчивый дискретный регулятор.

Подставляя  $\Delta x$  и  $\Delta u$  в формулу (16) и перегруппировав переменные, получаем зависимость выходной величины  $x(t)$  от входной величины  $u(t)$  для дискретного ПИ-регулятора:

$$x = \frac{k \left[ \frac{T}{\Delta t} (1 - z^{-1}) + 1 \right]}{\frac{T}{\Delta t} (1 - z^{-1})} \cdot u. \quad (19)$$

где  $k$ ,  $T$  – коэффициенты регулятора, рассчитанного в аналоговой области,  $\Delta t$  – шаг дискретизации.

Выражению (19), описывающему ПИ-регулятор в дискретной области, соответствует следующая реализация в *MATLAB Simulink*, показанная на рис. 7.

В аналоговых регуляторах имеется естественное ограничение выходной величины регулятора, например, в виде напряжения питания операционного усилителя, на котором собрано звено коррекции обратной связи преобразователя. При реализации регуляторов в цифровых системах управления обязательно следует вводить программное ограничение выходного значения регулятора. При длительной работе регулятора с интегральной составляющей в режиме насыщения выходной сигнал регулятора либо может неограниченно расти, либо неограниченно уменьшаться, что приводит к двум неблагоприятным последствиям:

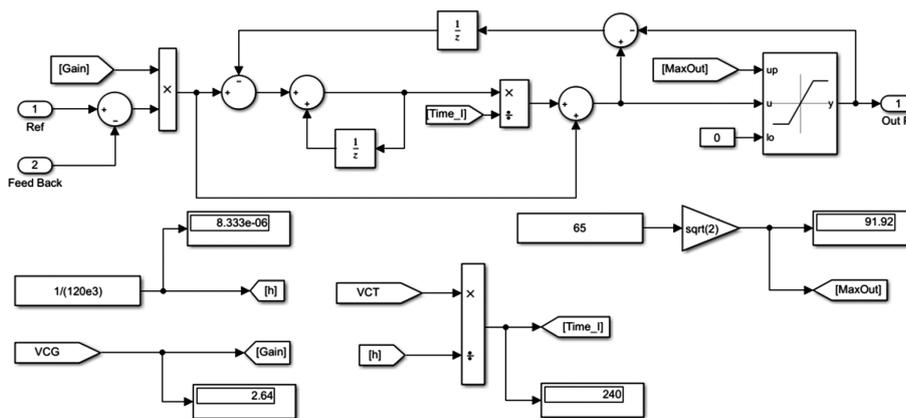


Рис. 7. Модель дискретного ПИ-регулятора в *MATLAB Simulink*

— существенному перерегулированию выходной величины и медленной обработке переходных процессов;  
 — переполнению переменной, хранящей значение выходного сигнала регулятора, с последующим ее обнулением или переходом в область отрицательных значений.

Ограничения минимального и максимального значений выходного сигнала регулятора осуществляется за счет введения в модель блокировки интегральной составляющей регулятора (на интегратор подается ноль) при достижении установленных пределов на выходе регулятора.

Для регулятора среднего тока дросселя минимальным выходным значением является измеренная амплитуда входного напряжения со знаком минус, а максимальным значением — со знаком плюс, а для регулятора выходного напряжения минимальным выходным значением является ноль, а максимальным — максимальное допустимое амплитудное значение тока дросселя.

Цифровая система управления строится на базе микроконтроллера с последовательно исполняемой программой (рис. 8). События, имеющие жесткую привязанность к реальному времени, например, генерация ШИМ-сигналов управления силовыми ключами, выполняются в так называемых подпрограммах-прерываниях. При возникновении прерывания микроконтроллер прерывает последовательное исполнение программы и переходит к процедуре обработки прерывания. Для создания системы управления с регулированием по среднему току дросселя целесообразно использовать следующий аппаратный комплекс периферии микроконтроллера. Управление ключами ККМ ведется от цифрового ШИМ генератора на базе аппаратного таймера микроконтроллера и модуля сравнения. Формируется симметричный треугольный сигнал на базе аппаратного таймера ШИМ в момент достижения максимального значения таймера вызывается прерывание, и происходит опрос датчиков, в том числе и датчика входного тока. При этом оцифрованное значение тока близко к среднему току за период ШИМ. По окончании оцифровки вызывается прерывание, и начинается расчет коэффициентов регуляторов и расчет уровня сравнения таймера ШИМ. Загрузка вычисленного значения в регистр сравнения таймера происходит в момент обнуления таймера ШИМ. Генерация сигналов управления силовыми ключами осуществляется аппаратными средствами таймера в моменты, когда значение таймера превышает значение в регистре сравнения. Расчет коэффициентов регуляторов и оцифровка каналов аналого-цифрового преобразователя происходит на частоте ШИМ.

Методика построения системы управления трехфазным ККМ и расчет коэффициентов регуляторов проверены имитационным компьютерным моделированием в *MATLAB Simulink*. Элементы силовой части преобразователя (силовые транзисторы, диоды, конденсаторы, дроссели) взяты из библиотеки *SimPowerSystems* (рис. 9). Влияние квантования сигналов по времени учитывается с помощью средства *MATLAB* — экстраполятора нулевого порядка *Zero-Order Hold*. Этот блок фиксирует значение входного сигнала в начале интервала квантования и поддерживает на выходе это значение до окончания интервала квантования. Затем выходной сигнал изменяется скачкообразно до величины входного сигнала на следующем шаге квантования. Все сигналы обратной связи (выходное напряжение, фазные напряжения, фазные токи) про-

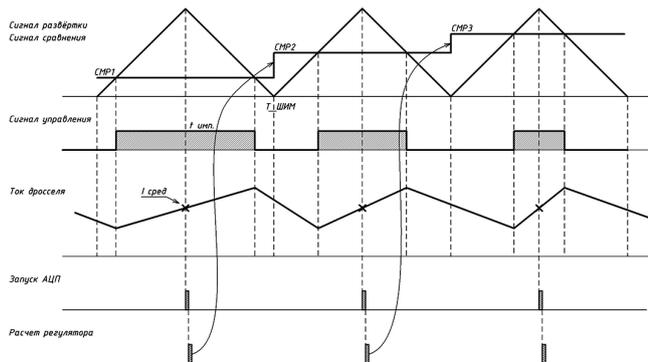


Рис. 8. Временные диаграммы работы микроконтроллера

ходят эти блоки. Регуляторы выполнены дискретными по приведенной ранее структуре (рис. 10).

Для оценки количественных показателей ККМ (коэффициент мощности, коэффициент гармоник входного тока, входная активная и полная мощности) построен специальный блок математических вычислений (рис. 11).

Результаты моделирования ККМ с цифровой системой управления представлены на рис. 12–16. Имитационное компьютерное моделирование подтвердило работоспособность цифровой системы управления ККМ, однако на графиках входных токов имеются искажения формы вблизи переходов тока через ноль.

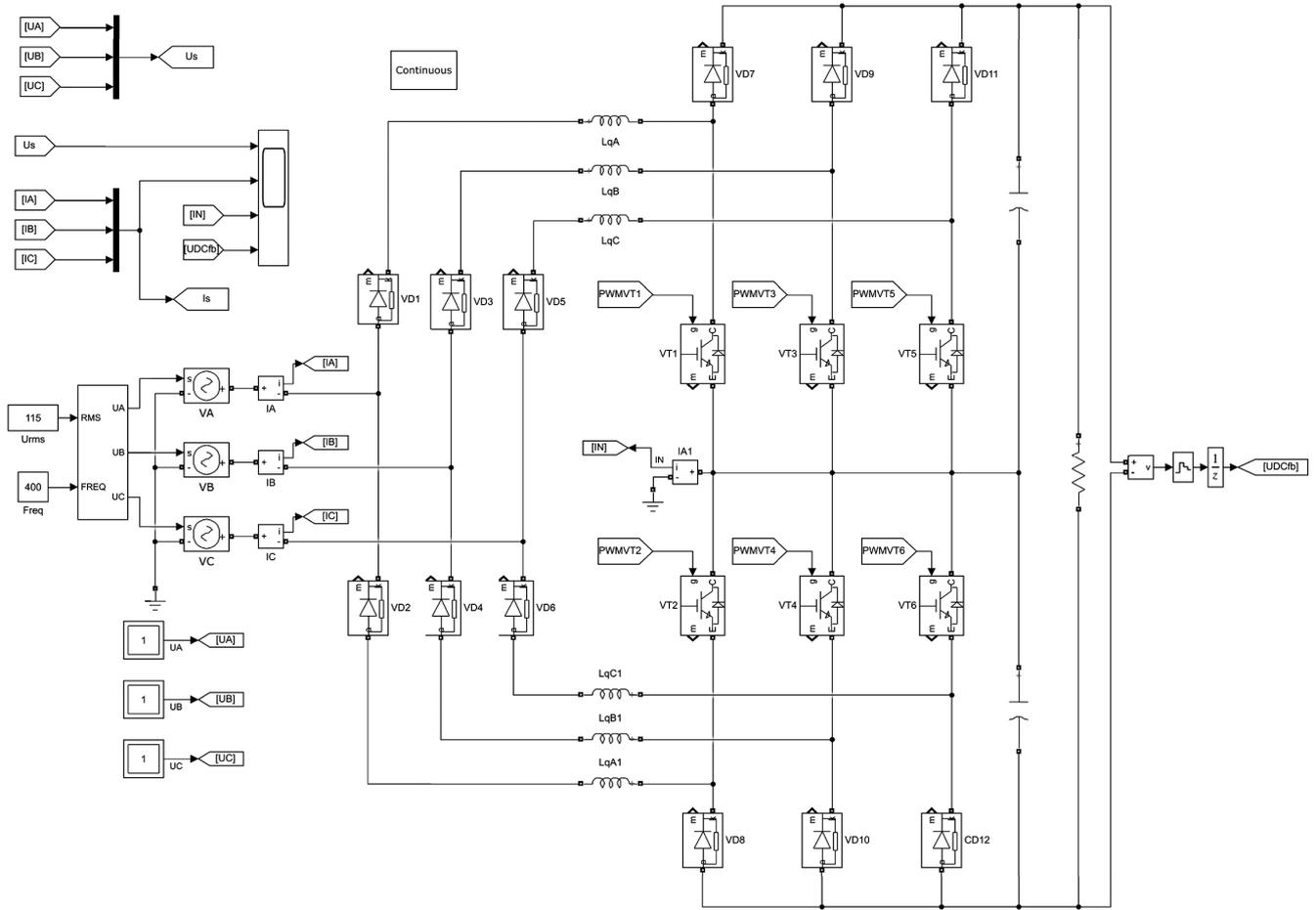


Рис. 9. Силовая часть имитационной компьютерной модели

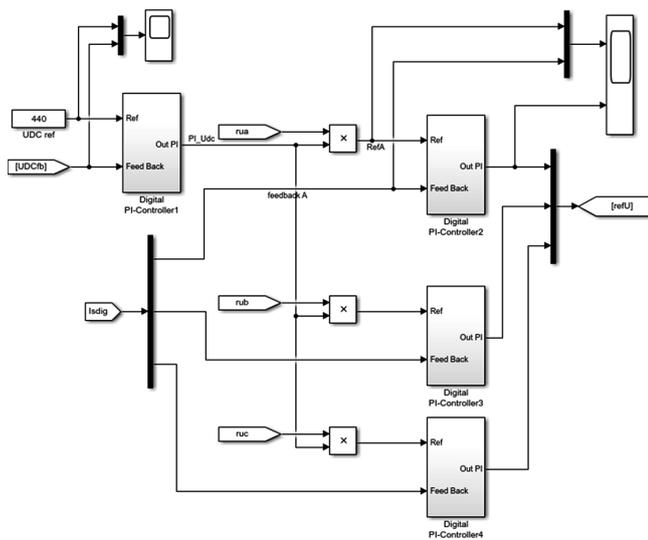


Рис. 10. Блок регуляторов

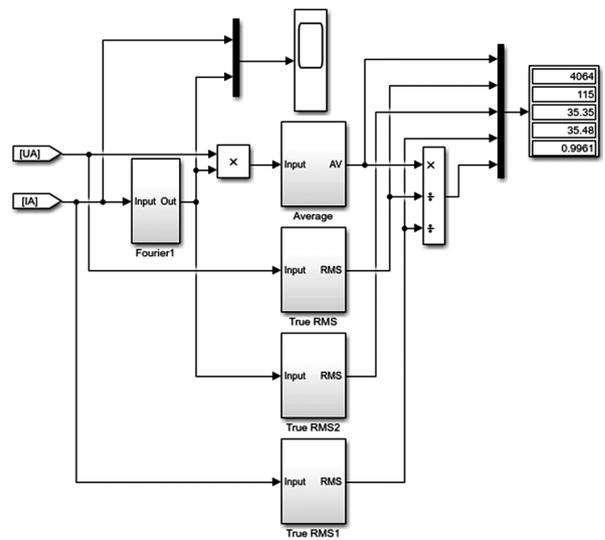


Рис. 11. Блок оценки количественных показателей ККМ

Несмотря на то, что коэффициент мощности, вычисленный с учетом искажений вблизи нуля тока, составляет 99,61%, коэффициент гармоник входного тока равняется 8,42%. Нормы качества электроэнергии

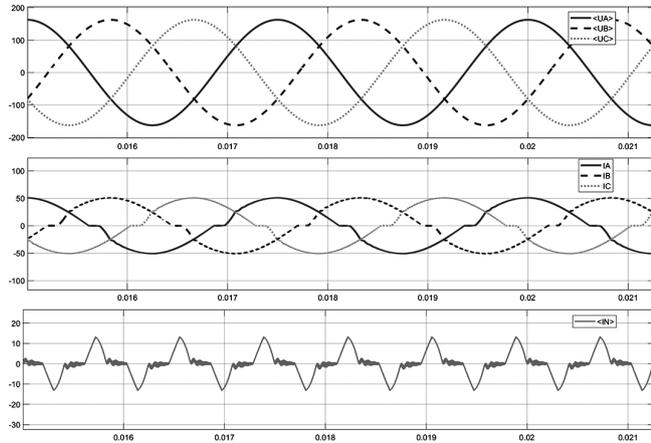


Рис. 12. Временные диаграммы работы ККМ на номинальную нагрузку: фазные напряжения (вверху), фазные токи (в середине), и ток нейтрали (внизу)

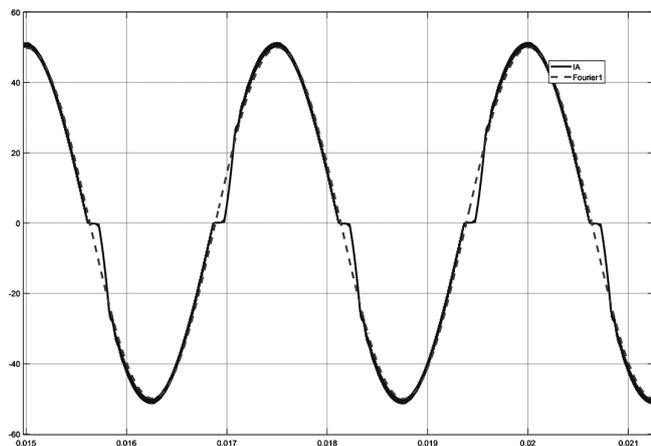


Рис. 13. Фазный ток в увеличенном масштабе и его первая гармоника

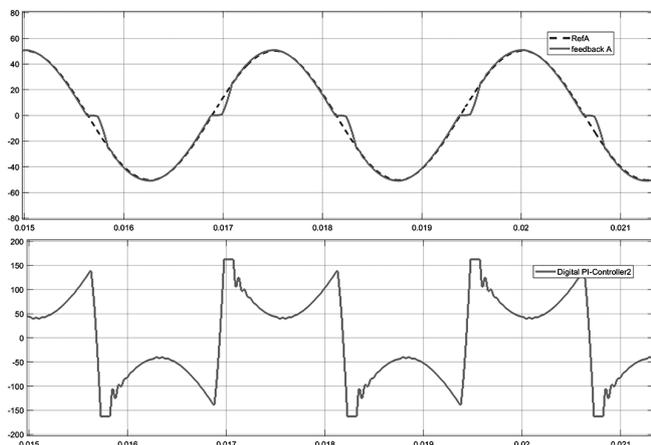


Рис. 14. Фазный ток (вверху) и выход регулятора тока (внизу)

для промышленной и бортовой сети регулируются соответствующими документами [2, 3, 4].

Наиболее вероятная причина искажений фазного тока – перерегулирование выходного сигнала регулятора тока при переходе из положительной в отрицательную полуволну и наоборот. Эффект проявляется и при использовании в модели аналоговых регуляторов с непрерывными (не подвергнутыми дискретизации) сигналами обратной связи.

При снижении входной сетевой частоты до уровня промышленной сети 50 Гц и неизменных параметрах силовой части искажения фазного тока и значения тока нейтрали значительно уменьшаются, коэффициент гармоник входного тока снижается до 2,37%.

### Заключение

– Предложен способ реализации и методика расчета коэффициентов для цифровой системы управления трехфазным коэффициентом мощности, предназначенным для использования в составе рас-

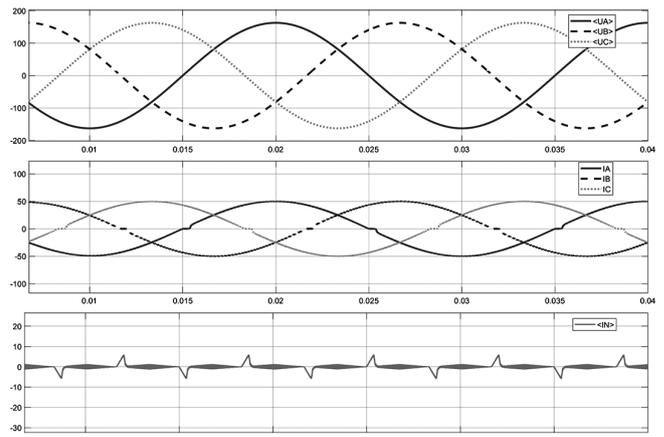


Рис. 15. Временные диаграммы работы на номинальную нагрузку в сети 50 Гц: фазные напряжения (вверху), фазные токи (в середине) и ток нейтрали (сгизу)

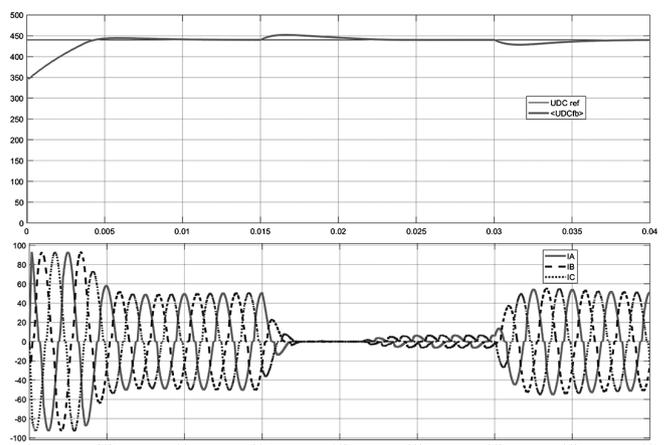


Рис. 16. Выходное напряжение при старте преобразователя и при скачкообразном изменении нагрузки со 100% до 10% (перерегулирование менее, чем 20 В при уровне стабилизации 440 В)

пределенной системы электроснабжения летательного аппарата.

– Разработана имитационная модель трехфазного ККМ с цифровым управлением с возможностью количественной оценки показателей работы ККМ (коэффициент гармоник входного тока, коэффициент мощности).

– Выявлено наличие искажений входного тока вблизи перехода через ноль и появление тока в нейтральном проводе.

– Показано, что увеличение кратности частоты коммутации к сетевой частоте значительно снижает искажения тока.

– Дальнейшая работа: поиск решений по уменьшению искажений входного тока не за счет прямого увеличения частоты коммутации, исследование работы при неидеальной входной сети.

#### Литература

1. *Анучин А. С.* Системы управления электроприводов. Учебник для вузов. – М.: Издательский дом МЭИ, 2015. – 373 с.
2. ГОСТ 29322-2014 (IEC 60038:2009) Напряжения стандартные.
3. ГОСТ 32144-2013 (EN 50160:2010, NEQ). Электрическая энергия. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.
4. ГОСТ Р 54073-2017 Системы электроснабжения самолетов и вертолетов.

**Толстых Сергей Петрович**, аспирант кафедры “Микроэлектронные электросистемы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7(963) 634-63-57, e-mail: spkikg@gmail.com;

**Носков Дмитрий Давидович**, аспирант МАИ, кафедры “Микроэлектронные электросистемы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7(903) 119-22-82, noskov.d.d@gmail.com.