

Главный редактор

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

Заместитель Главного редактора

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

Редакционный совет

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Подписано в печать 03.03.2013. Тираж 500 экз.

Адрес редакции:

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

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

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

Содержание

А. В. Лукин, М. Ю. Кастров., А. А. Герасимов
Сравнительный анализ DC-DC модулей питания на отечественной и импортной элементной базе 2

Г. С. Мыцык, А. В. Мирошниченко, Хлаинг Мин У
Некоторые результаты исследования полумостовой инверторной схемы 6

С. В. Аверин, А. Н. Данилина, Ю. Г. Следков
Бортовой преобразователь частоты с рекуперацией электроэнергии 13

В. И. Колосов
Выбор структуры изолированного DC-DC преобразователя с наименьшей мощностью потерь в активных элементах 17

Т. В. Анисимова, В. И. Волков, В. В. Крючков
Транзисторный инвертор с многоуровневым напряжением на входе силового фильтра для бортовых и наземных систем электропитания 23

Г. А. Белов, А. В. Серебрянников, А. А. Павлова
К синтезу одноконтурных систем управления понижающими импульсными преобразователями 26

А. В. Бокунов, В. А. Жигачев
Цифровое управление — основа интеллектуального управления преобразованием и распределением электроэнергии 34

С. Б. Резников, В. В. Бочаров, С. Ф. Коняхин, И. Н. Соловьев, Ю. В. Ермилов
Комбинированный электронно-механический аппарат защиты и коммутации для систем распределения постоянного повышенного напряжения 38

В. С. Котов, Н. Ф. Голубев, В. В. Токарев
Особенности технологии изготовления диодов Шоттки с МОП канавочной структурой 42

А. М. Медведев, Ф. В. Васильев, М. Л. Сокольский
Расчет токовой нагрузки для диагностического контроля электрических соединений в авионике 45

Д. О. Варламов, В. Г. Еременко
Устройство балансировки напряжений с коммутируемым конденсатором и его моделирование в программе PSpice 49

В. М. Бардин, А. В. Земсков
Нагрузочная характеристика сварочного инвертора ... 52

А. В. Лукин, М. Ю Кастров., А. А. Герасимов

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ DC-DC МОДУЛЕЙ ПИТАНИЯ НА ОТЕЧЕСТВЕННОЙ И ИМПОРТНОЙ ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЕ

A. V. Lukin, M. J. Kastrov,
A. A. Gerasimov

Приведены результаты сравнительного анализа блоков питания, производимых ЗАО “ММП-Ирбис”, собранных на отечественной и импортной элементной базе. Сравнение проводилось по электрическим характеристикам, надежности, стоимости, технологичности, срокам поставки. По результатам сделано заключение.

Ключевые слова: блок питания, элементная база, технические характеристики, продукция, стоимостные показатели, производитель, поставщик.

Comparison Analysis of DC-DC Power Modules Based on Home-Produced and Imported Components

The paper presents the results of comparative analysis of supply units produced by Close Joint-Stock Company “MMP-Irbis”, assembled on the basis of home-produced and imported components. This comparison was made by electrical characteristics, reliability, costs, technological effectiveness, delivery time. A conclusion was drawn in accordance with the results of the analysis.

Key words: supply unit, component base, technical features, production, cost parameters, manufacturer, supplier.

Практически на каждом форуме по источникам вторичного электропитания возникает дискуссия — использовать импортную элементную базу при их производстве, или нет? Одни говорят (в том числе и авторы данной статьи), что только при использовании импортной элементной базы может быть создан современный надежный, высокотехнологичный и дешевый источник питания. Другие доказывают, что необходимо применять только отечественные компоненты, и при этом, дескать, можно получить то же качество источника питания и независимость от поставок импортных компонентов, да еще и с “защитами” в них вредными закладками, которые подорвут обороноспособность страны.

Наверное, настала пора попробовать разобраться в этом вопросе, причем сделать это не голословно, а аргументировано, с цифрами, фактами и корректными выводами.

Как уже неоднократно упоминалось [1–4] за рубежом широко используют коммерческие источники питания в военной технике, конечно при определенных условиях. Это подтверждает и весьма уважаемый нами специалист и маркетолог Андрей Жданкин [3]. Причина только одна — гораздо меньшая цена и, как добавляет А. Жданкин, — уменьшенные сроки поставки, при прочих равных условиях. В [4] обоснованы сложившиеся в Российской Федерации тенденции применения в ракетно-космической технике и смежных отраслях промышленности новейших образцов зарубежной электронной компонентной базы, не имеющих аналогов в своем классе среди компонентов военного назначения.

Однако необходимо отметить, что данные, приведенные в [3, 4], получены из материалов зарубежной печати.

Для ответа на вопрос, а как в России применяют коммерческие источники питания в военной технике, приведем данные, полученные в ЗАО “ММП-Ирбис”.

На рис. 1 показаны объемы продаж коммерческих блоков питания для военной техники. Здесь ВМП — обозначает объемы продаж блоков питания, производимых совместно с ЗАО “НПП” ВМП с военной приемкой. В этих блоках применена импортная элементная база, поэтому поставки осуществляются по Решению в соответствии с Приказом МО РФ № 41 от 23.01.2001 г. Отличие этих блоков от чисто коммерческих заключается в использовании промышленной элементной базы и усиленного дополнительного межоперационного контроля и технологического прогона.

ВТ — обозначает объемы продаж блоков питания без военной приемки, но изготовленных по технологическому процессу и с применением компонентов, что и блоки с военной приемкой.

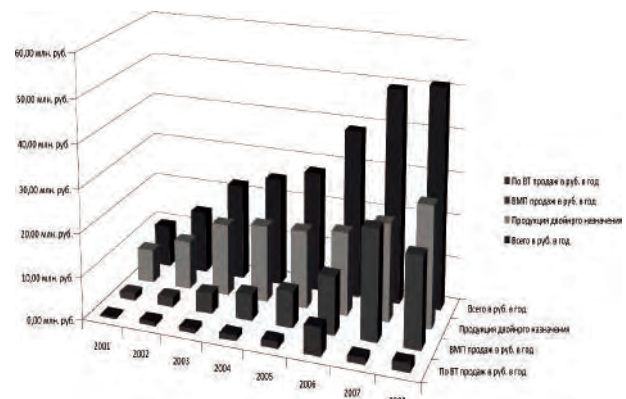


Рис. 1. Объемы продаж блоков питания для военной техники в денежном выражении

Падение объемов продаж в 2007 г. объясняется тем, что два крупных покупателя: ЗАО АСС и Азовский ОЗП после начала выпуска серийной продукции начали покупать блоки с военной приемкой (ВМП).

Продукция двойного назначения – это объемы продаж чисто коммерческих блоков питания для военной техники.

Последняя диаграмма – это суммарный объем выпуска блоков питания компанией “ММП-Ирбис” для военной техники.

На рис. 2 представлены те же объемы продаж, но выраженные в количествах изделий.

Диаграммы на рис. 1 и 2 наглядно показывают рост объемов продаж коммерческих блоков питания для военной техники начиная с 2001 г., который несколько замедлился в 2008 г. по понятным причинам.

Для сравнения характеристик блоков питания, применяемых в военной технике, изготовленных с использованием импортной и отечественной элементной базы, был выбран модуль питания МПВ15, широко применяемый в военной технике как с военной приемкой (ВМП15), так и без нее. Серийно блок питания ВМП15 выпускается практически полностью на импортной элементной базе, за исключением корпуса, магнитопроводов и эмаль-проводов электромагнитных компонентов.

На отечественной элементной базе с военной приемкой были изготовлены два образца блоков питания ВМПР15-1.

В табл. 1 приведены основные технические характеристики сравниваемых блоков питания на отечественной элементной базе – ВМПР15-1 и на импортной элементной базе – ВМП15-1.

Некоторые комментарии к табл. 1. Потери емкости отечественных конденсаторов типа К53-65, примененных в блоке ВМПР15-1, могут составлять от 10% до 80% на рабочей частоте 80 кГц. Этим объясняются увеличенные в два раза пульсации выходного напряжения. В блоке ВМП15-1 применены конденсаторы серии 293 фирмы *VISHAY*, у которых зависимость эквивалентного последовательного

Таблица 1

Характеристики	ВМПР15-1	ВМП15-1
Точность установки выходного напряжения	±1%	±1%
Коэффициент нестабильности выходного напряжения от температуры	0,005 %/°C	0,005 %/°C
Пульсации выходного напряжения	50 мВ (факт.)	24 мВ (факт.)
КПД преобразователя	78,45%	80%
Время наработки до отказа	19725 ч (расч.)	41246 ч (расч.) 4700000 ч (подтв.)
Коэффициент нестабильности выходного напряжения		
– по напряжению	0,015%	0,015%
– по току	0,122%	0,287%

сопротивления от частоты более слабая, вплоть до частоты 1 МГц.

Более низкий КПД блока ВМПР15-1 определяется увеличенными потерями в отечественных выпрямительных диодах Шоттки и силовом транзисторе.

Разница в коэффициентах нестабильности по току объясняется неидентичностью цепей обратной связи – в блоке ВМПР15-1 применен трансформатор для гальванической развязки, в блоке ВМП15-1 – оптопара.

Динамические характеристики обоих блоков примерно одинаковые.

В целом можно сделать вывод, что по характеристикам, определяющим качество электроэнергии, сравниваемые блоки практически не отличаются.

Для сравнения стоимостных показателей рассматриваемых блоков оценим стоимость элементной базы, которая определяет цену изделия, так как она составляет 50–60% от стоимости при устойчивом серийном производстве.

В табл. 2 приведены цены на комплектующие элементы от соответствующих фирм-изготовителей. К этой таблице необходимо дать пояснения.

Импортная комплектация широко представлена на отечественном рынке. Десятки крупных зарубежных компаний конкурируют между собой за российский рынок сбыта электронных компонентов, имеют представительство в России и развитую дистрибуторскую сеть. Также существует очень большая группа предприятий, осуществляющих перепродажу элементной базы, как со стоков из-за рубежа, так и внутри России. Такая насыщенная сеть продаж приводит к тому, что предприятия-продавцы сами поддерживают складские остатки компонентов, пользующиеся широким спросом – побеждает тот, кто предлагает по низкой цене и со склада. Таким образом источник питания на импортной элементной базе с нуля можно скомплектовать в течение 2–4 недель, как правило дольше всего будут делаться платы. Если платы заказать на срочном производстве (это 3–4 дня), то комплектование займет около 3 недель и это при условии,

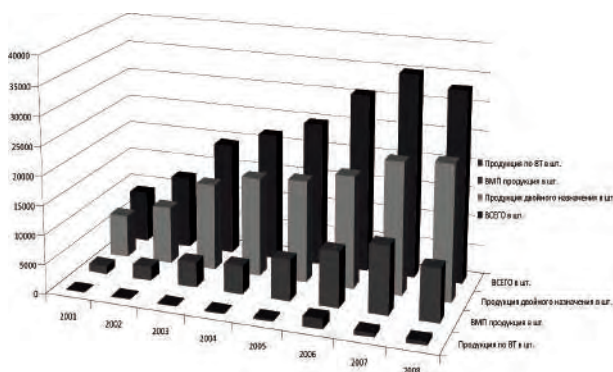


Рис. 2. Объемы продаж блоков питания для военной техники в количественном выражении

Таблица 2

Наименование компонента	Типоминал элемента	ВМП15-1			Производитель	Тип элемента	кол-во, шт.	Цена руб. с НДС	Стоимость, руб.	Производитель
		кол-во, шт.	Цена, руб.с НДС	Стоимость, руб.						
Чип резистор	0805-...5%	20	0,04	0,8	YAGEO, BC components, VISHAY	P1-12-...5% AJPPR.434110.005TU	24	4,48	107,52	ОАО "НПО"Эркон", Н. Новгород, ОАО "КБ "Икар", Н. Новгород
	0805-...0.1%	2	0,35	0,7		P1-16-...0.1% AJPPR.434110.002 TU	2	25,44	50,88	
	1206-...5%	5	0,05	0,25		K10-47b 2012 MPO.50B1000 pf	1	3,96	3,96	
	0805-NP0-1000-50V	1	0,32	0,32	EPCCOS, KEMET, MURATA, TDK, VISHAY SFRERNICE, YAGEO, AVX KYOCERA	K10-47b 3216 H20.50B 0.022 мкФ	1	6,05	6,05	
	0805-NP0-330-50V	1	0,17	0,17		K10-47b 3216 H20.100B 1500 pf	1	4,04	4,04	
	0805-X7R-0.1-50V	2	0,25	0,5		K10-47b 2012 H20.50B 2200 pf	1	5,6	5,6	ОАО "НИИ "Триконд", Санкт Петербург", ОАО "Завод "Рекомд", Санкт Петербург, ОАО "Кулон" Санкт Петербург, РУП Витебский завод радиодеталей Монлит
	0805-X7R-1500-50V	1	0,24	0,24		K10-47b 2012 H20.50B 330 pf	1	5,63	5,63	
	1206-NP0-1000-200V	1	1,58	1,58		K10-47b 3216 H20. 50B 4700 pf	1	4,56	4,56	
	1206-X7R-4700-50V	1	0,26	0,26		K10-47b 2012 H20.50B 4700 pf	1	5,6	5,6	
	1812-X7R-0.82-100V	1	9,74	9,74		K10-47b 2012 H20.25B 0.033 мкФ	1	3,92	3,92	
1812-X7R-0.015-500V	1	8,52	8,52		K10-47b 5750 H20.500B 0.022 мкФ	1	16,13	16,13		
чип танталовый конденсатор	TD-4,7-50V	3	8,75	26,25	KEMET AVX KYOCERA, EPCCOS, VISHAY	K53-65-50B-3.3мкФ-10%	4	132,07	528,28	
	TD-100,0-10V	5	8,65	43,25		AЖЯР.673.546.004ТУ габарит Д				
чип диод	BAW56	4	0,48	1,92	ON Semiconductor, NXP, VISHAY, Infineon, Fairchild, Zetex Semiconductors	K53-65-40B-1.5мкФ-10%	1	150,69	150,69	
диод SMD	MBRB1545CT	1	13,17	13,17	ON Semiconductor, Vishay, Diodes Inc, General Semiconductor, Micro Commercial Components	AЖЯР.673.546.004ТУ габарит С				ОАО "Электонд" г. Саранул
чип стабилизатор	BZX84-C6V8	1	0,56	0,56	Fairchild Semiconductor, Zetex Semiconductors, Infineon, Central Semiconductor, Vishay, Samsung Electronic	K53-65-10B-100мкФ-20%	4	120,14	480,56	
	BCX70G	1	0,67	0,67		AЖЯР.673.546.004ТУ габарит Д				
	BCX71G	1	1,08	1,08	Fairchild Semiconductor, Zetex Semiconductors, Infineon, Central Semiconductor, Vishay, Samsung Electronic	2T3130A9	3	53,1	159,3	ЗАО НПК «Далекс»(ОАО ПО «Элекс», Александровский завод п/л приборов, ОАО "Экситон" Павловский Посад моск. обл., ООО "Кр ЗПП "Арсенат" г. Краснознаменск, моск. обл.
	PMBT4401	1	0,8	0,8	Fairchild Semiconductor, ON Semiconductor, Vishay, Zetex Semiconductors, Micro Commercial Components, General Semiconductor, Microsemi, Hi-Sincerity Microelectronics	2T3129A9	2	52,16	104,32	ЗАО НПК «Далекс»(ОАО ПО «Элекс», Александровский завод п/л приборов, ОАО "Экситон" Павловский Посад Моск. обл.
	PMBT4403	1	0,8	0,8	Fairchild Semiconductor, ON Semiconductor, Vishay, Zetex Semiconductors, Micro Commercial Components, General Semiconductor, Microsemi, Hi-Sincerity Microelectronics	2D706A9	5	57,7	288,5	ЗАО НПК «Далекс»(ОАО ПО «Элекс», Александровский завод п/л приборов, ОАО "Экситон" Павловский Посад Моск. обл.
словой транзистор	IRF530NS	1	21,29	21,29	IRF	2D803A9	1	59,47	59,47	ЗАО НПК «Далекс»(ОАО ПО «Элекс», Александровский завод п/л приборов, ОАО "Экситон" Павловский Посад Моск. обл.
	PS2701-1	1	5,63	5,63	NEC	2C168A CM3-362.805TU	2	18	36	ФГУП "НЗПП с ОКБ" г. Новосибирск
	TL431BDBVR	1	6,29	6,29	Texas Instruments	КН142ЕН19 ОК0.347.098-12ТУ	1	246,62	246,62	ОАО "НПП "Элтом"
	SC0403-3R9 (3,9мкГн)	1	4,64	4,64	BoURNS, Sumida, Murata, YAGEO	2T769B91 AEЯР.432140.220ТУ	1	427,04	427,04	ОАО "Боронский Завод Полупроводниковых Приборов-Сборка"
			1	9,85	9,85		2D273БС91 AEЯР.432120.217ТУ	1	435,42	435,42
печатная плата					вых. дроссель	1	15	15		
					печатная плата	1	49	49		
			сумма	159,28				сумма	3194,11	

что какого-то компонента нет в России и его надо везти из-за рубежа.

Необходимо отметить, что надо пользоваться только проверенными поставщиками, которые заинтересованы в долгосрочной работе с вами, остерегаться случайных связей, даже если предложение выглядит очень привлекательно, не ясно к каким последствиям все это приведет.

Отечественная комплектация. Сроки поставок даже самых элементарных компонентов начинаются от 30 дней (чип конденсаторы, резисторы и т. п.) и доходят до 90 дней и больше. Как правило, производитель ссылается на “загруженность” производства или какие-либо организационные проблемы (смена учредителей, реорганизация и т. п.), вплоть до полного срыва поставок. Некоторые компоненты производит только один изготовитель, в то время как устойчивое серийное производство требует наличие не менее 2–3 поставщиков компонентов.

Для полноты картины, необходимо сравнить рассматриваемые блоки питания по технологичности.

Резисторы. По размерам, характеристикам и упаковке отечественные резисторы полностью взаимозаменяемы с импортными.

Керамические конденсаторы. Отечественные проигрывают по удельной емкости, занимают больше места на печатной плате. Поставляются в катушках для машинной установки.

Диоды и транзисторы малой мощности (корпус SOT-23). По параметрам и типу корпуса отечественные взаимозаменяемы с импортными. Поставки в катушках для машинной сборки теоретически возможны, однако фактически получить не удается.

Микросхема TL-431. Отечественная отсутствует в SMT- корпусе для поверхностного монтажа, поэтому установка осуществляется вручную.

Силовой транзистор. Отечественный только в керамическом корпусе, поэтому тоже ручная установка.

Силовой диод. Отечественный является полным аналогом импортного.

В табл. 3 приведены итоговые сравнительные характеристики рассматриваемых блоков питания.

Заключение

1. Рост объемов продаж показывает, что в России с успехом используются коммерческие источники питания с импортной комплектацией в военной технике.

Таблица 3

Сравниваемые параметры	ВМПР15-1	ВМП15-1
Качество/надежность	Достаточное	Выше в 2–3 раза
Цена	Очень высокая	На порядок меньше
Сроки поставки	8–12 недель	4 недели
Электрические характеристики	Хорошие	Хорошие
Технологичность	Есть ручная установка и пайка	Автоматизированное производство
Надежность поставок компонентов	Есть один поставщик Сроки: больше 4-х недель	Больше 3-х поставщиков Сроки: от 3-х недель

2. Сегодня в России можно производить блоки питания на отечественной элементной базе для военной техники, по основным электрическим характеристикам не уступающие аналогичным блокам, собранным на импортной элементной базе.

3. Во всем мире покупатель выбирает поставщика по трем критериям: качество/надежность, цена и срок поставки. Как видно из итоговой табл. 3, по всем этим критериям блок питания, собранный на отечественной элементной базе проигрывает блоку питания, собранному на импортной элементной базе.

Литература

1. Лукин А. В. Использование коммерческих источников питания в военной технике. — Практическая силовая электроника, № 6, 2002, С. 2–7.

2. Лукин А. В. Современный рынок источников питания. Опыт компании “ММП-Ирбис” // Электропитание. — М.: Ассоциация “Электропитание”, 2006, Вып. 6. С. 27–33.

3. Жданкин В. DC/DC-преобразователи для военных систем: гибридная технология или технология поверхностного монтажа на печатную плату? // Современная электроника, № 4, 2008. С. 28–29

4. Данилин Н., Белослудцев С. Проблемы применения современной индустриальной электронной компонентной базы иностранного производства в ракетно-космической технике. // Современная электроника, № 7, 2007. С. 8–12.

Кастров Михаил Юрьевич, к. т. н., главный инженер ЗАО “ММП-Ирбис”, тел. +7(495) 987-10-16, e-mail: kastrov@mmp-irbis.ru.

Герасимов Александр Алексеевич, начальник отдела перспективных разработок ЗАО “ММП-Ирбис”, тел.: +7(495) 987-10-16, e-mail: agerasimov@mmp-irbis.ru

Г. С. Мыцык, А. В. Мирошниченко, Хлаинг Мин У

НЕКОТОРЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ ПОЛУМОСТОВОЙ ИНВЕРТОРНОЙ СХЕМЫ

G. S. Mytsyk, A. V. Miroshnichenko,
Khlaing Min U

Some Results of Half-Bridge
Inverting Circuit Analysis

Статья посвящена исследованию не освещенных в литературе вопросов, связанных с проектированием схемы полумостового инвертора напряжения (ПМИ). Предложено альтернативное модельное описание (МО), необходимое для расчета конденсаторов делителя напряжения, которое по своим результатам подтвердило правомерность уже известного, но ранее не проверенного на адекватность МО. Известное и новое МО дополнительно проверены путем имитационного компьютерного моделирования (ИКМ). Одновременно на основе ИКМ исследовано влияние реально имеющей место асимметрии в значениях емкостей конденсаторов делителя на рабочие процессы в ПМИ. Показано, что неравенство емкостей и неравенство сопротивлений транзисторов в открытом состоянии в данной структуре ПМИ не вызывает появления постоянной составляющей в его выходном напряжении.

Ключевые слова: инвертор, полумостовая схема, модельное описание, делитель напряжения, имитационное моделирование.

This paper presents the research of design problems of Half Bridge Inverter (HBI), which are not reported in literature. An alternative model description (MD) required for the calculation of capacitor voltage divider is offered. The result of MD confirms the validity of already known, but previously not tested for adequacy of MD. The known and new MD are additionally verified by computer simulation. On the basis of computer simulation the effect of actual point of asymmetry in the values of capacitance of capacitors voltage divider on the working process in HBI is studied as well. It is shown that inequality of capacitance and inequality of on-state transistor resistance in the given HBI does not cause DC component in its output voltage.

Key words: inverter, half-bridge circuit, model description, voltage divider, simulation modeling.

При инвертировании постоянного напряжения среднего уровня (порядка 600 В) в диапазоне мощностей от долей до единиц киловатт достаточно широкое применение получила схема полумостового инвертора напряжения – ПМИ. Она содержит конденсаторный делитель напряжения – C_1 , C_2 , стойку транзисторных ключей – VT_1 , VT_2 и выходной высокочастотный трансформатор – TV . Чаще всего схема используется в классах конвертеров (DC/DC) – рис. 1 и выпрямителей с промежуточным высокочастотным преобразованием ПВЧП (AC/DC). Результаты модельного описания процессов в ПМИ и основные рекомендации по параметрической его оптимизации при определенных допущениях получены О. И. Хасаевым [1]. Между тем при проектировании такого рода преобразователей возникает ряд вопросов, не на все из которых нам удалось найти в источниках информации необходимые ответы. В частности, остались без ответов следующие вопросы:

а) как будет сказываться реально имеющее на практике место неравенство емкостей C_1 и C_2 конденсаторного делителя (которые в идеале должны быть равны) на качество выходного напряжения?

б) проявляется ли именно в этой схеме реально имеющее место некоторое неравенство сопротивлений транзисторов в открытом их состоянии на явление одностороннего “замагничивания”

выходного трансформатора (как это может иметь место в инверторах по нулевой и мостовой схемам)?

Что касается расчета емкостей C_1 , C_2 для случая их неравенства, то этот вопрос в [1] не ставился и не решался. Вместе с этим, в отсутствие каких-либо доказательств адекватности полученных в [1] расчетных выражений для обоснованного их применения на практике требуется дополнительная теоретическая или экспериментальная проверка.

Целью настоящей статьи является разрешение этих вопросов.

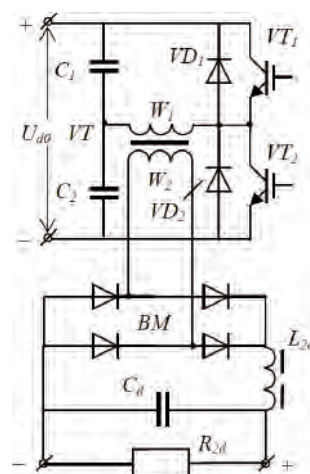


Рис. 1. ПМИ в структуре конвертора

Общие вопросы проектирования ПМИ

В рассматриваемом здесь примере применения ПМИ в составе конвертора (рис. 1) мощностью $P_2 = 0,5...1,5$ кВт он работает на высокой частоте $f_{ВЧ} = 25...40$ кГц и, таким образом, реализует энерго-и ресурсосберегающий принцип преобразования параметров электроэнергии, который позволяет кардинально улучшить массогабаритные показатели трансформаторно-выпрямительного устройства (ТВУ) при не худшем или даже лучшем его КПД по сравнению с ТВУ, в структуре которых трансформатор напряжения работает на сетевой частоте. Заметим, что проблема проектирования ТВУ с ПВЧП (ТВУ ВЧ), как известно, прежде всего, требует обоснованного решения недостаточно еще исследованной (в различных применениях) задачи определения рационального значения частоты ПВЧП – $f_{ВЧ}$, обеспечивающей минимальные массогабаритные показатели ТВУ ВЧ при ограничениях на его КПД. При этом с необходимостью должны быть решены также и уже отмеченные задачи.

Функция регулирования выходного напряжения конвертора реализуется в ПМИ на частоте $f_{ВЧ}$ широтным способом (ШР) – за счет введения регулируемой паузы α между переключениями ключей ПМИ. Заметим, что использование отрицательной обратной связи для стабилизации выходного напряжения конвертора (при высокой рабочей его частоте) позволяет одновременно эффективно подавлять и низкочастотную пульсацию (300 Гц) выпрямленного сетевого напряжения. Это освобождает разработчика от необходимости неоправданно завышать емкости конденсаторного делителя напряжения.

Особенности проектирования ПМИ

Выбор рационального значения частоты $f_{ВЧ}$ представляет собой непростую, многосвязную, зависящую от нескольких факторов системную задачу. Применительно к однофазным (ОИН) и трехфазным инверторам (ТИН) с ШИМ (а также с широтным регулированием – ШР) выходного напряжения полезная для проектирования информация получена, в частности, в работе [2]. В ней, в частности, показано, что в диапазоне мощностей ОИН и ТИН от единиц до десятков киловольт-ампер оптимальное (по критерию минимума массы и ограничениях по их КПД) значение частоты $f_{ВЧ}$ находится в области $f_{ВЧ} = 25...30$ кГц. В области более высоких частот существенное влияние уже оказывает поверхностный эффект в обмотках ВЧ трансформатора, а его масса перестает снижаться и начинает возрастать по этой причине, а также по причине снижения значения расчетной индукции трансформатора по мере увеличения частоты $f_{ВЧ}$. Предварительный анализ показывает, что при-

менительно к конверторам с алгоритмом ШР по крайней мере, мощностью до единиц кВт (при $U_{d0} \approx 600$ В), оптимальное значение частоты $f_{ВЧ}$ может находиться несколько выше значений указанной области. Поскольку точное, обоснованное решение этой задачи достаточно трудоемко, а ее решение не является целью настоящей работы, в работе принято значение $f_{ВЧ} = 30$ кГц. При более высокой частоте помимо возрастания массы трансформатора увеличиваются динамические потери в транзисторах, что сопровождается увеличением массы охладителей и трансформатора.

Определение значений емкостей конденсаторов делителя напряжения

Для упрощения и по логике проектирования данную задачу решим для наиболее тяжелого для конденсаторов случая: а) – когда угол регулирования $\alpha \approx 0$; и б) – при активной нагрузке R_2 , подключенной непосредственно к выходу ПМИ (вместо согласующего трансформатора TV).

Решение задачи по известной методике

В [1] на основе использования метода мгновенных значений (ММЗ) для активной нагрузки при условии равенства емкостей конденсаторов делителя $C_1 = C_2 = C$ и при не учете падения напряжения на транзисторах ($\Delta U_{VT} = 0$) получена следующая модель для определения емкости конденсаторов делителя:

$$C = \frac{1}{4fR_2 [\ln(1+\delta) - \ln(1-\delta)]}, \quad (1)$$

где δ – коэффициент пульсаций напряжения на конденсаторе:

$$\delta = \frac{\Delta U_C}{U_{d0}} = \frac{\Delta U_C}{2U_{C(0)}}; \quad (2)$$

ΔU_C – уровень пульсаций напряжения на конденсаторах:

$$\Delta U_C = U_{C \max} - U_{C \min}; \quad (3)$$

причем

$$U_{C \max} = U_{C(0)} + \Delta U_C / 2; \quad (4)$$

$$U_{C \min} = U_{C(0)} - \Delta U_C / 2; \quad (5)$$

$U_{C(0)}$ – среднее значение напряжения на конденсаторе (на полупериоде)

$$U_{C(0)} = \Delta U_{d0} / 2; \quad (6)$$

U_{d0} – постоянная составляющая напряжения питания ПМИ (рис. 2), обеспечиваемая, например, сетевым выпрямителем;

f – рабочая частота ПМИ;

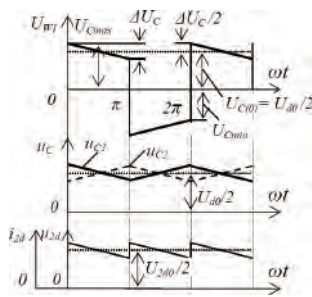


Рис. 2. Временные диаграммы рабочих процессов в ПМИ при $W_1 = W_2$ и $\alpha = 0$

R_2 – эквивалентное активное сопротивление непосредственно на выходе ПМИ.

Заметим, что в ПМИ в установившемся режиме при выше принятом допущении ($\Delta U_{VT} = 0$) максимальное и минимальное значения напряжения на его выходе равны аналогичным значениям на конденсаторах: $U_{2max} = U_{Cmax}$ и $U_{2min} = U_{Cmin}$. Для области, когда параметр $\delta \leq 0,25$, в [1] дается упрощенный вариант модели (1), которая обеспечивает точность не хуже 0,5%:

$$C = \frac{1}{8fR_2\delta}. \quad (1a)$$

Вместе с этим, в [1] приведено также доказательство того факта, что данная схема ПМИ полностью работоспособна и при наличии только одного из двух конденсаторов делителя, однако, лишь с тем отличием, что при той же выходной мощности емкость конденсатора в моделях (1), (1a) должна быть увеличена в два раза. Выбор значения коэффициента пульсаций δ определяется типом конденсаторов и допустимыми параметрами напряжения пульсаций – частотой ее основной гармоники и ее амплитудой – $U_{C(1)m}$, которую с достаточной для инженерной практики точностью можно принять равной:

$$U_{C(1)m} = \frac{8}{\pi^2} \frac{\Delta U_C}{2} = 0,4 \cdot \Delta U_C. \quad (7)$$

Отсутствие опыта использования при проектировании моделей (1), (1a) ставит вопрос о проверке их адекватности. С этой целью здесь приводится иной способ их формирования, основанный на методе энергетического баланса (МЭБ), а также проводится сопоставление полученных результатов с моделями (1), (1a) и с последующим контролем известного и полученного результатов методом имитационного компьютерного моделирования (ИКМ).

Альтернативная методика расчета емкости конденсаторов делителя

Ключевым моментом, определяющим логику анализа схемы ПМИ, является учет в ней следую-

щих особенностей в рабочих процессах. Оба конденсатора делителя в каждый из полупериодов работают одновременно: один из них в режиме разряда, а другой – в режиме подзаряда с изменением их очередности в каждом следующем полупериоде. При этом оба тока – зарядный и подзарядный протекают через нагрузку R_2 и, следовательно, в обоих режимах в нее передается мощность. Применительно к решаемой задаче суть МЭБ заключается в проверке выполнения равенства энергии конденсаторов, отдаваемой ими в единицу времени в нагрузку, и энергии, получаемой нагрузкой в эту единицу времени. В пренебрежении потерями в конденсаторе и в транзисторе, этот баланс энергии может быть представлен на одном полупериоде (например, от 0 до π) частоты $f_{BЧ}$ в следующем виде:

$$\Delta W_{C1} + \Delta W_{C2} = W_2, \quad (8)$$

где ΔW_{C1} – энергия, отдаваемая конденсатором $C1$ при его разряде на нагрузку, а

ΔW_{C2} – энергия, выделяемая в нагрузку при подзаряде через нее конденсатора $C2$. Далее рассматривается установившийся режим ПМИ.

Энергия, получаемая нагрузкой от конденсатора $C1$ в режиме разряда на нее

При отдаче энергии конденсатора $C1$ в нагрузку на интервале $0 \dots \pi$ напряжение на нем снижается на величину ΔU_C от значения U_{Cmax} до значения U_{Cmin} (рис. 2). При этом энергия, отдаваемая в нагрузку конденсатором $C1$ на этом интервале $0 \dots \pi$ с учетом (8), определяется следующим образом:

$$\begin{aligned} \Delta W_{C1} &= W_{C1(0)} - W_{C1(\pi)} = \frac{U_{Cmax}^2 C_1}{2} - \\ &- \frac{U_{Cmin}^2 C_1}{2} = \frac{C_1 (U_{C1max}^2 - U_{Cmin}^2)}{2} = \\ &= \frac{C_1 [U_{C1max}^2 - (U_{C1max} \Delta U_{C1})^2]}{2} = \\ &= \frac{C_1}{2} (2U_{C1max} \cdot \Delta U_{C1} - \Delta U_{C1}^2). \end{aligned} \quad (9)$$

Энергия, получаемая нагрузкой от конденсатора $C2$ в режиме его подзаряда

Аналогично найдем энергию, передаваемую в нагрузку конденсатором $C2$ на этом же интервале $0 \dots \pi$ в режиме его подзаряда:

$$\begin{aligned} \Delta W_{C2} &= W_{C2(\pi)} - \Delta W_{C2(0)} = \\ &= \frac{C_2}{2} (2U_{C2min} \Delta U_{C2} + \Delta U_{C2}^2). \end{aligned} \quad (10)$$

Физический эксперимент и результаты ИКМ

(см. ниже) показывают, что в установившемся режиме имеет место равенство:

$$\Delta U_{C1} = \Delta U_{C2} = \Delta U_C. \quad (11)$$

Введем новый параметр – среднее значение напряжения на конденсаторах на полупериоде

$$U_{C(0)} = \frac{U_{C\max} + U_{C\min}}{2} = \frac{U_{d0}}{2}. \quad (12)$$

Тогда

$$U_{C\max} = U_{C(0)} + \frac{\Delta U_C}{2}; \quad (13)$$

$$U_{C\min} = U_{C(0)} - \frac{\Delta U_C}{2}. \quad (14)$$

С учетом (13), (14) преобразуем (9), (10) к следующему виду:

$$\begin{aligned} \Delta W_{C1} &= \frac{C_1 (2U_{C1\max} \cdot \Delta U_{C1} - \Delta U_{C1}^2)}{2} = \\ &= \frac{C_1 (2U_{C(0)} \cdot \Delta U_C)}{2} = C_1 \cdot U_{C(0)} \cdot \Delta U_C; \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \Delta W_{C2} &= \frac{C_2 (2U_{C2\min} \Delta U_{C2} + \Delta U_{C2}^2)}{2} = \\ &= \frac{C_2 (2U_{C(0)} \cdot \Delta U_C)}{2} = C_2 \cdot U_{C(0)} \cdot \Delta U_C. \end{aligned} \quad (16)$$

Таким образом, из (15), (16) следует, что в пределах полупериода при $C_1 = C_2$ энергия, передаваемая в нагрузку разряжающимся конденсатором, равна энергии, передаваемой в нагрузку подзаряжающимся конденсатором. С учетом этого в установившемся режиме выражение (8) принимает вид:

$$2C \cdot U_{C(0)} \cdot \Delta U_C = P_2. \quad (17)$$

Для удобства сопоставления (в последующем) двух (известной и новой) моделей введем дополнительные коэффициенты δ_1 и δ_0 , определяющие уровень пульсаций напряжения на конденсаторах:

$$\delta_1 = \frac{\Delta U_C}{U_{C(0)}} = 2\delta = \frac{2\delta_0}{2 - \delta_0}; \quad (18)$$

$$\delta_0 = \frac{\Delta U_C}{U_{C\max}}. \quad (19)$$

Энергия, выделяемая в нагрузку

Найдем далее энергию в нагрузке, выделяемую на этом же интервале $0 \dots \pi$. Вначале определим мощность нагрузки при форме напряжения, показанной на рис. 2 более интенсивным цветом:

$$\begin{aligned} P_2 &= \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \frac{\left(U_{C\max} - \Delta U_C \frac{\theta}{\pi} \right)^2}{R_2} d\theta = \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \frac{\left(U_{C\max}^2 - 2U_{C\max} \Delta U_C \frac{\theta}{\pi} + \Delta U_C^2 \frac{\theta^2}{\pi^2} \right)^2}{R_2} d\theta. \end{aligned} \quad (20)$$

Используя взаимосвязи (19), (18), перепишем (20) в следующем виде:

$$\begin{aligned} P_2 &= \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \frac{\left(U_{C\max}^2 - 2U_{C\max} \delta_0 U_{C\max} \frac{\theta}{\pi} + \delta_0^2 U_{C\max}^2 \frac{\theta^2}{\pi^2} \right)^2}{R_2} d\theta = \\ &= \frac{U_{C(0)}^2 \left(1 + \delta_1 + \frac{\delta_1^2}{4} \right) \left(1 - \delta_0 + \frac{\delta_0^2}{3} \right)}{R_2}. \end{aligned} \quad (20a)$$

Модель (20a) позволяет определить энергию, выделяемую в нагрузку:

$$W_2 = \frac{T_{ВЧ} \cdot P_2}{2} = \frac{P_2}{2f_{ВЧ}}. \quad (21)$$

Используя (8), а также (18), (21a), (22), получим:

$$2C \cdot U_{C(0)} \cdot \Delta U_C = \frac{U_{C(0)}^2 \left(1 + \delta_1 + \frac{\delta_1^2}{4} \right) \left(1 - \delta_0 + \frac{\delta_0^2}{3} \right)}{2 \cdot f \cdot R_2}. \quad (22)$$

Используя (18), выражение (22) можно упростить:

$$2C \cdot \delta_1 = \frac{\left(1 + \delta_1 + \frac{\delta_1^2}{4} \right) \left(1 - \delta_0 + \frac{\delta_0^2}{3} \right)}{2fR_2}. \quad (22a)$$

Используя далее взаимосвязь (18) между δ_1 и δ_0 , получим:

$$\frac{2C \cdot 2\delta_0}{2 - \delta_0} = \frac{\left[1 + \frac{2\delta_0}{2 - \delta_0} + \frac{1}{4} \left(\frac{2\delta_0}{2 - \delta_0} \right)^2 \right] \left(1 - \delta_0 + \frac{\delta_0^2}{3} \right)}{2fR_2}. \quad (22b)$$

Из (22b) после простых его упрощений найдем искомую емкость конденсатора C делителя напряжения:

$$C = \frac{\left[1 + \frac{2\delta_0}{2-\delta_0} + \frac{1}{4} \left(\frac{2\delta_0}{2-\delta_0}\right)^2\right] \left(1 - \delta_0 + \frac{\delta_0^2}{3}\right) (2 - \delta_0)}{2fR_2 4\delta_0} =$$

$$= \frac{\left(2 + \delta_0 + \frac{\delta_0^2}{2-\delta_0}\right) \left(1 - \delta_0 + \frac{\delta_0^2}{3}\right)}{8fR_2 4\delta_0} =$$

$$= \frac{1 - \delta_0 + \frac{\delta_0^2}{3}}{2\delta_0 (2 - \delta_0) fR_2}. \quad (23)$$

Для проверки на адекватность полученной модели (23) и известной модели (1) было проведено имитационное компьютерное моделирование (ИКМ) при следующих параметрах ПМИ: $U_{d0} = 540$ В, $R_2 = 145,8$ Ом, $f = 30$ кГц, $C_1 = C_2 = 0,3$ мкФ с использованием модели реального транзистора IRGBC20F. На основе ИКМ по форме напряжения на выходе ПМИ (полностью совпадающей с его формой на рис.2) определены следующие значения его параметров:

$$U_{C_{\max}} = 293,95 \text{ В}, \Delta U_C = 50 \text{ В}, U_{C(0)} = 266,5 \text{ В}.$$

Для полученной модели (24) и для известной модели (1) коэффициенты δ_0 и δ при этом имеют соответственно следующие значения:

$$\delta_0 = \frac{\Delta U_C}{U_{C_{\max}}} = \frac{50}{293,95} = 0,170;$$

$$\delta = \frac{\Delta U_C}{2U_{C(0)}} = \frac{50}{2 \cdot 266,5} = 0,0938.$$

Значения емкостей конденсаторов по двум моделям (24) и (1) получаются соответственно следующие:

$$C = \frac{1 - \delta_0 + \frac{\delta_0^2}{3}}{2\delta_0 (2 - \delta_0) fR_2} =$$

$$= \frac{1 - 0,17 + \frac{0,17^2}{3}}{2 \cdot 0,17 \cdot 1,83 \cdot 3 \cdot 10^4 \cdot 145,8} = 0,3085 \text{ мкФ}.$$

$$C = \frac{1}{4 \cdot 3 \cdot 10^4 \cdot 145,8 [\ln(1 + 0,0938) - \ln(1 - 0,0938)]} = 0,3064 \text{ мкФ}$$

Упрощенная модель (1а) дает следующее значение:

$$C = \frac{1}{8fR_2\delta} = \frac{1}{8 \cdot 3 \cdot 10^4 \cdot 145,8 \cdot 0,0938} = 0,3047 \text{ мкФ}.$$

Модель (23) также с небольшой потерей точности можно упростить:

$$C \approx \frac{(1 - \delta_0)}{2\delta_0 (2 - \delta_0) fR_2}. \quad (24)$$

Проверка ее на адекватность с использованием результатов ИКМ дает следующее значение:

$$C \approx \frac{1 - \delta_0}{2\delta_0 (2 - \delta_0) fR_2} =$$

$$= \frac{0,83}{2 \cdot 0,17 \cdot 1,83 \cdot 3 \cdot 10^4 \cdot 145,8}$$

$$= 0,305 \text{ мкФ}. \quad (24a)$$

Вывод: обе модели – известная и новая, дают практически одинаковый результат: полученная новая модель (23) дает результат несколько (на 0,7%) больше модели Хасаева О. И. (1). Отклонение этих значений от результатов, полученных при ИКМ (при $C = 0,3$ мкФ) менее 2%. Небольшое расхождение объясняется тем, что при ИКМ учтены реальные значения параметров транзисторов. Что касается упрощенных моделей (1а) и (24а), то они дают даже более близкие к результатам ИКМ значения. Их также можно рекомендовать для использования в инженерной практике.

О некоторых функциональных особенностях ПМИ

Реально емкости конденсаторов C_1 и C_2 делителя не являются одинаковыми в силу их технологического разброса ($C_1 \neq C_2$). В начальный момент после подачи на силовую часть ПМИ напряжения питания U_{d0} уровни напряжения на конденсаторах будут разными. С одной стороны, казалось бы, можно было ожидать, что полуволны напряжения на первичной обмотке выходного трансформатора ПМИ (в конверторе он всегда используется), также должны быть неодинаковыми, что недопустимо для трансформатора, поскольку он будет работать с односторонним подмагничиванием, резко ухудшающим его энергетические показатели. С другой стороны из практики известно, что этот предполагаемый негативный эффект почему-то не повлиял на достаточно широкое применение схемы ПМИ. Не случайно поэтому, что до сих пор он не был должным образом отмечен в технической литературе. Для получения необходимых разъяснений по данному вопросу был проведен более детальный анализ процессов ПМИ с использованием имитационного компьютерного моделирования (ИКМ). Оказалось, что несмотря на задаваемое неравенство емкостей конденсаторов C_1 и C_2 и различающиеся на некотором временном интервале (в переходном режиме после подключения ПМИ к источнику питания) напряжения на них, через некоторое время переходного процесса (в несколько десятков периодов частоты $f_{вч}$) мгновенные значения напряжения на них стали одинаковыми (рис.3). Примечательно при этом, однако, что с самого начала работы ПМИ неравенства полуволн его выходного напряжения абсолютно не наблюдалось. В основе объяснения этого процесса лежит следующая (выше

отмеченная) особенность в работе схемы: разряд одного конденсатора (например, C1) на нагрузку R2 (с током $i_{C1}(t)$ – по одному контуру) сопровождается зарядом другого конденсатора (с током $i_{C2}(t)$ – по другому контуру), причем нагрузка для обоих контуров является общей ветвью и при этом всегда выполняется условие:

$$i_{C1}(t) + i_{C2}(t) = i_2(t). \quad (25)$$

А поскольку

$$u_2(t) = i_2(t) \cdot R_2, \quad (26)$$

то в случае неравенства емкостей конденсаторов именно этот процесс и приводит к постепенному выравниванию напряжений на нагрузке, поскольку мгновенные значения напряжения на конденсаторах принудительно устанавливаются в соответствии с условием (26). При этом как в переходном, так и в установившемся режиме всегда выполняется условие:

$$u_{C1}(t) + u_{C2}(t) = E_{\Pi} = U_{d0}. \quad (27)$$

Таким образом, проведенные исследования показывают, что при неравенстве емкостей конденсаторов делителя схема ПМИ обладает свойством автоматического выравнивания напряжений на них. Для краткости обозначим это свойство свойством самонастройки схемы ПМИ.

Об отсутствии в схеме ПМИ явления одностороннего замагничивания трансформатора

Предварительный анализ показал, что логика процесса автоматической самонастройки способствует также и автоматическому устранению явления замагничивания магнитопровода трансформатора, вызываемого неравенством сопротивлений транзисторов в открытом состоянии. Данный вывод был проверен путем ИКМ. Имитация неодинаковых значений сопротивлений транзисторов

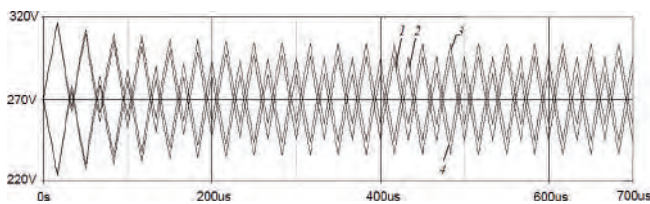


Рис. 3. Осциллограммы напряжений на конденсаторах делителя напряжения (конденсаторы предварительно заряжены) при $C_1 = C_2$: а – при $r = 0$ (1, 2); б – при $r = 10$ Ом (3, 4)

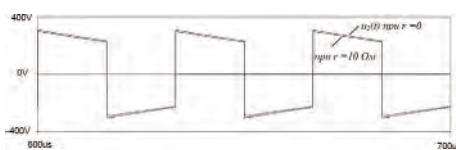


Рис. 4. Осциллограммы выходного напряжения ПМИ $u_2(t)$ при $r = 0$ и $r \neq 0$ и при разных значениях емкостей $C_1 = 0,3 \mu F, C_2 = 0,1 \mu F$.

в открытом состоянии проводилась посредством введения последовательно с одним из транзисторов дополнительного резистора с намеренно завышенным (на два порядка больше реального значения) сопротивлением $r = 10$ Ом. Результаты ИКМ представлены на рис. 3 и рис. 4.

На осциллограммах (рис. 3) показаны напряжения на конденсаторах C1 и C2 делителя, начиная с момента пуска ПМИ для двух режимов: а) при отсутствии дополнительного резистора r и при его наличии. В первом режиме пульсации напряжения на конденсаторах одинаковы и находятся между собой в противофазе, что адекватно отражает режим их работы: когда один конденсатор разряжается, а второй в это время заряжается. Средние линии этих напряжений ($u_{C1}(t)$ и $u_{C2}(t)$), иначе их постоянные составляющие, при этом равны между собой – $u_{C1}(0) = u_{C2}(0) = 270$ В. Во втором режиме постоянная составляющая напряжения (кривая 3 на рис.4) на том конденсаторе (C1), в разрядной цепи которого находится резистор r , становится больше, чем постоянная составляющая напряжения (кривая 4) на конденсаторе (C2): $u_{C1}(0) > u_{C2}(0)$. Это означает, что во втором режиме конденсатор C1 отдает меньшую мощность, чем конденсатор C2. Интересно заметить, что указанная закономерность сохраняется, если (при $r = 0$) последовательно увеличивать асимметрию в значениях емкостей конденсаторов, например, емкость C1 уменьшать, а емкость C2 настолько же увеличивать. В предельном случае мы приходим к уже известной из [1] модификации схемы, когда емкость C1 исчезающе мала (конденсатор C1 отсутствует, а емкость конденсатора C2 увеличивается вдвое. Полученная таким образом из схемы ПМИ несимметричная ее модификация, действительно, полностью сохраняет свою работоспособность. Осциллограммы на рис. 4 подтверждают этот вывод при наличии в схеме ПМИ двух асимметрирующих факторов: неравенства емкостей делителя и неравенства сопротивлений транзисторов в проводящем состоянии напряжение $u_2(t)$ на выходе ПМИ не содержит постоянной составляющей. Данный факт подтверждается также спектрограммой напряжения $u_2(t)$, представленной на рис. 5.

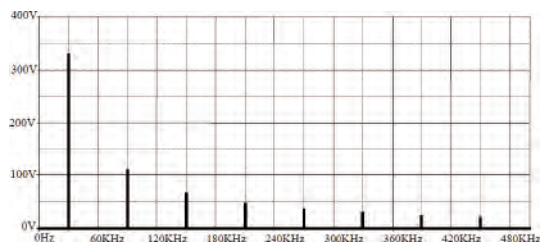


Рис. 5. Спектрограмма выходного напряжения ПМИ при угле регулирования $\alpha = 0$ и при тех же параметрах, характеризующих асимметрию, что и на рис. 4

В заключение следует заметить, что при разработке новых устройств силовой электроники, для которых отсутствует необходимое для проектирования модельное описание процессов, ИКМ является наиболее эффективным средством оперативного решения этих задач.

Выводы

1. На основе метода энергетического баланса получена модель для расчета значений емкостей конденсаторного делителя напряжения в полумостовой схеме инвертора напряжения (ПМИ) и этим самым подтверждена правомерность известной модели, полученной Хасаевым О.И. другим методом [1]. На основе имитационного компьютерного моделирования (ИКМ) подтверждена адекватность новой и известной моделей, что обеспечивает требуемый уровень доверительности к ним при использовании их на практике.

2. Анализ процессов в структуре ПМИ с конденсаторным делителем, показал, что вся мощность нагрузки проходит через конденсаторы делителя, в результате чего она обладает двумя полезными свойствами:

- свойством автоматического выравнивания напряжений на конденсаторах при неравенстве значений их емкостей, что исключает появление в нагрузке постоянной составляющей по причине такого неравенства;

- свойством не пропускать постоянные составляющие напряжения и тока в нагрузку и при другом асимметрирующем факторе — при неравенстве сопротивлений транзисторов;
- указанные свойства не допускают возможность одностороннего замагничивания трансформатора напряжения, устанавливаемого на выходе ПМИ. Данное свойство выделяет эту схему среди других инверторных схем.

Литература

1. *Хасаев О. И.* Транзисторные преобразователи напряжения и частоты. — М.: Наука, 1966. — 176 с.
2. *Хлаинг Мин У.* Исследование эффективности использования промежуточного высокочастотного преобразования при построении статических преобразователей и систем на их основе. Канд. дисс. на соиск. уч. ст. к. т. н. — М.: Моск. энерг. ин.-т, 2009. — 20 с.

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

Мирошниченко Александр Васильевич, начальник отделения светосигнального оборудования, главный конструктор ОАО “ГОКБ “Прожектор”, аспирант кафедры “Электротехнические комплексы автономных объектов” МЭИ;

Хлаинг Мин У (республика Мьянма), докторант кафедры “Электротехнические комплексы автономных объектов” МЭИ.

С. В. Аверин, А. Н. Данилина, Ю. Г. Следков

БОРТОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ С РЕКУПЕРАЦИЕЙ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

S. V. Averin, A. N. Danilina,
U.G. SledkovOn-board frequency converter utilizing
energy recovery

В статье рассмотрена структура преобразователя частоты, позволяющая обеспечить рекуперацию энергии. Проведен анализ работы преобразователя частоты при различных типах, а также изменении характера нагрузки и числа подключаемых нагрузок. На основе анализа предложен алгоритм управления звеном постоянного тока с рекуперацией электроэнергии, синхронизированной с частотой сети, что позволит повысить эффективность преобразователей частоты централизованного питания в системах электроснабжения летательных аппаратов. Рассмотрено применение таких преобразователей для питания нагрузок типа электроприводов и стартерно-генераторных систем.

Ключевые слова: рекуперация энергии, преобразователь частоты, трехфазный транзисторный инвертор, звено постоянного тока.

The paper considers a structure of frequency converter with energy recovery. Operation of the frequency converter with different types as well as changes of character and number of connected loads are considered. Algorithm of the DC link control electric energy recovery at the mains frequency, enabling to increase efficiency of frequency converters of the centralized supply in electric power supply systems of aircraft is offered. Use of such converters to supply loads, such as electric drives and starter-generating systems, is considered.

Key words: energy recovery, frequency converter, three-phase transistor inverter, DC link.

Для повышения качества напряжения первичной сети в состав систем электроснабжения летательных аппаратов с повышенным уровнем электрификации включаются преобразователи частоты. Наиболее полно требованиям к авиационным системам удовлетворяют преобразователи частоты, где преобразование напряжения происходит в два этапа: на первом этапе переменное напряжение сети с плавающей частотой преобразуется с помощью промежуточного звена постоянного тока в постоянное напряжение, которое на втором этапе преобразуется в переменное напряжение стабильной частоты и заданного качества [1].

От преобразователя питаются различные виды нагрузок, например электроприводы, встроенные блоки питания различных комплексов и другие. Каждая из нагрузок по-своему влияет на процессы обмена электроэнергией в системе сеть—преобразователь—нагрузка. Процессы энергопотребления существенно зависят также от характера нагрузки. Ряд режимов работы электродвигателей, таких как реверс и рекуперативное торможение, приводят к потоку энергии от нагрузки в звено постоянного тока преобразователя. Например, если скорость вращения превышает скорость холостого хода, двигатель работает в режиме генератора.

Традиционно при возникновении потока энергии в звено постоянного тока преобразователя избыток энергии рассеивается на специально устанавливаемых гасящих резистивных элементах. Такой подход приводит к повышенному тепловыделению, а следовательно к снижению КПД и надежности преобразователя. Применение допол-

нительного охлаждения безусловно приведет к ухудшению массогабаритных показателей, требования к которым, как известно, для электрооборудования летательных аппаратов достаточно высоки. Помимо характера нагрузки на энергопотребление от сети могут влиять внутренние процессы в преобразователе. Одним из основных блоков, влияющих на процессы энергопотребления преобразователя частоты, является промежуточное звено постоянного тока. Традиционно оно выполняется в виде диодного выпрямителя со сглаживающим LC -фильтром. Массогабаритные показатели LC -фильтра напрямую зависят от собственной частоты фильтра. При расчете фильтра сначала определяют произведение индуктивности на емкость. Определение каждого из сомножителей в отдельности зависит от выполнения дополнительного требования, в качестве которого целесообразно выбирать минимальный вес фильтра. При этом он минимален, если зависимые составляющие весов дросселя и конденсатора равны [4]. На практике удельный вес дросселя существенно превышает удельный вес конденсатора, поэтому требование минимального веса фильтра приведет к снижению величины индуктивности и росту величины емкости.

Выбор величин индуктивности и емкости при условии минимума веса фильтра может привести к возникновению режима разрывного тока дросселя и, как следствие, к увеличению пульсаций тока относительно расчетного значения, а также снижению КПД.

Таким образом, при работе преобразователя существует целый ряд режимов, требующих обеспечить возврат избыточной энергии от нагрузки

или внутренних элементов преобразователя в сеть, что позволит повысить эффективность преобразователей частоты.

Рассмотрим структуру преобразователя частоты с возможностью рекуперации энергии. Трехфазное напряжение сети выпрямляется диодным трехфазным мостом (ВЗФ) и сглаживается входным фильтром (Вх. Ф). Этим напряжением и запитан трехфазный инвертор (рис. 1).

На рис. 2 представлена схема определения фазы для рекуперации. Входное фазное напряжение через делитель напряжения подается на выпрямитель (В), далее сигналы попарно сравниваются блоком компараторов (БК). Сигналы с компараторов попарно подаются на блоки выделения фазы с максимальным напряжением (БВФМН), состоящие из элементов “И” и “ИЛИ ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ”, которые отсеивают участки, когда напряжение двух фаз меньше напряжения третьей фазы.

Каждый блок БВФМН выдает сигнал, когда напряжение соответствующей фазы превышает по модулю напряжения остальных фаз (рис. 3).

Помимо определения в какую именно фазу следует возвращать энергию, необходимо также определить, когда это нужно делать. Это возможно сделать, отслеживая участки разрывного тока. На рис. 4 представлена схема формирования сигнала о необходимости рекуперации. Для этого перед

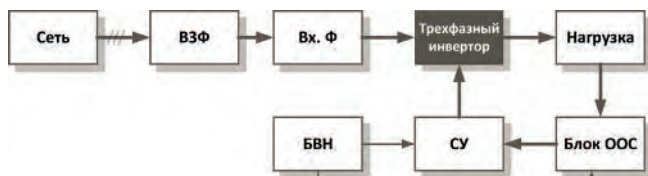


Рис. 1. Структурная схема преобразователя частоты (БВН – блок вспомогательных напряжений; СУ – схема управления; блок ООС – блок отрицательной обратной связи)



Рис. 2. Схема определения фазы для рекуперации

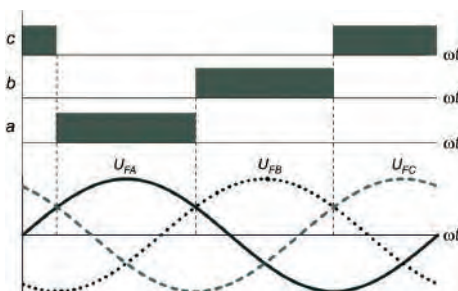


Рис. 3. Формирование сигналов о превышении напряжением одной фазы напряжений двух других фаз

входным фильтром необходимо установить датчик тока (ДТ). Для возвращения отрицательного тока в сеть параллельно диодам установлены ключи. В момент, когда ток приближается к нулю, сигнал с датчика тока поступает на компаратор. Блок обработки сигналов (БОС) формирует сигнал о необходимости возврата тока – схема подготовлена к рекуперации. Этот сигнал поступает на блок формирования сигнала рекуперации (БФСР) вместе с сигналом с БВФМН.

Таким образом, формируется сигнал, подаваемый на соответствующий ключ, замыкающий диод (рис. 5). Сигнал формируется в соответствии с логическим уравнением

$$RF1 = ((UF1 > UF2) \wedge (UF1 > UF3)) \wedge (I = 0), \quad (1)$$

где RF – сигнал на ключ, замыкающий диод в соответствующей фазе, UF – напряжение одной из фаз, I – сигнал с датчика тока.

Также необходимо предусмотреть возможность отключения рекуперативного режима. Для этого в структуре предусмотрен блок формирования разрешающего импульса (БФРИ). Сигнал с этого блока так же поступает на блок обработки сигналов. Рекуперация энергии в сеть происходит при поступлении на вход БОС логического сигнала высокого уровня. Таким образом, полная структурная схема преобразователя частоты с возможностью рекуперации представлен на рис. 6, а логическое уравнение для этого случая принимает вид

$$RF1 = ((UF1 > UF2) \wedge (UF1 > UF3)) \wedge ((I = 0) \wedge REN), \quad (2)$$

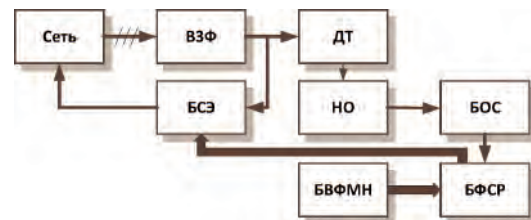


Рис. 4. Схема формирования сигнала о необходимости рекуперации (БСЭ – блок сброса энергии; НО – ноль-орган)

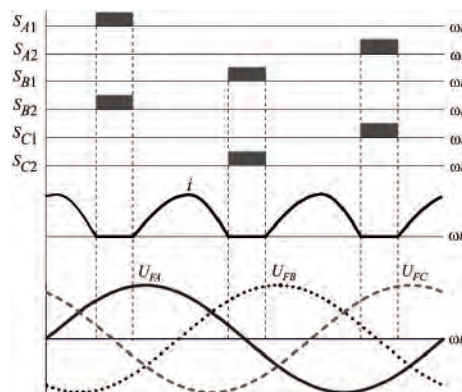


Рис. 5. Формирование сигналов на ключи, замыкающие диоды

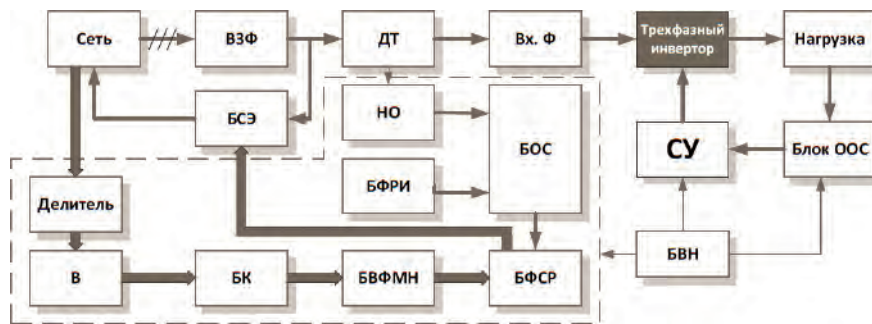


Рис. 6. Структурная схема преобразователя частоты с блоком рекуперации
 (БВФМН – блок выделения фазы с максимальным напряжением; БФСР – блок формирования сигнала рекуперации; БФРИ – блок формирования разрешающего импульса; НО – нуль-орган; БОС – блок обработки сигналов; БСЭ – блок сброса энергии; ВЗФ – трехфазный выпрямитель)

где REN – логический сигнал разрешения рекуперации.

Поскольку частота тока после выпрямления в три раза выше частоты напряжения сети, образуются три различных пути возврата тока в сеть. Рассмотрим каждый интервал отдельно. На рис. 7 приведена эквивалентная схема преобразователя частоты с блоком рекуперации.

Интервал 1. Напряжение фазы *A* больше напряжений фаз *B* и *C*.

Пока входной ток положителен, проводят диоды $VD1$ и $VD4$. При этом ток в диоде $VD1$ повторяет ток датчика тока, постепенно спадая. Как только входной ток спадает до нуля, срабатывает блок рекуперации, и на ключи $VT1$ и $VT4$ поступает сигнал о включении. Энергия возвращается в фазу *A*.

Когда входной ток снова становится положительным, ключи $VT1$ и $VT4$ выключаются, и опять проводят диоды $VD1$ и $VD4$.

Временные диаграммы токов в диодах $VD1$ и $VD4$ и ключах $VT1$ и $VT4$ приведены на рис. 8. Видно, что на этом участке сумма токов диода $VD1$ и ключа $VT1$ дает ток датчика тока.

Интервал 2. Напряжение фазы *B* больше напряжений фаз *A* и *C*.

Пока входной ток положителен, проводят диоды $VD3$ и $VD6$. При этом ток диода $VD3$ повторяет ток датчика тока, постепенно спадая. Как только входной ток спал до нуля, срабатывает блок рекуперации, и на ключи $VT3$ и $VT6$ поступает сигнал о включении. Энергия возвращается в фазу *B*.

Когда входной ток снова становится положительным, ключи $VT3$ и $VT6$ выключаются, и снова проводят диоды $VD3$ и $VD6$.

Временные диаграммы токов диодов $VD3$ и $VD6$ и ключей $VT3$ и $VT6$ приведены на рис. 9. Видно, что на этом участке сумма токов диода $VD3$ и ключа $VT3$ дает ток датчика тока.

Интервал 3. Напряжение фазы *C* больше напряжений фаз *A* и *B*.

Пока входной ток положителен, проводят диоды $VD2$ и $VD5$. При этом ток диода $VD5$ повторяет ток датчика тока, постепенно спадая. Как только

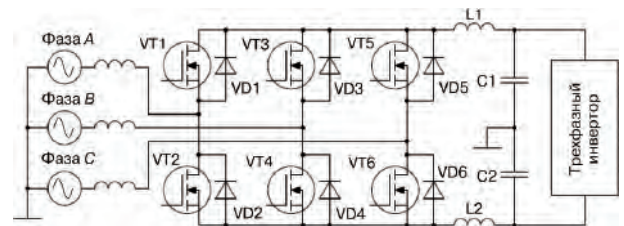


Рис. 7. Эквивалентная схема преобразователя частоты с блоком рекуперации

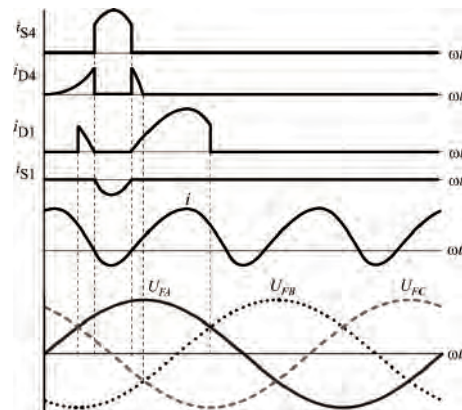


Рис. 8. Токи в диодах $VD1$ и $VD4$, ключах $VT1$ и $VT4$ и датчике тока

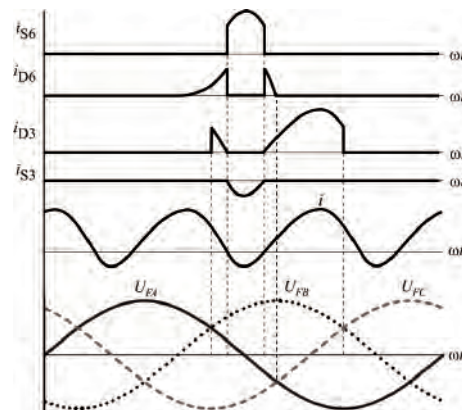


Рис. 9. Токи в диодах $VD3$ и $VD6$, ключах $VT3$ и $VT6$ и датчике тока

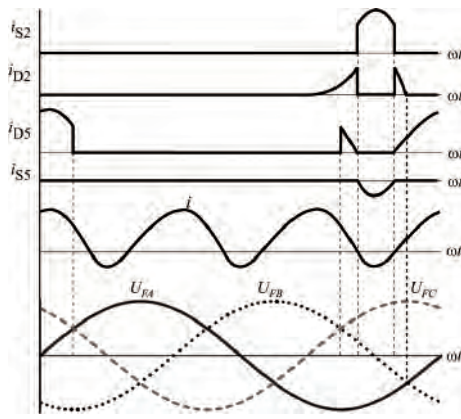


Рис. 10. Токи в диодах VD2 и VD5 и ключах VT2 и VT5

входной ток спал до нуля, срабатывает блок рекуперации, и на ключи VT2 и VT5 поступает сигнал о включении. Энергия возвращается в фазу С.

Когда входной ток снова становится положительным, ключи VT2 и VT5 выключаются, и опять проводят диоды VD2 и VD5.

Временные диаграммы токов диодов VD2 и VD5 ключей VT2 и VT5 представлены на рис. 10. Видно, что на этом участке сумма токов диода VD5 и ключа VT5 дает ток датчика тока.

Выводы

Предложенная реализация управления звеном постоянного тока позволяет повысить эффективность преобразователей частоты централизованного питания в системах электроснабжения летательных

аппаратов, расширить их функциональные возможности, повысить надежность при аварийных режимах нагрузки, а так же применять такие преобразователи для питания нагрузок, типа электропривода, и стартерно-генераторных систем.

Литература

1. Моин В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. — М.: Энергоатомиздат, 1986. — 376 с.: ил.
2. Бедфорд Б., Хофт Р. Теория автономных инверторов. — М.: Энергия, 1969, 280 с.
3. Головацкий В.А., Букреев С.С. и др. Источники вторичного электропитания. Под ред. Ю.И. Конева. — М.: Радио и связь, 1983.
4. Андреев В. В. Пособие по проектированию и расчету элементов авиационного электрооборудования. — М.: Изд-во МАИ, 1973.
5. Аверин С. В., Анисимова Т. В., Данилина А. Н., Коняхин В. С., Крючков В. В., Следков Ю. Г. Моделирование процессов в трехфазных транзисторных инверторах при возникновении межфазных коротких замыканий. — Практическая силовая электроника, № 3 (43), 2011, С. 21–25.

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

Данилина Анастасия Николаевна, ассистент кафедры "Микроэлектронные электросистемы" МАИ, тел.: +7(499) 158-45-02;

Следков Юрий Германович, к. т. н., доцент кафедры "Микроэлектронные электросистемы" МАИ, тел. +7(499) 158-27-21.

В. И. Колосов

ВЫБОР СТРУКТУРЫ ИЗОЛИРОВАННОГО DC-DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С НАИМЕНЬШЕЙ МОЩНОСТЬЮ ПОТЕРЬ В ОТДЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ

V. I. Kolosov

Рассматриваются результаты оценки мощности статических потерь в ключевых элементах и диодах изолированных DC/DC преобразователей с Buck и Boost топологией при одноступенчатой и двухступенчатой структуре построения. Проведено сравнение относительной мощности потерь в ключах и диодах четырех равнозначных структур преобразователей в диапазоне изменения питающего напряжения. Определены наиболее эффективные структуры при различной кратности изменения питающего напряжения.

Ключевые слова: преобразователи постоянного напряжения, понижающий и повышающий преобразователи, мощность потерь.

Isolated DC-DC Converter Structure Selection to Provide Minimum Power Losses in Active Components

The results of static power losses estimation in switching elements and diodes of isolated DC/DC converters are examined using Buck and Boost topologies with single-stage and two-stage structures. Comparison of relative power losses in power switches and diodes of four equivalent structures of converters in the range of supply voltage is carried out. The most effective structures at different of supply voltage ratios are determined.

Key Words: DC/DC converters, Buck and Boost converters, power losses.

Стремление разработчиков к повышению эффективности преобразователей вызывает необходимость проводить при их проектировании выбор структуры, потенциально позволяющей достичь снижения мощности потерь в элементах схемы.

Безусловно, при сравнительной оценке эффективности структур желательно учитывать суммарную мощность потерь, как в активных, так и в пассивных элементах схемы. Однако результаты анализа потерь даже отдельной группы активных элементов в различных структурах преобразователей предоставят разработчику полезную информацию, которая сможет стать основой для выбора наиболее эффективной структуры.

Выбор структуры приобретает особое значение, когда требуется работа преобразователей в условиях значительных изменений питающего напряжения. Для современных DC/DC преобразователей стандартным считается двукратный диапазон изменения питающего напряжения, а расширенным – с кратностью более четырех.

Работа в условия больших изменений питающего напряжения и фиксированного выходного характера, например, для DC/DC преобразователей, получающих энергию от таких источников как ветрогенераторы или солнечные батареи и передающих ее к аккумуляторным батареям.

Анализу мощности потерь в различных структурах преобразователей посвящены целый ряд публикаций [1–7]. Однако наиболее неопределенным остается вопрос сравнительной оценки потерь в различных типах преобразователей. Это связано с трудностью нахождения комплекса адекватных условий, при которых сравниваемые структуры

становились бы равнозначными. Как отмечается в работе [1], сравнение должно проводиться не только при одних и тех же электрических параметрах, но и с применением равноценных компонентов.

К этому следует добавить требование равноценности затрат на используемые компоненты в сравниваемых структурах [8], что означает при однотипности компонент их одинаковое количество. В известных работах [1–6] этот фактор не учитывался, что приводило к сравнению неравноценных структур. Прежде всего, это касается сравнения одноступенчатых и двухступенчатых структур преобразователей [1, 2, 5], а также однотактных и двухтактных схем [3].

В некоторых работах сравниваются равноценные структуры с одинаковым количеством однотипных компонентов, однако выбранные критерии сравнения не соответствуют равноценности электрических параметров. Так, в работе [6] сравниваются действующие значения токов и мощность потерь в ключевых элементах структур *Voltage-fed Full-Bridge* и *Current-fed Full-Bridge* при одинаковых значениях коэффициента заполнения импульсов. Из-за различия в этих структурах функциональной зависимости коэффициента преобразования напряжения от коэффициента заполнения импульсов условия сравнения оказываются неадекватными.

Данная работа является развитием анализа [8] мощности статических потерь в активных элементах изолированных DC/DC преобразователей с Buck и Boost топологиями при одноступенчатой и двухступенчатой структуре построения. Для этих структур проведена оценка мощности потерь в ключевых элементах и выходных диодах, а также

путем сравнения определены структуры с наименьшими потерями.

Структуры преобразователей

Для анализа выбраны четыре структуры изолированных DC/DC преобразователей (рис. 1–4) с одинаковым количеством ключевых элементов (по четыре) на первичной стороне преобразования.

В двухступенчатых структурах (рис. 1, 2) одна из этих топологий присутствует в явном виде, как отдельный Buck (рис.1) или Boost (рис.2) регулятор на первой ступени преобразования. Вторая ступень выполнена в виде не регулируемого Half-Bridge (HB) преобразователя.

Одноступенчатые структуры (рис. 3, 4) выполнены в виде Full-Bridge (FB) преобразователя, в котором Buck или Boost регулятор не имеет отдельно выделенной конфигурации, а рассредоточен по структуре и функционально разделен трансформатором.

Особенность функционирования регуляторов такова, что изменяющееся в заданных пределах питающее напряжение $E_{min} \dots E_{max}$ преобразуется Buck регулятором к фиксированному значению на его выходе, равному нижнему пределу питающего напряжения $U_{BK} = E_{min}$, а Boost регулятором – к верхнему пределу $U_{BT} = E_{max}$.

Регулирование в топологиях выполняется посредством изменения коэффициента преобразования в пределах:

$$M_{BK\min} \leq M_{BK} \leq 1 \text{ — для Buck;}$$

$$1 \leq M_{BT} \leq M_{BT\max} \text{ — для Boost.}$$

Описанные свойства Buck и Boost регуляторов проиллюстрированы графически на рис. 5 в виде

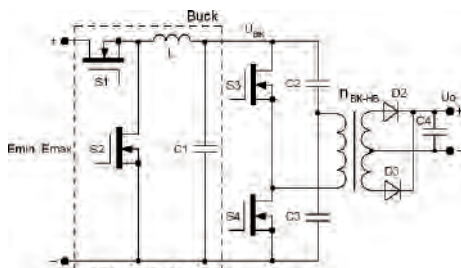


Рис. 1. Двухступенчатый Buck + Half-Bridge (BK + HB) преобразователь

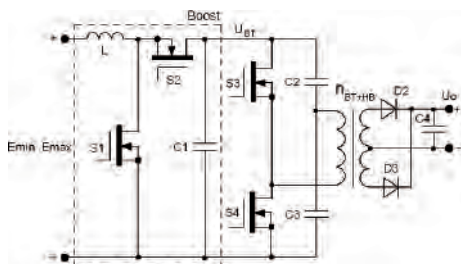


Рис. 2. Двухступенчатый Boost + Half-Bridge (BT + HB) преобразователь

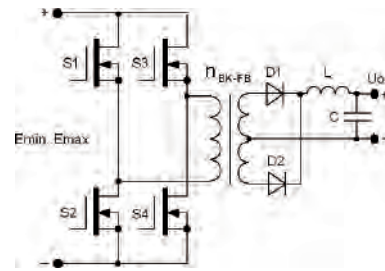


Рис. 3. Одноступенчатый Buck Full-Bridge (BK – FB) преобразователь

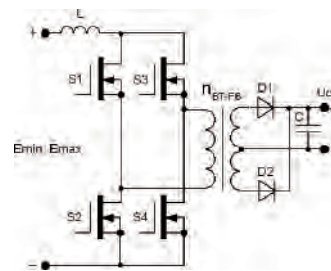


Рис. 4. Одноступенчатый Boost Full-Bridge (BT – FB) преобразователь

расстановки выходных напряжений относительно диапазона изменения питающего напряжения.

Здесь же отображена направленность изменения коэффициентов преобразования MBK и MBT при вариации питающего напряжения в пределах $E_{min} \dots E_{max}$.

Анализ мощности потерь

Сравнение мощности потерь в ключевых элементах и диодах выбранных структур проводится при следующих условиях их равнозначности:

- равные мощность и токи нагрузки;
- равные максимальные значения питающего напряжения и кратность его изменения;
- одинаковое количество ключевых элементов на первичной стороне (четыре);
- ключевые элементы эквивалентны, то есть имеют сопротивления в проводящем состоянии, соответствующие максимальному рабочему напряжению;
- диоды однотипны с равными допустимыми значениями обратного напряжения;
- равные уровни выходного напряжения структур, которые при разнесенных выходных

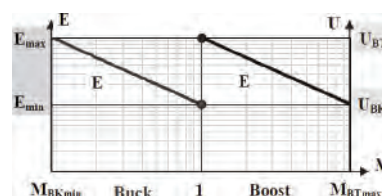


Рис. 5 Расстановка выходных напряжений Buck и Boost регуляторов относительно диапазона изменения питающего напряжения

напряжениях *Buck* и *Boost* топологий (рис. 5) достигаются соответствующими значениями коэффициентов трансформации.

При анализе делаются следующие упрощающие допущения:

- функции преобразования соответствуют непрерывному режиму (*CCM*) протекания токов в индуктивных накопителях энергии;
- форма импульсных токов в ключевых элементах и диодах не изменяется при регулировании;
- соотношение входного и выходного токов преобразователей определяются из равенства мощности на входе и выходе, то есть без учета мощности потерь в элементах структур.

Мощность статических потерь в ключевых элементах и диодах существенным образом зависит от формы протекающих через них токов. На рис. 6, 7 представлены возможные теоретические формы импульсных токов: треугольная, трапециевидальная и прямоугольная.

Степень наклона (подъема или спада) вершины импульсов, приводящая к одной из этих форм, определена параметром формы *k*, который носит название коэффициента прямоугольности.

Среднее и действующее значения импульсного тока с изменяемой параметром *k* формой (рис. 6, 7) определяются следующими выражениями:

$$I_{av} = I_m \cdot D \cdot \frac{(k+1)}{2}, \tag{1}$$

$$I_{rms} = I_m \sqrt{D} \cdot \sqrt{\frac{k^2 + k + 1}{3}}, \tag{2}$$

где I_m – амплитуда импульсов тока;

D – коэффициент заполнения импульсов тока.

Используя выражения (1), (2), можно представить действующее значение импульсного тока изменяемой формы через действующее значение тока прямоугольной формы:

$$I_{rms} = I_{rms.R} \cdot f, \tag{3}$$

где $I_{rms.R} = I_{av} \cdot D^{-0,5}$ – действующее значение тока прямоугольной формы;

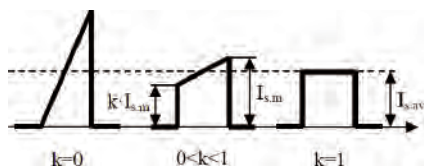


Рис. 6. Формы импульсных токов в ключевых элементах

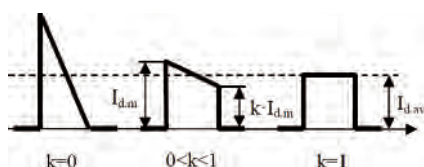


Рис. 7. Формы импульсных токов в диодах

f – функция формы импульсов:

$$f = \frac{2 \cdot \sqrt{k^2 + k + 1}}{\sqrt{3} \cdot (k + 1)}.$$

Мощность потерь зависит от квадрата действующего значения тока и, следовательно, от квадрата функции формы f^2 в выражении (3).

Степень наклона вершины импульсов (рис. 6, 7) определяет соответствующий размер относительных пульсаций тока:

$$\delta I = \frac{I_m - k \cdot I_m}{I_{av}} = 2 \cdot \frac{1 - k}{1 + k}. \tag{4}$$

На рис. 8 приведены графические зависимости квадрата функции формы f^2 и относительных пульсаций тока δI от параметра формы *k*.

На практике, значение параметра формы *k* находят, исходя из допустимого размера относительных пульсаций тока δI . В работе [9] показано, что оптимальными при выборе индуктивности накопительных элементов следует считать пределы относительных пульсаций тока $\delta I = 0,3...0,4$, что соответствует (рис. 8) значениям параметра формы $k = 0,66...0,74$.

Трапециевидальная форма импульсов тока с такими значениями параметра *k* по сравнению с идеальной прямоугольной формой ($k = 1$) обуславливает совсем небольшое (на $0,75...1,3\%$) увеличение функции формы f^2 и, соответственно, мощности потерь на элементах с активным сопротивлением.

В случае работы в граничном режиме с треугольной формой токов ($k = 0$) увеличение f^2 и мощности потерь становится значительным и достигает 33% .

В качестве ключевых элементов преобразователей наиболее широко используются *MOSFET* транзисторы. Мощность статических потерь в них определяется сопротивлением канала в открытом состоянии R_{ds} и действующим значением протекающего тока $I_{s,rms}$ [4] и с учетом выражения (3) принимает вид:

$$P_s = I_{s,rms}^2 \cdot R_{ds} = I_{s,rms.R}^2 \cdot f^2 \cdot R_{ds}, \tag{5}$$

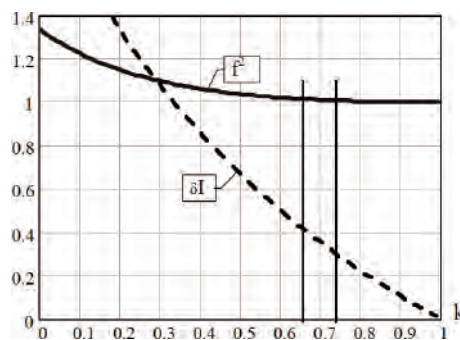


Рис. 8. Влияние параметра формы импульсов на электрические характеристики

Мощность потерь в диодах при использовании кусочно-линейной аппроксимации вольтамперной характеристики [10] определяется средним $I_{d,av}$ и действующим $I_{d,rms}$ значениями протекающего импульсного тока:

$$P_d = U_{d,o} \cdot I_{d,av} + I_{d,rms}^2 \cdot R_d,$$

где $U_{d,o}$ – пороговое напряжение диода;

R_d – дифференциальное сопротивление диода.

Последнее выражение с учетом выражения (3) может быть представлено в следующем виде:

$$P_d = U_{d,o} \cdot I_{d,av} \left(1 + \frac{\beta}{D_d} \cdot f^2 \right), \quad (6)$$

где D_d – коэффициент заполнения импульсов тока диода;

β – параметр диода

$$\beta = \frac{I_{d,av} \cdot R_d}{U_{d,o}}.$$

Параметр β представляет отношение падения напряжения на дифференциальном сопротивлении R_d диода при рабочем токе $I_{d,av}$ к пороговому напряжению $U_{d,o}$. Анализ количественных данных $U_{d,o}$ и R_d современных импульсных диодов по методике [10] показал, что параметр $\beta = 0,2 \dots 0,4$.

Для сопоставимости мощности потерь в структурах рис. 1–4 аналитические выражения должны быть выражены в относительной форме. В качестве структуры с базовыми для сравнения значениями параметров выбрана структура $BK - FB$ (рис. 3).

В этой структуре за базовые приняты значения следующих параметров:

- коэффициент трансформации n_b ;
- мощность потерь в выходных диодах при номинальном выходном токе $I_o = I_{d,av}$:

$$P_{d,b} = U_{d,o} \cdot I_o (1 + \beta); \quad (7)$$

- сопротивление проводящего состояния ключей $R_{ds,b}$ при рабочем напряжении равно E_{max} ;
- мощность потерь в ключах при максимальном значении коэффициента заполнения $D_s = 0,5$:

$$P_{s,b} = 2(I_o \cdot n_b)^2 \cdot R_{ds,b}. \quad (8)$$

Параметры всех структур представлены относительно приведенных базовых значений.

Выразим текущее значение напряжения питания E из заданных пределов $E_{min} \dots E_{max}$ через коэффициент изменения питающего напряжения K относительно минимального значения E_{min} :

$$E = K \cdot E_{min}. \quad (9)$$

При $E = E_{max}$ коэффициент изменения напряжения принимает максимальное значение $K_m = E_{max}/E_{min}$, которое принято называть кратностью изменения питающего напряжения [1].

Значения коэффициента K ограничиваются неравенством: $1 \leq K \leq K_m$.

Коэффициенты заполнения импульсов тока в $Buck$ и $Boost$ регуляторах связаны с параметрами питающего напряжения следующими соотношениями:

$$D_{BK} = 1/K; \quad D_{BT} = 1 - K/K_m. < \quad (10)$$

Поскольку максимальное рабочее напряжение ключей в структурах $BT + HB$, $BT - FB$ такое же, как в базовой структуре $BT - FB$, то сопротивление их открытого канала равно базовому значению $R_{ds,b}$.

В двухступенчатой структуре $BK + HB$ выходное напряжение $Buck$ регулятора снижает рабочее напряжение на ключах HB до значения E_{min} , чем определяет соответствующее снижение в них сопротивления открытого канала [8]:

$$R_{ds,HB} = \left(\frac{E_{min}}{E_{max}} \right)^\alpha R_{ds,b} = \frac{R_{ds,b}}{K_m^\alpha}, \quad (11)$$

где $\alpha = 2,2 \dots 2,7$ – показатель степени зависимости сопротивления открытого канала $MOSFET$ транзистора от напряжения сток-исток.

На основании изложенного, по формулам (5), (6) с учетом (7–11) были получены аналитические выражения мощности потерь в ключах и диодах выбранных структур, отражающие влияние изменения питающего напряжения и формы импульсного тока. Для двухступенчатых и одноступенчатых структур эти выражения приведены, соответственно, в табл. 1 и 2.

По аналитическим выражениям из табл. 1, 2 на рис. 9–12 представлены графики зависимостей относительной мощности потерь в ключах $P_s/P_{s,b}$ и диодах $P_d/P_{d,b}$ выбранных структур при значениях параметров: $k = 0,7$; $\alpha = 2,2$; $\beta = 0,3$.

Из кривых рис. 9, 10 видно, что с ростом питающего напряжения (увеличением значения K) в структурах $BT + HB$, $BK - FB$ и $BT - FB$ происходит снижение относительной мощности потерь в ключах. В структуре $BK + HB$ мощность потерь в ключах не изменяется.

При двукратном изменении питающего напряжения $K_m = 2$ (рис. 9) очевидно преимущество одноступенчатых структур $BK - FB$ и $BT - FB$, которые имеют меньшие значения относительной мощности потерь в ключах. С расширением кратности изменения до $K_m = 4$ (рис. 10) преимущество одноступенчатых структур частично теряется. Так, потери в структуре $BK - FB$ в области низких значений питающего напряжения ($K < 1,7$) превышают потери в структуре $BK + HB$.

Характер изменений мощности потерь в диодах при различной кратности изменения питающего напряжения $K_m = 2$ (рис. 11) и $K_m = 4$ (рис. 12) имеет одинаковую тенденцию.

Таблица 1

Параметр	Структура преобразователя	
	ВТ + НВ	ВК + НВ
Коэффициент трансформации	$2n_b / K_m$	$2 \cdot n_b$
Мощность потерь в ключах ВТ, ВК, P_{s1}	$\frac{f^2}{2K^2} \cdot P_{s,b}$	$\frac{f^2}{2} \cdot P_{s,b}$
Мощность потерь в ключах НВ, P_{s2}	$\frac{2f^2}{K_m^2} \cdot P_{s,b}$	$\frac{2f^2}{K_m} \cdot P_{s,b}$
Мощность потерь в выходных диодах, P_d	$\frac{1 + \beta f^2}{1 + \beta} \cdot P_{d,b}$	$\frac{1 + \beta f^2}{1 + \beta} \cdot P_{d,b}$

Таблица 2

Параметр	Структура преобразователя	
	ВТ + НВ	ВК + НВ
Коэффициент трансформации	n_b / K_m	n_b
Мощность потерь в ключах P_s	$\frac{f^2}{2K^2} \left(1 + \frac{K}{K_m}\right) \cdot P_{s,b}$	$\frac{f^2}{K} \cdot P_{s,b}$
Мощность потерь в диодах, P_d	$\frac{1 + \frac{K_m}{K} \beta f^2}{1 + \beta} \cdot P_{d,b}$	$\frac{1 + \left(1 + \frac{1}{K}\right) \beta f^2}{1 + \beta} \cdot P_{d,b}$

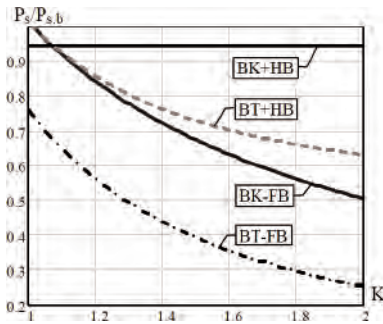


Рис. 9. Относительная мощность потерь в ключах при двукратном изменении питающего напряжения ($K_m = 2$)

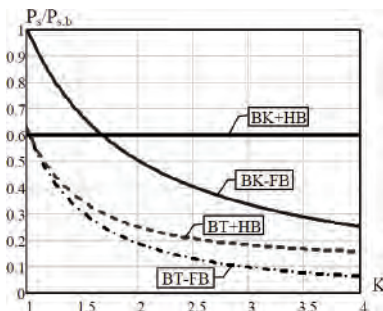


Рис. 10. Относительная мощность потерь в ключах при четырехкратном изменении питающего напряжения ($K_m = 4$)

На рис. 13, 14 приведены графики относительной суммарной мощности потерь в ключах и диодах структур P_s/P_b при условии, что базовые мощности потерь в диодах (7) и ключах (8) равны: $P_{d,b} = P_{s,b} = P_b$.

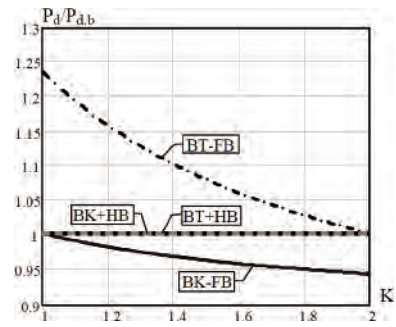


Рис. 11. Относительная мощность потерь в диодах при двукратном изменении питающего напряжения ($K_m = 2$)

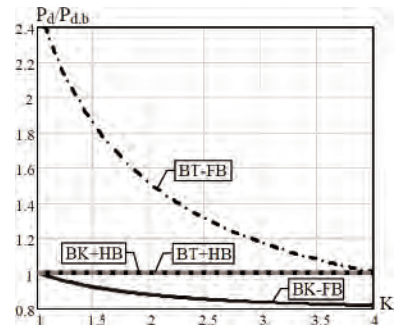


Рис. 12. Относительная мощность потерь в диодах при четырехкратном изменении питающего напряжения ($K_m = 4$)

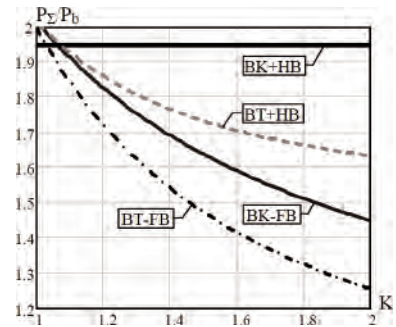


Рис. 13. Относительная суммарная мощность потерь в ключах и диодах при двукратном изменении питающего напряжения ($K_m = 2$)

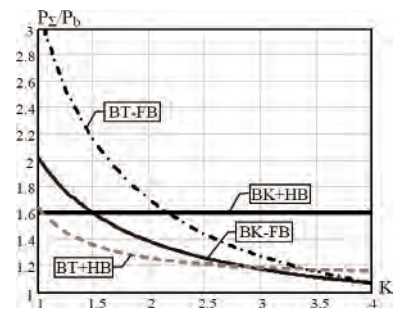


Рис. 14. Относительная суммарная мощность потерь в ключах и диодах при четырехкратном изменении питающего напряжения ($K_m = 4$)

Из графиков видно, что при кратности изменения питающего напряжения $K_m = 2$ (рис.13) меньшей суммарной мощностью потерь в ключах и диодах обладают одноступенчатые структуры $BK-FB$ и $BT-FB$. Причем, последняя структура имеет минимальные потери. Преимущество структуры $BT-FB$ по сравнению с $BK-FB$ показано в работе [7], что полностью согласуется с полученными здесь результатами.

При четырехкратном изменении питающего напряжения $K_m = 4$ (рис. 14) расположение кривых приобретает другой порядок. Здесь в большей части диапазона изменения питающего напряжения минимальные потери мощности имеет двухступенчатая структура $BT+HB$. Этот результат показывает перспективность применения двухступенчатой структуры $BT+HB$ при широком диапазоне изменения питающего напряжения.

Выводы

1. Получены аналитические выражения, позволяющие проводить сравнение мощности статических потерь в ключах и диодах изолированных DC/DC преобразователей с *Buck* и *Boost* топологией при одноступенчатой и двухступенчатой структуре построения.

2. Сравнение преобразователей показало, что в условиях изменения питающего напряжения меньшей суммарной мощностью потерь в ключах и диодах обладают структуры с *Boost* топологией. Одноступенчатая структура с *Boost* топологией имеет преимущество только при ограниченной кратности изменения питающего напряжения. При больших значениях кратности ($K_m > 4$) преимущество переходит к двухступенчатой структуре.

3. Результаты исследования могут использоваться на практике при выборе наиболее эффективной структуры преобразователя.

Литература

1. Мелешин В. И. Энергетические соотношения в ключевых преобразователях постоянного напряжения. – В кн.: Электронная техника в автоматике

// Под ред. Ю.И.Конева. – М.: Сов. Радио, 1977, Вып. 9, С. 83–98.

2. Больных Н. С. Сравнительный анализ схем регулируемых преобразователей напряжения. – В кн.: Электронная техника в автоматике // Под ред. Ю. И. Конева. – М.: Сов. Радио, 1975, Вып. 7, С. 64–69.

3. Захаров Ю. К. Сравнительный анализ двухтактного и однотактного стабилизированных преобразователей постоянного напряжения. – В кн.: Электронная техника в автоматике // Под ред. Ю. И. Конева. – М.: Сов. Радио, 1980, Вып. 11, С. 24–30.

4. Мелешин В. И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.

5. Жикленков Д. В. Одноступенчатая и двухступенчатая структуры преобразования энергии для импульсных источников электропитания // Практическая силовая электроника. – М.: 2004, № 16, С.42–44.

6. L. Zhu, X. Xu, F. Flett. A 3kW Isolated Bidirectional DC/DC Converter for Fuel Cell Electric Vehicle Application // Proceedings of power electronics, June 2001, pp. 77–82.

7. M. Nymand, R. Tranberg, M. E. Madsen, U. K. Madawala, M. A. E. Andersen. What is the best converter for low voltage fuel cell applications – A buck or boost? // Proc. IEEE IECON, Porto, Portugal, 2009, pp. 959–964.

8. Колосов В. И. Сравнительная оценка мощности статических потерь в ключевых элементах преобразователей *Buck* и *Boost* топологий // Техническая электродинамика. Тематический выпуск: “Силовая электроника и энергоэффективность”. – Киев, 2011, Ч.1, С. 252–259.

9. S. Maniktala. Selecting inductors for buck converters // AN1197 National Semiconductor, June 2002, pp.1–11.

10. B. Rivet. The conduction losses in a power rectifier // AN604, SGS-THOMSON Microelectronics, 1995, pp.1–2.

Колосов Валерий Иванович, к. т. н., технический директор НПП “Импульс”, г. Запорожье, тел.: +38(061) 769-77-00, e-mail: kvi@pulse.zp.ua.

Т. В. Анисимова, В. И. Волков, В. В. Крючков

ТРАНЗИСТОРНЫЙ ИНВЕРТОР С МНОГОУРОВНЕВЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ НА ВХОДЕ СИЛОВОГО ФИЛЬТРА ДЛЯ БОРТОВЫХ И НАЗЕМНЫХ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

T. V. Anisimova, V. I. Volkov,
V. V. Kryuchkov

Рассмотрена структура однофазного инвертора при формировании на входе силового фильтра многоуровневого напряжения, синтезированного с помощью вейвлетов Хаара. Показано, что на основе вейвлетов Хаара можно сформировать многоимпульсные многоуровневые напряжения, из спектра которых исключены низшие из высших гармоник. При этом величина выходного напряжения инвертора регулируется за счет одинакового изменения длительностей импульсов, т. е. методом селективного исключения гармоник. Рассмотренный режим регулирования позволяет обеспечить заданное качество выходного напряжения при меньшей частоте коммутации силовых ключей мостовых коммутаторов. Реализация таких режимов цифровыми методами управления облегчается за счет того, что все импульсы имеют одинаковую длительность и равномерно расположены на половине периода выходного напряжения.

Ключевые слова: инвертор, вейвлеты Хаара, многоуровневое импульсное напряжение, широтно-импульсное регулирование, селективное исключение гармоник.

Transistor Inverter With Multilevel Voltage at the Output Filter Input for On-Board and Ground Power Systems

The paper considers topology of a single-phase inverter with multilevel voltage at the input of the output filter. This multilevel voltage was synthesized using Haar wavelets theory. It is shown that based on Haar wavelets theory a multipulse multilevel voltage can be formed which specter does not contain lowest of the high order harmonics, and magnitude of output voltage is regulated by equal changes of pulse width, i. e. by means of selective harmonic elimination. The control mode under consideration provides predetermined quality of output voltage with less switching frequency of full bridges power switches. Realization of such control modes is facilitated due to the possibility of implementing them with fully digital methods, since all pulses have the same width and placed uniformly along the half period of output voltage.

Key words: inverter, Haar wavelets, multilevel pulse voltage, pulse width control, selective harmonic elimination.

В последнее время все большее внимание разработчиков электронной аппаратуры бортового и наземного применения уделяется разработке инверторов со ступенчатым напряжением на входе силового фильтра в качестве источников резервного и бесперебойного питания телекоммуникационных, навигационных и других систем, а также преобразователей, необходимых при использовании возобновляемых источников электроэнергии (например, солнечных батарей). Преимущества таких инверторов описаны в [1].

Одним из режимов формирования ступенчатых напряжений является режим, основанный на синтезе ступенчатых напряжений с использованием вейвлетов Хаара [1]. Однако в рассмотренных там структурах регулирование выходного напряжения инвертора происходит за счет регулирования постоянного напряжения источника, питающего силовые мостовые коммутаторы. Интерес представляет синтез параметров режимов формирования многоуровневых напряжений, позволяющих регулировать величину выходного напряжения методами ШИМ, либо, т. е. за счет изменения длительностей импульсов напряжения на входе силового фильтра. Такой режим регулирования позволит значительно упростить структуру преобразователя постоянного напряжения (промежуточного звена постоянного тока), питающего мостовые коммутаторы инвертора.

Форма многоуровневого напряжения, сформированного на основе вейвлетов Хаара, в спектре которого отсутствуют третья, пятая и ряд других высших гармоник и его спектральный состав, показана на рис. 1 [1].

Для формирования импульсного многоуровневого напряжения, регулируемого за счет изменения

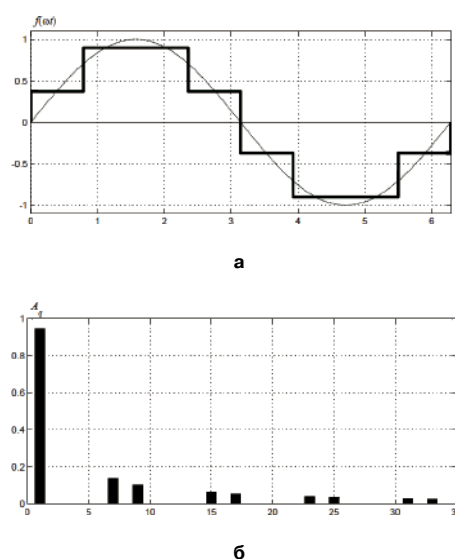


Рис. 1. Форма многоуровневого напряжения (а) и его спектральный состав (б)

длительностей импульсов можно использовать режимом широтно-импульсного регулирования с селективным исключением гармоник (ШИР-КД) [2]. Таким образом, каждая ступенька напряжения будет представлять собой отдельный импульс, длительность которого определяется необходимым уровнем выходного напряжения, а амплитуда – суммой соответствующих вейвлетов Хаара. Совместно с взаимным расположением координат центров импульсов на половине периода основной гармоники это позволяет исключить из его спектра целый ряд высших гармоник во всем диапазоне регулирования амплитуды основной гармоники. При этом, форма полученного напряжения при максимальном коэффициенте регулирования ($k_p = 1$) будет совпадать с формой исходного многоуровневого напряжения, показанного на рис. 1а. Такое многоуровневое напряжение, состоящее из одинаковых по длительности и отличающихся по амплитуде импульсов, будем называть напряжением режима ШИР-СТ(X)- p (где p – число импульсов на половине периода основной гармоники). Форма напряжения режима ШИР-СТ(X)-4 и его спектральный состав приведены на рис. 2.

Напряжения режима ШИР, а следовательно и ШИР-СТ(X)- p , наиболее просто реализуются цифровыми методами управления, поскольку длительности всех импульсов одинаковы, и их можно рассчитывать один раз за половину периода выходного напряжения. Блок-схема инвертора в режиме ШИР-СТ показана на рис. 3.

Схема состоит из двух однофазных мостовых коммутаторов МК1 и МК2, питаемых от источников питания $E_{п1}$ и $E_{п2}$ соответственно, выходного фильтра $L_{\phi}-C_{\phi}$ и схемы управления. С помощью мостовых коммутаторов формируется многоуровневое импульсное напряжение с заданным

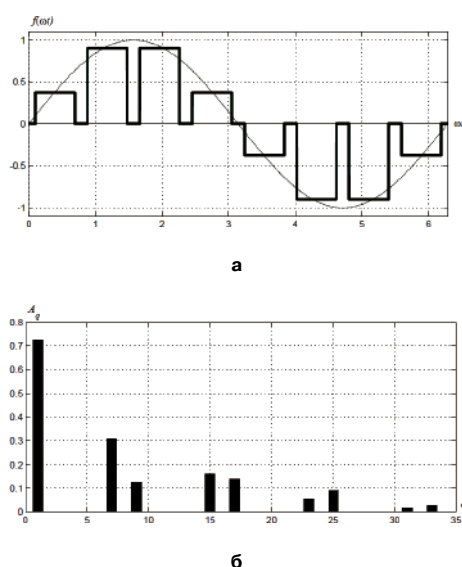


Рис. 2. Форма напряжения режима ШИР-СТ(X)-4 (а) и его спектральный состав (б)

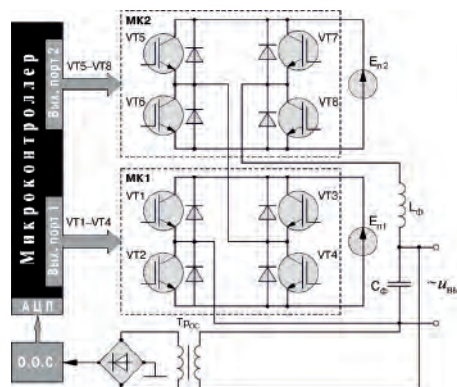


Рис. 3. Блок-схема инвертора в режиме ШИР-СТ

спектральным составом (рис. 2), подаваемое на вход силового фильтра $L_{\phi}-C_{\phi}$. На выходе силового фильтра формируется синусоидальное напряжение заданного качества.

Схема управления состоит из цифрового микроконтроллера, и устройства отрицательной обратной связи (О. О. С.). На вход устройства обратной связи через диодный мостовой выпрямитель подается часть выходного напряжения, снимаемого с мало-мощного трансформатора обратной связи (Тр_{ос}). Аналоговый сигнал обратной связи преобразуется в цифровой встроенным АЦП микроконтроллера.

На выходных портах микроконтроллера формируются сигналы управления мостовыми коммутаторами.

Заданное качество выходного напряжения инвертора обеспечивается выходным фильтром. Расчет параметров выходного фильтра проведен по методике, описанной в [3]. При мощности 1 кВА коэффициент гармоник выходного напряжения k_T вых $\leq 5\%$ индуктивность дросселя $L_{\phi} = 200$ мГн, а емкость конденсатора $C_{\phi} = 16$ мкФ.

Результаты моделирования процессов в инверторе в режиме ШИР-СТ(X)-4 приведены на рис. 4–6. Сигналы управления мостовыми коммутаторами при номинальном напряжении питания показаны на рис. 4, а формы напряжения и тока дросселя выходного фильтра при номинальном напряжении питания показаны на рис. 5.

Напряжения на входе и выходе силового фильтра при минимальном, номинальном и максимальном напряжении питания показаны на рис. 6. Видно, что изменение выходного напряжения инвертора во всем диапазоне изменения входного напряжения не превышает 1,138 %.

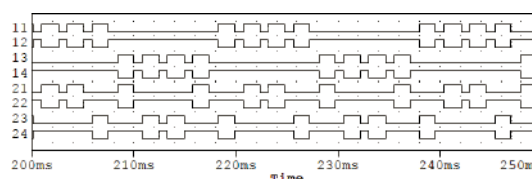


Рис. 4. Сигналы управления мостовыми коммутаторами инвертора в режиме ШИР-СТ(X)-4

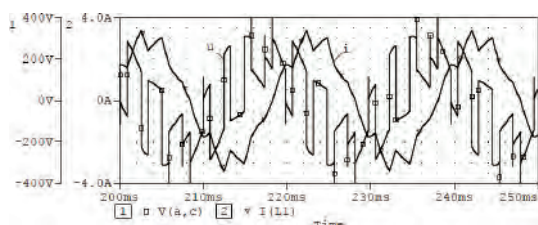


Рис. 5. Напряжение и ток дросселя силового фильтра

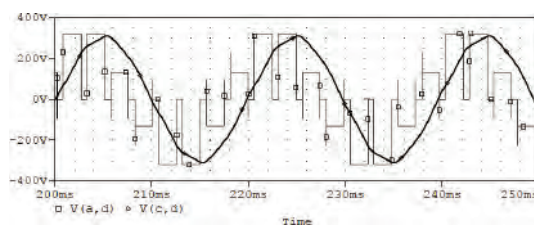
Выводы

Рассмотренная структура инвертора с многоуровневым напряжением на входе силового фильтра позволяет обеспечить заданное качество выходного напряжения и его регулирование во всем диапазоне изменения входного напряжения.

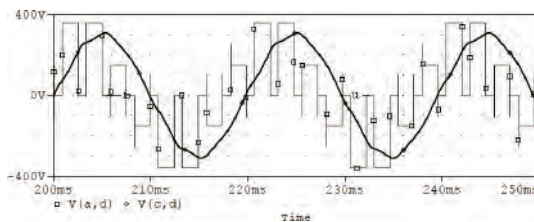
Использование для синтеза многоуровневых напряжений позволяет обеспечить заданное качество выходного напряжения инвертора при меньшей частоте коммутаций силовых ключей, т. е. существенно снизить динамические потери в силовой части инвертора. При этом реализация таких режимов цифровыми методами управления облегчается за счет того, что все импульсы имеют одинаковую длительность и равномерно расположены на половине периода выходного напряжения.

Литература

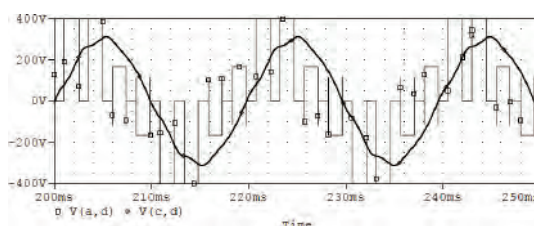
1. Т. В. Анисимова, В. И. Волков, В. В. Крючков. Синтез параметров ступенчатых напряжений с использованием вейвлетных преобразований. — Практическая силовая электроника, № 4 (48), 2012, С. 18–24.
2. Лукин А. В., Малышков Г. М., Соловьев И. Н., Крючков В. В. и др. Транзисторные преобразователи электрической энергии. Под ред. А. В. Лукина и Г. М. Малышкова. — М.: АОЗТ “ММП-Ирбис”, 2002, С. 109–114.
3. Т. В. Анисимова, В. В. Крючков. Расчет параметров выходного фильтра инверторов с синусои-



а



б



в

Рис. 6. Напряжения на входе и выходе силового фильтра:
 а – $E_{n1} = 226 \text{ В}$; $E_{n2} = 94 \text{ В}$; $A_1 = 309,733$; $k_{г \text{ вых}} = 3.8027\%$;
 б – $E_{n1} = 255 \text{ В}$; $E_{n2} = 105 \text{ В}$; $A_1 = 311,497$; $k_{г \text{ вых}} = 4.2958\%$;
 в – $E_{n1} = 283 \text{ В}$; $E_{n2} = 117 \text{ В}$; $A_1 = 313,227$; $k_{г \text{ вых}} = 4.7400\%$

дальным выходным напряжением. — Практическая силовая электроника, № 3 (47), 2012, С. 6–10.

Анисимова Татьяна Викторовна, ассистент кафедры “Микроэлектронные системы” МАИ, тел.: +7 499 158-45-02;

Волков Вадим Иосифович, к. т. н., доцент кафедры “Вычислительные машины, системы и сети” МАИ, тел.: +7 499 158-43-82, e-mail: lasdov@gmail.com.

Г. А. Белов, А. В. Серебрянников, А. А. Павлова

К СИНТЕЗУ ОДНОКОНТУРНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ Понижающими Импульсными Преобразователями

G. A. Belov, A. V. Serebryannikov,
A. A. Pavlova

To the synthesis of single-loop control systems
for buck switch-mode converters

Обоснована методика синтеза частотным методом одноконтурной системы управления понижающим импульсным преобразователем. Используются линеаризованные усредненные структурные модели силовой части преобразователя. Рассмотрены типовые частотные характеристики наиболее часто встречающихся в импульсных преобразователях последовательных корректирующих звеньев.

The technique of a single-loop control buck switch-mode converters synthesis using frequency method is substantiated. Linearized averaged structural models of the power converter are used. Typical frequency characteristics of the most frequently encountered in pulse converters serial compensating elements are examined.

Ключевые слова: импульсный преобразователь, схема управления, корректирующие звенья, структурные модели, синтез, точность регулирования.

Key words: switched-mode converter, control circuits, compensating element, structural models, synthesis, control accuracy.

Методики синтеза одноконтурных систем управления импульсными преобразователями, появившиеся еще в 70-х годах прошлого столетия [1], продолжают совершенствоваться и уточняться по мере улучшения параметров и характеристик силовых полупроводниковых приборов и микросхем управления [2]. При проектировании, как правило, используются линеаризованные усредненные (непрерывные) динамические модели силовой части преобразователя, обосновываемые тем, что частота среза ω_{cp} непрерывной структурной модели разомкнутого контура преобразователя выбирается по крайней мере в 5–10 раз меньше частоты переключений $\omega = 2\pi f$. В настоящее время вполне приемлемым для большинства применений импульсных источников питания считается значение частоты среза $f_{cp} = \omega_{cp}/2\pi$ в диапазоне 10–15 кГц [2], что легко достижимо при частотах переключений $f \geq 100$ кГц.

Отметим, что современные методики синтеза импульсных преобразователей [2] отличаются от старых [1], в частности, учетом влияния на частотные характеристики контура регулирования выходного напряжения эквивалентного последовательного сопротивления выходного конденсатора (ЭПС) r_C . Ранее этим влиянием пренебрегали, но учитывали, что сопротивление r_C может вызвать дополнительные пульсации и неприемлемые скачки выходного напряжения $r_C \Delta i_n$ при быстром сбросе и набросе тока нагрузки на значение $|\Delta i_n|$.

В настоящее время существует много хороших микросхем управления импульсными преобразователями [3], для которых в рекомендациях по их применению уже описана процедура проектирования, в том числе методика расчета параметров компонентов схемы управления. Однако в этих процедурах приводятся предельно упрощенные

расчетные формулы без пояснения исходных положений и допущений, принятых при их выводе, и области применимости этих формул. Нередко в текстах процедур проектирования встречаются опечатки, которые пользователь должен обнаружить и исправить. Тогда для успешного использования указанных методик и процедур проектирования требуется достаточно глубокое их понимание пользователем, необходимо знание основ частотного метода синтеза систем управления и динамических моделей силовых частей импульсных преобразователей.

Как отмечено в [2], лишь немногие инженеры разбираются в коррекции импульсных преобразователей с обратной связью, потому что для этого требуется слишком много фундаментальных математических знаний, которые не так-то легко применить к проектированию реальных систем. Необходимость расчета цепей обратных связей систем управления импульсными преобразователями отпугивает специалистов-практиков от этого этапа проектирования [4], поэтому на практике поступают очень просто: рассчитывают лишь силовую часть, а параметры схемы управления берут из примеров, приводимых фирмами-производителями микросхем. Однако недостаточно осознанный подбор параметров системы управления может приводить к ошибкам, следствием которых могут быть неправильное функционирование импульсного преобразователя, нарушение его устойчивости с последующей генерацией субгармонических колебаний большой амплитуды и создание слышимого шума источника питания. Характеристики импульсного преобразователя при этом, как правило, будут далеки от оптимальных. В связи с этим актуальной задачей является ознакомление практических специалистов с достаточно обоснованными методиками проектирования импульсных преоб-

разователей с замкнутыми системами управления, которые используют те или иные динамические модели силовой части.

Исходные положения частотного метода синтеза систем управления

Основным методом синтеза одноконтурных систем управления импульсными преобразователями является частотный метод, с помощью которого определяется требуемая передаточная функция последовательного корректирующего звена [5–8]. Этот метод сводится к следующим основным этапам: 1) построение желаемой асимптотической логарифмической амплитудно-частотной характеристики (ЛАЧХ) разомкнутого контура $L_{ж}(\omega)$; 2) построение асимптотической ЛАЧХ последовательного корректирующего звена $L_{к}(\omega)$ путем вычитания асимптотической ЛАЧХ неизменяемой (при коррекции) части контура $L_0(\omega)$ из желаемой асимптотической ЛАЧХ контура $L_{ж}(\omega)$, которую далее будем называть просто желаемой ЛАЧХ контура; 3) физическая реализация последовательного корректирующего звена, которое далее будем называть усилителем ошибки (УО), либо регулятором напряжения (РН); 4) анализ статических и динамических характеристик синтезированной системы.

При выборе вида желаемой ЛАЧХ $L_{ж}(\omega)$ основное значение имеют ее низкочастотная и среднечастотная части. Для уменьшения ошибки регулирования (в основном, статической и скоростной ошибок) коэффициент усиления контура на низких частотах K должен быть достаточно большим. Большинство импульсных преобразователей

функционирует при изменяющихся в широком диапазоне возмущающих воздействиях, к основным из которых относятся изменения входного напряжения $u_{вх}$ и тока нагрузки $i_{н}$, что вызывает появление не только статической, но и скоростной ошибки регулирования. Поэтому целесообразно, чтобы желаемая передаточная функция контура обладала астатизмом хотя бы первого порядка. При этом импульсный преобразователь проектируется аналогично следящим системам [6].

Существует несколько способов построения желаемой ЛАЧХ, наиболее известны из которых способы, разработанные В. В. Солодовниковым и В. А. Бесекерским [5–7]. Для облегчения построения желаемой ЛАЧХ вводят типовые передаточные функции разомкнутой системы (табл. 1) и соответствующие им ЛАЧХ (рис. 1).

Для обеспечения запаса устойчивости системы с ЛАЧХ-0 (рис. 1а) необходимо иметь первую сопрягающую частоту ω_1 выше частоты среза $\omega_{ср}$, т. е. $\omega_1 > \omega_{ср}$. Для повышения частоты среза $\omega_{ср}$ требуется увеличивать коэффициент усиления K (добротность системы), а также повышать частоту ω_1 , что связано с уменьшением первой постоянной времени $T_1 = 1/\omega_1$. При проектировании импульсных преобразователей постоянная времени T_1 относится к силовой части, поэтому уменьшение T_1 затруднительно.

Граничная частота замкнутой системы $\omega_{гр}$ определяется частотой среза разомкнутой системы [6]:

$$\omega_{гр} = (1,5...2)\omega_{ср}.$$

ЛАЧХ-I и ЛАЧХ-III – наиболее распространенная форма логарифмических характеристик, присущая системам со сравнительно большой добротностью K , что обеспечивает получение ма-

Таблица 1. Типовые передаточные функции разомкнутой системы

Тип ЛАЧХ	Передаточная функция $W(p)$	Наклон в интервале частот, дБ/дек			
		$(0, \omega_1)$	(ω_1, ω_2)	(ω_2, ω_3)	(ω_3, ∞)
0	$\frac{K}{p\left(1+\frac{p}{\omega_1}\right)\left(1+\frac{p}{\omega_2}\right)}$	-20	-40	-40	-40
I	$\frac{K\left(1+\frac{p}{\omega_2}\right)}{p\left(1+\frac{p}{\omega_1}\right)\left(1+\frac{p}{\omega_3}\right)}$	-20	-40	-20	-40
II	$\frac{K\left(1+\frac{p}{\omega_2}\right)^2}{p\left(1+\frac{p}{\omega_1}\right)\left(1+\frac{p}{\omega_3}\right)}$	-20	-60	-20	-40
III	$\frac{K\left(1+\frac{p}{\omega_2}\right)}{p\left(1+\frac{p}{\omega_1}\right)\left(1+\frac{p}{\omega_3}\right)^2}$	-20	-40	-20	-60
IV	$\frac{K\left(1+\frac{p}{\omega_2}\right)^2}{p\left(1+\frac{p}{\omega_1}\right)^2\left(1+\frac{p}{\omega_3}\right)^2}$	-20	-60	-20	-60

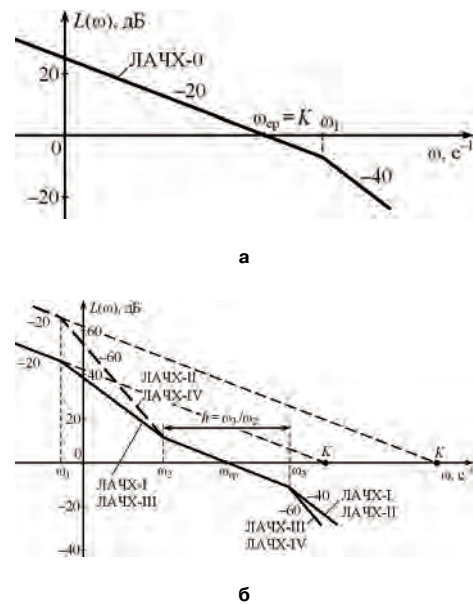


Рис. 1. ЛАЧХ, соответствующие типовым передаточным функциям разомкнутой системы

лой установившейся ошибки регулирования. Как видно из рис. 1б, ЛАЧХ-I и ЛАЧХ-III отличаются только в их высокочастотной части. В этом случае увеличение добротности K (для увеличения точности регулирования) не связано с необходимостью изменения ω_{cp} . При фиксированных значениях ω_{cp} , ω_2 , ω_3 и h увеличение добротности K вызывает необходимость уменьшения сопрягающей частоты ω_1 , которая в рационально спроектированной системе не должна быть ниже максимальной частоты изменения входного сигнала. Поэтому при ЛАЧХ-I и ЛАЧХ-III увеличение K может вызвать необходимость некоторого повышения частоты среза ω_{cp} , но значительно меньшего, чем при ЛАЧХ-0.

ЛАЧХ-II и ЛАЧХ-IV отличаются от ЛАЧХ-I и ЛАЧХ-III наклоном, равным -60 дБ/дек в интервале частот (ω_1, ω_2) . В диапазоне частот $\omega_2 < \omega < \omega_3$, в котором находится частота среза ω_{cp} , для ЛАЧХ-II и ЛАЧХ-IV справедливо равенство

$$|W(j\omega)| \approx \frac{K\omega_1^2}{\omega\omega_2^2}$$

Подставляя в него $\omega = \omega_{cp}$, $|W(j\omega_{cp})| = 1$, получим уравнение, из которого следует

$$K = \left(\frac{\omega_2}{\omega_1}\right)^2 \omega_{cp}$$

т. е. добротность может быть значительно больше, чем при ЛАЧХ-I и ЛАЧХ-III при тех же ω_{cp} и интервале (ω_1, ω_2) . Соответственно при равных K в системах с ЛАЧХ-II и ЛАЧХ-IV частота среза ω_{cp} будет меньше.

Системы с ЛАЧХ-II и ЛАЧХ-IV могут иметь АФЧХ, при которой они относятся к условно устойчивым системам, в них могут возникать медленно затухающие или даже незатухающие колебания. Поэтому условно устойчивые системы, как правило, не применяются [6].

При определении передаточной функции корректирующего звена полагаем, что параметры силовой части преобразователя и широтно-импульсного модулятора (ШИМ) уже известны.

Основные схемы корректирующих звеньев, применяемых в одноконтурных системах управления импульсными преобразователями, вместе с их асимптотическими ЛАЧХ приведены на рис. 2 [1, 2].

Передаточные функции этих звеньев для основного входа, на который поступает сигнал обратной связи $K_d u_{вых}$, без учета инвертирования, приведены в табл. 2.

При использовании идеального интегратора (рис. 2а) для последовательной коррекции контура регулирования напряжения этот контур будет иметь частотную характеристику вида ЛАЧХ-0 (рис. 1а), однако вид характеристики на частотах $\omega > \omega_1$ будет иным. Такая коррекция обеспечи-

вает хорошую статическую точность выходного напряжения преобразователя, требует минимального числа внешних компонентов, но дает очень низкую частоту среза $f_{cp} = (50...500)$ Гц, что объясняется необходимостью выполнения условия $\omega_{cp} < \omega_1$, где сопрягающая частота ω_1 не может быть большой, поскольку представляет собой резонансную частоту выходного LC-фильтра. Переходные процессы протекают достаточно медленно, трудно обеспечить запас устойчивости по фазе больше 45° [2].

Когда коэффициент передачи интегратора K_{y0}/ω с уменьшением частоты ω приближается к значению коэффициента усиления реального операционного усилителя (ОУ) для дифференциального сигнала, точность интегрирования снижается вплоть до полного исчезновения интегрирующих свойств схемы. Учитывая это обстоятельство, и для устранения ошибок интегрирования, обусловленных напряжением смещения нуля и разностью входных токов реального ОУ, обычно используют реальный интегратор (рис. 2б), при котором интегрирование имеет место только в полосе частот $\omega > 1/T_1$ [9]. Таким образом, реальные корректирующие звенья не могут обеспечить астатизм системы в полосе очень низких частот $(0, 1/T_1)$. Однако этого обычно и не требуется,

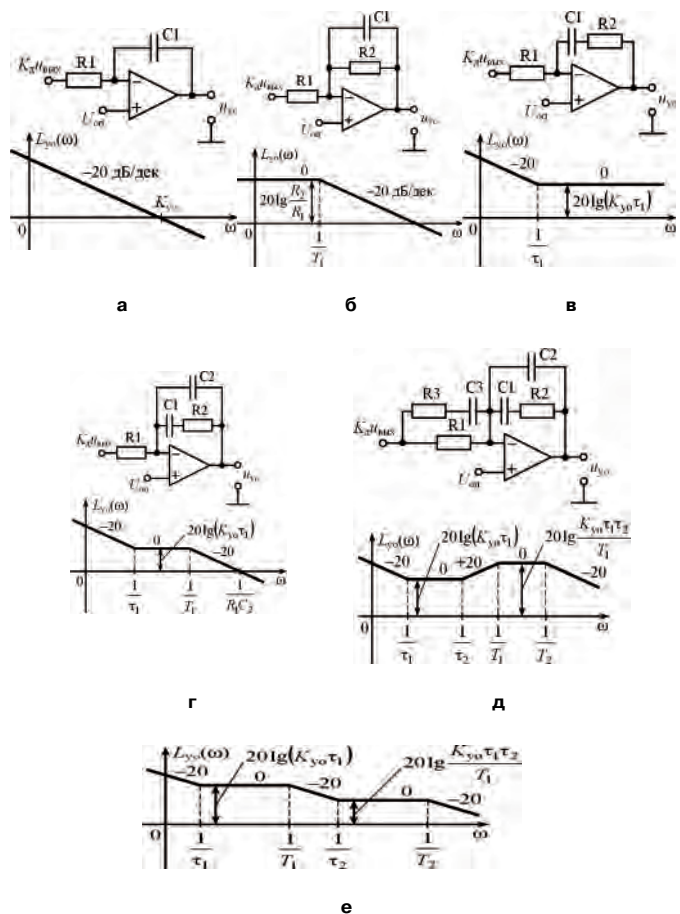


Рис. 2. Основные схемы последовательных корректирующих звеньев, применяемых в одноконтурных системах управления импульсными преобразователями и их асимптотические ЛАЧХ; е – возможный вариант ЛАЧХ звена, приведенного на рис. 2д

Таблица 2. Передаточные функции корректирующих звеньев, приведенных на рис. 2

Схема	Передаточная функция $W_{yo}(p)$	ФЧХ $\varphi_o(\omega)$	Коэффициент усиления K_{yo}	Постоянные времени
Рис. 2а	$\frac{K_{yo}}{p}$	$-\frac{\pi}{2}$	$\frac{1}{R_1 C_1}$	–
Рис. 2б	$\frac{K_{yo}}{1+T_1 p}$	$-\arctg \omega T_1$	$\frac{R_2}{R_1}$	$T_1 = R_2 C_1$
Рис. 2в	$\frac{K_{yo}(1+\tau_1 p)}{p}$	$-\frac{\pi}{2} + \arctg \omega T_1$	$\frac{1}{R_1 C_1}$	$\tau_1 = R_2 C_1$
Рис. 2г	$\frac{K_{yo}(1+\tau_1 p)}{p(1+T_1 p)}$	$\arctg \omega \tau_1 - \arctg \omega T_1$	$\frac{1}{R_1 (C_1 + C_2)}$	$\tau_1 = R_2 C_1$ $T_1 = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} R_2$
Рис. 2д	$\frac{K_{yo}(1+\tau_1 p)(1+\tau_2 p)}{p(1+T_1 p)(1+T_2 p)}$	$\arctg \omega \tau_1 - \arctg \omega T_1 + \arctg \omega \tau_2 - \arctg \omega T_2$	$\frac{1}{R_1 (C_1 + C_2)}$	$\tau_1 = R_2 C_1$ $\tau_2 = (R_1 + R_3) C_3$ $T_1 = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} R_2$ $T_2 = R_3 C_3$

поскольку достаточно иметь в этой полосе коэффициент передачи корректирующего звена (рис. 2б) R_2/R_1 , превышающий значение, необходимое для обеспечения требуемой точности регулирования [5–7]. Постоянная времени интегратора T_1 должна быть достаточно большой. Аналогичное замечание в области низких частот справедливо и для системы с ЛАЧХ-I, II, III, IV (рис. 1).

В современных микросхемах управления импульсными преобразователями в качестве усилителей ошибки вместо операционных усилителей часто используются транскондуктивные усилители, у которых выходной ток i_{yo} пропорционален дифференциальному входному сигналу $i_{yo} = g_m u_d$, где g_m – крутизна усилителя, составляющая десятки, а иногда и сотни мкСм; u_d – дифференциальное входное напряжение. Корректирующий двухполюсник включается не в цепь обратной связи ОУ, как на рис. 2, а параллельно выходным зажимам усилителя. Некоторые схемы таких корректирующих звеньев представлены на рис. 3, а соответствующие им передаточные функции – в табл. 3.

Расчетные структурные модели понижающего импульсного преобразователя

Вообще говоря, необходимо учитывать дискретность и нелинейность импульсного преобразователя. Однако при синтезе замкнутой системы управления частотным методом обычно используют линеаризованные структурные динамические модели.

Пользуясь методикой, изложенной в [10, 11], получаем линеаризованную импульсную модель неизменяемой (при расчете корректирующего звена) части замкнутой системы в режиме непрерывного тока (РНТ) дросселя (рис. 4а), где $G(p)$

– передаточная операторная проводимость цепи дросселя LC -фильтра; $Z(p)$ – операторное сопротивление выходного конденсатора с параллельно соединенным сопротивлением нагрузки R с учетом ЭПС конденсатора r_c . Справедливы выражения

$$G(p) = \frac{1}{Lp+r};$$

$$Z(p) = \frac{R(1+\tau_c p)}{1+T_c p},$$
(1)

где L и r – индуктивность и активное сопротивление цепи дросселя LC -фильтра; $\tau_c = r_c C$ и $T_c = (R+r_c)C$ – постоянные времени цепи выходного конденсатора.

Для общности полагаем, что нагрузка преобразователя состоит из параллельно соединенных активного сопротивления R и источника питания $i_{нд}$.

На рис. 4а введены обозначения: $u_{вх}$ и $u_{вых}$ – входное и выходное напряжения преобразователя; u_{yo} – выходное напряжение усилителя ошибки; t_1 – время включенного состояния силового транзистора; $\gamma = t_1/T$.

Коэффициент усиления широтно-импульсного модулятора $K_{шим}$ в схеме на рис. 4а определяется как

$$K_{шим} = S_m F,$$
(2)

где $S_m = 1/\dot{u}_n(t_1)$ – крутизна модуляционной харак-

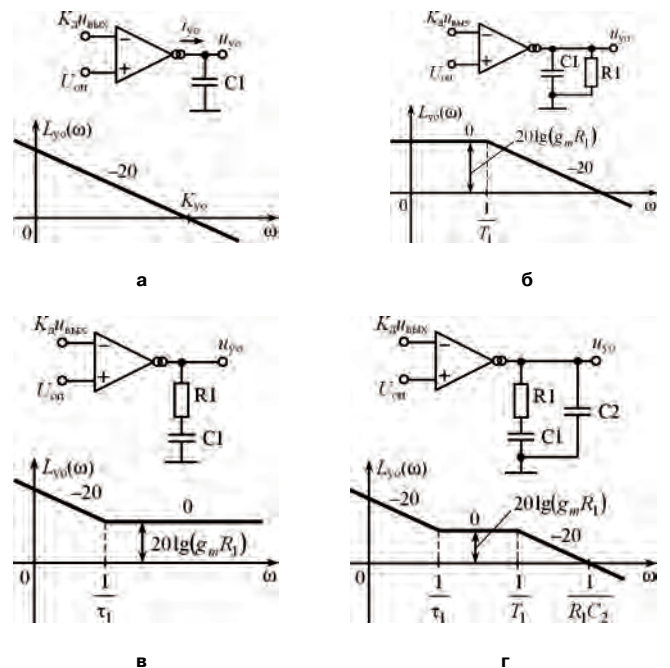


Рис. 3. Схемы последовательных корректирующих звеньев, выполненных на транскондуктивном усилителе, и их асимптотические ЛАЧХ

Таблица 3. Передаточные функции корректирующих звеньев, выполненных на транскондуктивном усилителе

Схема	Передаточная функция $W_{yo}(p)$	Коэффициент усиления K_{yo}	Постоянные времени
Рис. 3а	$\frac{K_{yo}}{p}$	$\frac{g_m}{C_1}$	–
Рис. 3б	$\frac{K_{yo}}{1+T_1 p}$	$g_m R_1$	$T_1 = R_1 C_1$
Рис. 3в	$\frac{K_{yo}(1+\tau_1 p)}{p}$	$\frac{g_m}{C_1}$	$\tau_1 = R_1 C_1$
Рис. 3г	$\frac{K_{yo}(1+\tau_1 p)}{p(1+T_1 p)}$	$\frac{g_m}{C_1+C_2}$	$\tau_1 = R_1 C_1$ $T_1 = R_1 \frac{C_1 C_2}{C_1+C_2}$

теристики ШИМ при $u_{yo} = \text{const}$; F – фактор пульсаций, учитывающий изменение коэффициента усиления ШИМ за счет переменной составляющей сигнала $u_{yo}(t)$ в стационарном режиме. Известно, что

$$F = \frac{1}{1 + S_m \dot{u}_{yo}(t_1)}, \quad (3)$$

где точкой сверху обозначена производная сигнала $u_{yo}(t)$ [10, 11]. Время отсчитывается от момента начала нарастания пилообразного напряжения $u_n(t)$. При идеальной линейности пилообразного напряжения $\dot{u}_n(t_1) = U_n/T$, $S_m = T/U_n$; U_n – амплитуда (размах) пилообразного напряжения в случае, когда время обратного хода равно нулю. При конечном времени обратного хода для определения U_n необходимо линейно изменяющийся участок условно продлить до конца периода.

Идеальный импульсный элемент ИЭ1 в схеме на рис. 4а генерирует периодическую последовательность дельта-импульсов, отстающую на время t_1 относительно моментов начала пилообразного напряжения. Импульсный элемент ИЭ2 представляет собой ключ, периодически замыкающийся на время t_1 , указанное под изображением ключа.

На выходе неизменяемой части системы показано пропорциональное звено с коэффициентом передачи K_d делителя выходного напряжения.

Перемещая в схеме на рис. 4а точку приложения сигнала $\Delta i_{н.д.}$ назад (против направления передачи сигнала) через звено $G(p)$ и преобразуя замкнутый контур, состоящий из звеньев $G(p)$ и $Z(p)$, получаем структурную модель неизменяемой части замкнутой системы, показанную на рис. 4б. В этой схеме передаточная функция LC -фильтра $W_\phi(p)$ определяется выражением

$$W_\phi(p) = \frac{K_\phi(1+\tau_c p)}{1+2\zeta_\phi T_\phi p + T_\phi^2 p^2} = \frac{K_\phi(1+\tau_c p)}{T_\phi^2 [(p+\alpha_\phi)^2 + \omega_\phi^2]}, \quad (4)$$

где $K_\phi = R/(R+r)$ – коэффициент передачи фильтра на постоянном токе; T_ϕ и ζ_ϕ – постоянная времени

и коэффициент демпфирования фильтра, определяемые как

$$T_\phi = \sqrt{\frac{R+r_c}{R+r}} LC;$$

$$\zeta_\phi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R+r_c}{R+r}} \left[\frac{1}{R+r_c} \sqrt{\frac{L}{C}} + (r+R \parallel r_c) \sqrt{\frac{C}{L}} \right]; \quad (5)$$

$$\alpha_\phi = \frac{\zeta_\phi}{T_\phi}; \quad \omega_\phi = \sqrt{\frac{1}{T_\phi^2} - \alpha_\phi^2}.$$

Заменяя идеальный импульсный элемент ИЭ1 пропорциональным звеном с коэффициентом передачи $1/T$, а ключ ИЭ2 – пропорциональным звеном с коэффициентом передачи $\gamma = t_1/T$, получаем ус-

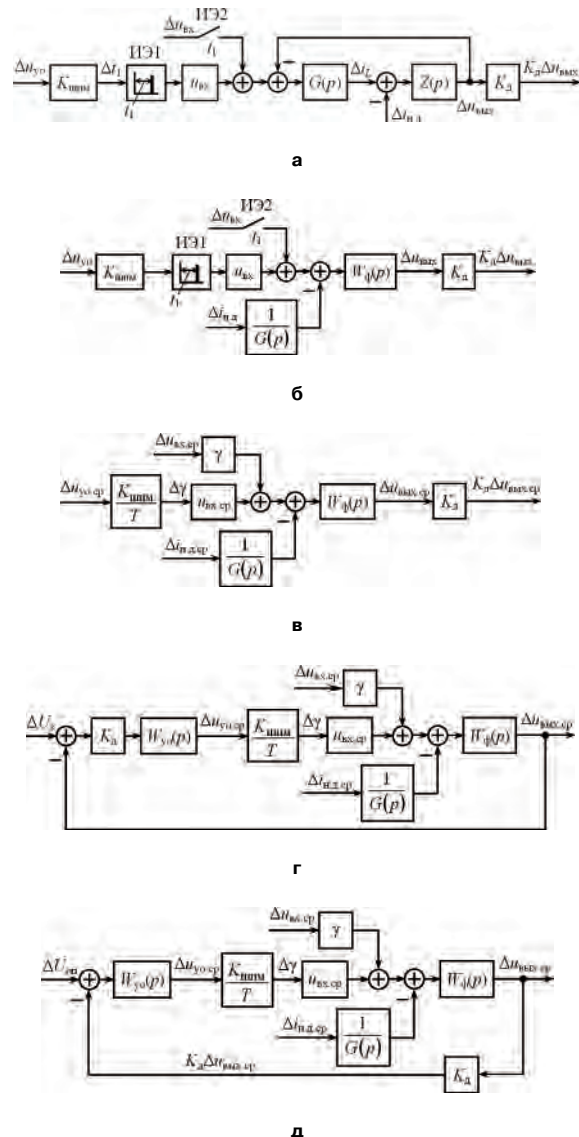


Рис. 4. Линейризованные структурные динамические модели неизменяемой при коррекции части понижающего импульсного преобразователя: исходная дискретная (а); преобразованная дискретная (б); усредненная за период переключений (в); усредненные модели замкнутой системы (г и д)

редненную модель (рис. 4в), где переменные $u_{\text{вх}}$, $u_{\text{вых}}$, i_L , u_{yo} , ин.д заменяются на их средние за период переключений T значения $u_{\text{вх.ср}}$, $u_{\text{вых.ср}}$, $i_{L,\text{ср}}$, $u_{\text{yo.ср}}$, $i_{\text{н.д.ср}}$.

Многие производители не предоставляют значений ЭПС для выпускаемых ими конденсаторов. Обычно частота излома ЛАЧХ $f_{\text{эпс}} = 1/(2\pi r_C C)$, обусловленная ЭПС, составляет [2]: 1) для оксидно-электролитических конденсаторов 1–5 кГц; 2) для танталовых конденсаторов 10–25 кГц. Как видно, ЭПС может существенно влиять на частотные характеристики неизменяемой части в окрестности частоты $f_{\text{эпс}} = 1/\tau C$.

На рис. 4г и д представлены структурные усредненные модели замкнутых систем управления импульсными преобразователями. На рис. 4д $U_3 = U_{\text{оп}}/K_d$ – задающий сигнал системы регулирования напряжения.

Учет требований по точности регулирования при построении желаемой ЛАЧХ

Для системы, показанной на рис. 4д, справедливо уравнение относительно изображений по Лапласу

$$\Delta u_{\text{вых.ср}}(p) = \Phi_e(p) \left[W(p) \Delta u_3(p) + \gamma W_\phi(p) \Delta u_{\text{вх.ср}}(p) - \frac{W_\phi(p)}{G(p)} \Delta i_{\text{н.д.ср}}(p) \right], \quad (6)$$

где $W(p)$ – передаточная функция разомкнутой системы; $\Phi_e(p)$ – передаточная функция замкнутой системы для ошибки регулирования, определяемая как

$$\Phi_e(p) = \frac{1}{1 + W(p)}. \quad (7)$$

Согласно схеме на рис. 4д передаточная функция для разомкнутой системы определяется выражением

$$W(p) = K_d (K_{\text{шим}}/T) u_{\text{вх}} W_{\text{yo}}(p) W_\phi(p). \quad (8)$$

Предполагая, что система обладает астатизмом первого порядка, представим выражение (8) в удобном для дальнейших рассуждений виде

$$W(p) = \frac{KN(p)}{pL_1(p)}, \quad (9)$$

где K – коэффициент усиления разомкнутой системы, определяемый согласно (8) по формуле

$$K = K_d (K_{\text{шим}}/T) u_{\text{вх}} K_{\text{yo}} K_\phi; \quad (10)$$

$N(p)$ и $L_1(p)$ – многочлены с единичным коэффициентом при младшей степени p , т. е. при p_0 .

Определив изображение ошибки регулирования как разность

$$e(p) = \Delta u_3(p) - \Delta u_{\text{вых.ср}}(p),$$

с учетом равенства (6) получим

$$e(p) = \Phi_e(p) \left[\Delta u_3(p) - \gamma W_\phi(p) \Delta u_{\text{вх.ср}}(p) + \frac{W_\phi(p)}{G(p)} \Delta i_{\text{н.д.ср}}(p) \right]. \quad (11)$$

Отсюда видно, что в общем случае ошибка регулирования складывается из трех составляющих: ошибки, вызванной изменениями задающего сигнала, $e^3(t)$, изображение которой есть

$$e^3(p) = \Phi_e(p) \Delta u_3(p), \quad (12)$$

ошибки, вызванной нестабильностью входного напряжения, $e^{\text{вх}}(t)$ с изображением

$$e^{\text{вх}}(p) = -\Phi_e(p) \gamma W_\phi(p) \Delta u_{\text{вх.ср}}(p), \quad (13)$$

ошибки, вызванной изменениями тока нагрузки, $e^{\text{н}}(t)$, изображение которой с учетом (1) есть

$$e^{\text{н}}(p) = \Phi_e(p) (Lp + r) W_\phi(p) \Delta i_{\text{н.д.ср}}(p). \quad (14)$$

Ошибка $e^3(t)$ учитывает неточное отслеживание системой изменений задающего сигнала $u_3(t)$. Когда система работает в режиме стабилизации выходного напряжения, $\Delta u_3(t) \equiv 0$, составляющая $e^3(t)$ ошибки регулирования отсутствует.

Для оценки точности регулирования системы обычно используются значения установившихся ошибок при типовых воздействиях (скачкообразное, линейно изменяющееся, гармоническое и др.) [5].

Установившаяся ошибка определяется по теореме о предельном значении [7]

$$e_{\text{уст}} = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{p \rightarrow 0} pe(p).$$

В случае, когда передаточная функция разомкнутой системы имеет вид (9), имеем

$$\Phi_e(p) = \frac{pL_1(p)}{pL_1(p) + KN(p)},$$

где $\lim_{p \rightarrow 0} L_1(p) = 1$; $\lim_{p \rightarrow 0} N(p) = 1$. С учетом (4) имеем

$$\lim_{p \rightarrow 0} W_\phi(p) = K_\phi \approx 1$$

При скачкообразных возмущающих воздействиях $\Delta u_3(p) = \Delta u_3/p$, $\Delta u_{\text{вх.ср}}(p) = \Delta u_{\text{вх.ср}}/p$, $\Delta i_{\text{н.д.ср}}(p) = \Delta i_{\text{н.д.ср}}/p$, и согласно (13) и (14)

$$e^3_{\text{уст}} = \lim_{p \rightarrow 0} p \frac{L_1(p)}{pL_1(p) + KN(p)} \Delta u_3 = 0;$$

$$e^{\text{вх}}_{\text{уст}} = -\lim_{p \rightarrow 0} p \frac{L_1(p)}{pL_1(p) + KN(p)} \gamma W_\phi(p) \Delta u_{\text{вх.ср}} = 0;$$

$$e_{уст}^H = \lim_{p \rightarrow 0} p \frac{L_1(p)}{pL_1(p) + KN(p)} (Lp + r) W_\Phi(p) \Delta i_{н.д.ср} = 0,$$

т. е. статические ошибки равны нулю.

При линейно изменяющихся воздействиях имеем

$$\Delta u_3(p) = \frac{du_3}{dt} \frac{1}{p^2}; \Delta u_{вх.ср}(p) = \frac{du_{вх.ср}}{dt} \frac{1}{p^2};$$

$$\Delta i_{н.д.ср}(p) = \frac{di_{н.д.ср}}{dt} \frac{1}{p^2};$$

$$e_{уст}^3 = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{L_1(p)}{pL_1(p) + KN(p)} \frac{du_3}{dt} = \frac{1}{K} \frac{du_3}{dt};$$

$$e_{уст}^{вх} = -\lim_{p \rightarrow 0} \frac{L_1(p)}{pL_1(p) + KN(p)} \gamma W_\Phi(p) \frac{du_{вх.ср}}{dt} = -\frac{K_\Phi \gamma}{K} \frac{du_{вх.ср}}{dt};$$

$$e_{уст}^H = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{L_1(p)}{pL_1(p) + KN(p)} (Lp + r) \times W_\Phi(p) \frac{di_{н.д.ср}}{dt} = \frac{K_\Phi r}{K} \frac{di_{н.д.ср}}{dt}.$$

Все три составляющие скоростных ошибок обратно пропорциональны коэффициенту усиления разомкнутой системы K (добротности). Этот факт может использоваться для определения K . Однако в импульсных преобразователях линейное изменение внешних воздействий $\Delta u_{вх.ср}(t)$ и $\Delta i_{н.д.ср}(t)$ обычно не имеет места. Правильнее было бы рассматривать эти воздействия как случайные функции времени. Наиболее употребительные формы задания требований по точности системы предусматривают ограничение среднеквадратичного значения ошибки (или дисперсии ошибки) либо ограничение максимальной ошибки, возникающей при случайных воздействиях $\Delta u_{вх.ср}(t)$ и $\Delta i_{н.д.ср}(t)$ [3].

Если заданы максимальные значения внешнего воздействия, скорости его изменения и ускорения, то можно найти эквивалентное гармоническое входное воздействие и построить запретную область для ЛАЧХ [12].

Ограничиваясь детерминированным подходом к решению задачи определения требуемого коэффициента усиления K , рассмотрим случай питания импульсного преобразователя от сетевого выпрямителя (рис. 5а).

Рассматривая процесс разряда конденсатора $C_{вх}$ при постоянной входной мощности импульсного преобразователя $P_{вх}$, получаем уравнение

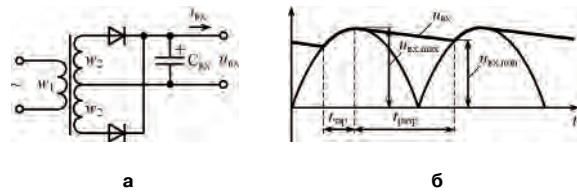


Рис. 5. Схема двухполупериодного выпрямителя с емкостным фильтром (а), временные диаграммы (б)

$$C_{вх} \frac{du_{вх}}{dt} = -\frac{P_{вх}}{u_{вх}},$$

из которого следует равенство

$$\frac{1}{2} (u_{вх,max}^2 - u_{вх,min}^2) = \frac{P_{вх}}{C_{вх}} t_{разр}, \quad (15)$$

где $t_{разр}$ – время разряда конденсатора $C_{вх}$; $u_{вх,max}$ и $u_{вх,min}$ – максимальное и минимальное значения напряжения на конденсаторе в процессе его разряда. Максимальное мгновенное значение входного напряжения $u_{вх,max}$ обычно можно принять равным амплитуде напряжения на вторичной обмотке сетевого трансформатора $\sqrt{2} n_{тр} U_c$, где U_c – действующее значение напряжения питания сети; $n_{тр} = w_2/w_1$ – коэффициент трансформации. Равенство (15) используется в ряде зарубежных работ, например [13].

Определяя среднее за полпериода питающей сети значение входного напряжения импульсного преобразователя приближенно как

$$u_{вх.ср}^{T_c/2} = (u_{вх,max} + u_{вх,min})/2,$$

а размах низкочастотных пульсаций как

$$\Delta u_{вх}^{T_c/2} = u_{вх,max} - u_{вх,min},$$

найдем

$$u_{вх,max} = u_{вх.ср}^{T_c/2} + \frac{\Delta u_{вх}^{T_c/2}}{2};$$

$$u_{вх,min} = u_{вх.ср}^{T_c/2} - \frac{\Delta u_{вх}^{T_c/2}}{2}. \quad (16)$$

Время заряда конденсатора $C_{вх}$ можно оценить соотношением

$$t_{зар} > \frac{1}{2\pi f_c} \arccos \frac{u_{вх,min}}{\sqrt{2} n_{тр} U_c}, \quad (17)$$

а время разряда – как $t_{разр} = T_c/2 - t_{зар}$. Здесь $T_c = 1/f_c$, f_c – частота питающей сети.

Из равенства (15) с учетом (16) получаем требуемую емкость конденсатора $C_{вх}$

$$C_{вх} = \frac{P_{вх} t_{разр}}{u_{вх.ср}^{T_c/2} \Delta u_{вх}^{T_c/2}}. \quad (18)$$

Амплитуда первой гармоники напряжения $u_{вх}(t)$ приблизительно оценивается как $\Delta u_{вх}^{T_c/2}/2 = a_{вх}$ [13].

Тогда амплитуда установившейся ошибки, вызванной воздействием $u_{вх} = a_{вх} \sin \omega_{вх} t$, согласно (11) определяется выражением

$$a_e^{вх} = \frac{|\gamma W_\Phi(j\omega_{вх})|}{|1 + W(j\omega_{вх})|} a_{вх},$$

где в большинстве случаев $|W(j\omega_{вх})| \gg 1$, следовательно, приближенно амплитуда ошибки есть

$$a_e^{вх} = \frac{\gamma |W_\Phi(j\omega_{вх})|}{|W(j\omega_{вх})|} a_{вх}. \quad (19)$$

Для обеспечения значения ошибки $a_e^{вх}$, не превышающего допустимое значение $A_e^{вх}$, необходимо выполнение условия

$$\frac{\gamma |W_\Phi(j\omega_{вх})|}{|W(j\omega_{вх})|} a_{вх} \leq A_e^{вх},$$

откуда следует

$$L(\omega_{вх}) = 20 \lg |W(j\omega_{вх})| \geq A_k,$$

где A_k – ордината контрольной точки на ЛАЧХ, определяемая выражением

$$A_k = 20 \lg \gamma |W_\Phi(j\omega_{вх})| \frac{a_{вх}}{A_e^{вх}}. \quad (20)$$

Низкочастотный участок желаемой ЛАЧХ проводится с наклоном -20 дБ/дек через точку A_k или выше нее, среднечастотный – с наклоном -20 дБ/дек через точку $\omega_{ср}$ на оси частот. Различные варианты решения поставленной задачи будут отличаться участками ЛАЧХ, которые сопрягают низкочастотный и среднечастотный части, и высокочастотным участком. Конкретный пример построения желаемой ЛАЧХ будет приведен в следующей статье авторов.

Выводы

1. Обсуждена необходимость совершенствования ориентированных на практических специалистов методик синтеза систем управления импульсными преобразователями, особенность которых, в частности, состоит в том, что объектом управления является колебательное звено и учитывается ЭПС выходного конденсатора.

2. Изложена удобная для практики методика синтеза, основанная на классическом частотном методе синтеза линейных систем управления и предложенных авторами динамических моделях; известная методика синтеза системы управления импульсными преобразователями дополнена учетом при построении желаемых ЛАЧХ конкретных требований по точности регулирования.

Литература

1. *Четму П.* Проектирование ключевых источников электропитания: Пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 240 с.
2. *Brown M.* Power Supply Cookbook. – Second Edition. – Newnes, 2001. – 265 p.
3. Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. – 2-е изд., испр. и доп. – М.: Додэка-XXI, 2001. – 608 с.
4. 9 Simple Steps to Stable Control Loops in Design using TOPSwitch of Switcher ICs. – Application Note AN-57 TOPSwitch Family. – www.powerint.com.
5. *Попов Е. П.* Теория линейных систем автоматического регулирования и управления: учеб. пособие для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Наука, 1989. – 304 с.
6. Основы проектирования следящих систем: Под ред. Н. А. Лакоты. – М.: Машиностроение, 1978. – 391 с.
7. *Белов Г. А.* Теория автоматического управления: линейные непрерывные системы: учеб. пособие. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2011. – 282 с.
8. *Белов Г. А.* Теория автоматического управления. Дискретные и нелинейные системы автоматического управления: учеб. пособие. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2009. – 448 с.
9. *Белов Г. А.* Электронные цепи и микросхемотехника: учеб. пособие для вузов. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2004. – 780 с.
10. *Белов Г. А.* Динамика импульсных преобразователей. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2001. – 528 с.
11. *Иванов А. Г., Белов Г. А., Сергеев А. Г.* Системы управления полупроводниковыми преобразователями. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2010. – 448 с.
12. *Бесекерский В. А.* Цифровые автоматические системы. – М.: Наука, 1976. – 576 с.
13. TOPSwitch – GX Flyback Design Methodology. – Application Note AN-32. – www.powerint.com.

Белов Геннадий Александрович, д. т. н., профессор, зав. кафедрой промышленной электроники Чувашского государственного университета имени И. Н. Ульянова; тел.: (8352) 58-12-59 доб. 27-07; e-mail: belovga_chuvsu@rambler.ru.

Серебрянников Александр Владимирович, к. т. н., доцент кафедры промышленной электроники Чувашского государственного университета имени И. Н. Ульянова; тел.: 8-927-867-20-20; e-mail: alex-silver@mail.ru.

Павлова Анфисия Александровна, старший преподаватель кафедры промышленной электроники Чувашского государственного университета имени И. Н. Ульянова; тел.: (8352) 58-12-59 доб. 27-07.

А. В. Бокунов, В. А. Жигачев

ЦИФРОВОЕ УПРАВЛЕНИЕ – ОСНОВА ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ И РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

*A. V. Bokunov,
V. A. Zhigachev*

По мере совершенствования и распространения способов цифрового управления электропитанием, стало очевидным и то, что выигрыш может быть получен также от использования цифрового управления на системном уровне. За счет возможности обеспечения как доступности и использования высокоточных данных телеметрии, так и сложного управления разнообразными шинами электропитания интегральные микросхемы цифрового управления нашли широкое применение и в области преобразователей постоянного напряжения, расположенных рядом с нагрузкой.

Ключевые слова: цифровое управление, управление электропитанием, контур управления, обратная связь, качество, регулятор мощности.

Feed-Forward Digital Control is a Basis of Smart Power Control and Distribution

With digital control methods advance and proliferation it became obvious that one can benefit also from implementing digital control on a system level. Due to the possibility of providing either availability and usage of accurate telemetry data, or sophisticated control of various power rails digital control ICs have found wide implementation in the field of point-of-load DC-DC converters.

Key words: digital control, power management, control loop, feedback, quality, power regulator.

Целый ряд поставщиков предлагают разнообразные микросхемы для формирования контура управления, начиная с традиционных аналоговых контуров управления до цифровых, и выпускаются во всех видах, необходимых как в области линейного, так и нелинейного управления.

По мере развития способов цифрового управления дебаты о выгодах применения того или иного способа управления смещаются, в основном, в направлении рассмотрения преимуществ аналогового управления с точки зрения скорости и разрешающей способности, и цифрового управления – с точки зрения интеграции, гибкости, модульности и расширения стратегий управления.

К сожалению, поставщики цифровых регуляторов мощности испытывают постоянную нужду. Изобретательности и многообразию подходов, предпринимаемых поставщиками, нет числа, но “ахиллесовой пятой” всех решений по цифровым регуляторам мощности является задержка управления, возникающая при дискретизации и обработке информации при регулировании выходного напряжения или тока. В таких линейных системах необходимо уменьшать запас по фазе или полосу пропускания контура управления.

В ответ на это промышленность была вынуждена разработать новые нелинейные способы, позволяющие расширить полосу пропускания контроллера до “эквивалентной полосы пропускания” более высокого порядка. Применение этих способов привело к большему удобству в эксплуатации и повышенной устойчивости контура управления

и электрических параметров. Напротив, в случае использования аналогового контура управления возникают проблемы при необходимости использования цифрового управления электропитанием, наличии нескольких шин питания, а также обеспечения гибкости при разработке и применении в системах, где преобладают цифровые способы управления электропитанием.

За счет комбинации таких способов, как технология TRU-SAMPLE™ фирмы ZMDI и способов управления STATE-LAW™, имеется возможность обеспечения процессов в переходных процессах и установившихся режимах. Технология TRU-SAMPLE™ позволяет обеспечить наименьшую возможную задержку контура управления, а способы управления STATE-LAW™ обеспечивают надежную адекватную реакцию контроллера на изменение условий нагрузки на каждом периоде переключений. Таким образом, время переходного процесса оптимизируется как для переходного, так и для установившегося режимов.

В статье рассмотрены процессы при использовании различных способов цифрового управления и показаны их преимущества и недостатки, а также принципы работы и выбора цифровых регуляторов мощности для преобразователей постоянного напряжения.

Улучшение качества переходного процесса при цифровом управлении

Если в преобразовательной системе необходимо обеспечить наилучшее качество переходного про-

цесса и узкий диапазон изменения выходного напряжения преобразователя электроэнергии при всех режимах работы, создатели систем электроснабжения, как правило, отдают предпочтение аналоговым ШИМ-преобразователям с аналоговым контуром управления. Поставщики ШИМ-преобразователей с цифровым контуром управления отвечают на это изделиями, имеющими “почти такие же”, либо “практически аналогичные” характеристики. Рассмотрим переходный процесс выходного напряжения при скачкообразном изменении нагрузки при использовании управления на основе микросхем аналогового ШИМ-контроллера и микросхемы цифрового ШИМ-контроллера ZSPM1000 (рис.1). Хорошо видно, что устройство на основе цифрового ШИМ-контроллера по обеспечению качества переходного процесса вдвое превосходит аналоговое устройство.

Чтобы понять, почему это именно так, необходимо рассмотреть влияние задержки на малосигнальную модель понижающего преобразователя постоянного напряжения и ее воздействие на характеристику управления.

Чтобы понять, почему это именно так, необходимо рассмотреть влияние задержки на малосигнальную модель понижающего преобразователя постоянного напряжения и ее воздействие на характеристику управления.

Модель понижающего преобразователя

Стандартный понижающий преобразователь можно описать в виде существующих в нем задержек (рис. 2). Аналого-цифровой преобразователь (АЦП) представлен на рис. 2 в виде дискретизатора аналоговых сигналов с периодом T_d , $C(z)$ – модель компенсатора в дискретном времени. Задержки, присущие такой системе, представлены в виде t_3 , включая задержку на выборку и запоминание, время преобразования АЦП, задержку на вычисления, а также задержку драйвера. Работа силовой части в малосигнальной модели описана блоком эквивалентной задержки $H(s)$.

Элемент t_3 оказывает существенное влияние на фазо-частотную характеристику контура управления. Рассмотрим дискретную передаточную функ-



Рис. 1. Переходный процесс при скачкообразном изменении нагрузки (1 – преобразователь с аналоговым управлением; 2 – преобразователь с цифровым управлением)



Рис. 2. Модель понижающего преобразователя на основе эквивалентных задержек

цию управление–выходное напряжение модели понижающего преобразователя [1], представленную следующими уравнениями (для упрощения в ней отсутствуют паразитные параметры):

$$G(z) = \frac{N(z)}{D(z)}; \tag{1}$$

$$N(z) = \frac{U_{вх} T_d (T_d - t_3)}{LC} \left(z + \frac{t_3}{T_d - t_3} \right); \tag{2}$$

$$D(z) = z^2 - \left(2 - \frac{T_d}{RC} \right) z + 1 + \frac{T_d^2}{LC} - \frac{T_d}{RC}, \tag{3}$$

где $U_{вх}$ – входное напряжение преобразователя; L – индуктивность дросселя фильтра; C – емкость конденсатора фильтра; R – сопротивление нагрузки.

Совершенно понятно, что на полюса передаточной функции управление–выходное напряжение параметр t_3 влияния не оказывает. Однако, при $t_3 > 0$ числитель оказывается неминимально фазовым, в силу чего t_3 влияет на положение нуля в правой полуплоскости.

Это хорошо видно на частотных характеристиках, построенных для передаточной функции управление–выходное напряжение (рис. 3). По мере того, как частота достигает последней декады перед частотой Найквиста, на фазочастотной характеристике, построенной при $t_3 = T_d$, наблюдается крайне существенное запаздывание по фазе по сравнению с кривой, построенной без учета запаздывания.

Мысленно можно рассмотреть ситуацию, когда цепь управления вносит задержку t_3 между выходом и откликом. Совершенно понятно, что такая система не может реагировать на любое системное собы-

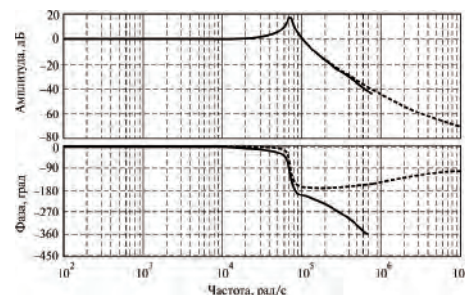


Рис. 3. Частотные характеристики, показывающие влияние задержки (----- $t_3 = T_d$; $t_3 = 0$)

тие, например возмущение, до истечения времени задержки. Это ограничение определяет верхнюю границу частоты среза такой системы управления в соответствии с неравенством

$$f_c < (2\pi t_3)^{-1}, \quad (4)$$

где f_c – частота среза контура при коэффициенте передачи 0 дБ (Гц).

Например, когда задержка времени системы управления приближается по величине к периоду дискретизации T_d , максимальная частота среза определяется соотношением

$$f_c < f_d / (2\pi), \quad (5)$$

где $f_d = 1/T_d$ – частота дискретизации.

ШИМ на основе технологии TRU-SAMPLE™

Стандартный способ дискретизации при управлении на основе цифровой ШИМ состоит в дискретизации выходного напряжения один раз за период переключений с расчетом коэффициента заполнения формируемого на выходе ШИМ. По существу, величина коэффициента заполнения априори выбирается до того, как сигнал сравнивается с модулирующим фронтом пилообразного сигнала на компараторе ШИМ. Ситуация, когда передача сигнала величины коэффициента заполнения для обработки в компараторе существенно задерживается за счет задержки нулевого порядка (ЗНП). Совершенно понятно, что компаратор не может реагировать на любое событие, произошедшее в течение времени задержки t_3 между точкой измерения АЦП и активным (задним) фронтом пилообразного напряжения, подаваемого на вход компаратора.

В такой ситуации крайне желательно использование системы с избыточной дискретизацией. Принцип технологии TRU-SAMPLE™ фирмы ZMDI проиллюстрирован на рис. 4б, где показана структура контроллера на основе цифровой ШИМ с M раз избыточной дискретизацией, при которой цифровому компаратору доступны “промежуточные” данные. В такой ситуации время задержки существенно снижается, поскольку переключение по активному (заднему) фронту значительно приближено к этому фронту, что может быть выражено как [2]:

$$t_3 = T_{\text{пер}} \left(D - \frac{\text{floor}(M \cdot D)}{M} \right), \quad (6)$$

где $\text{floor}(x)$ – функция, возвращающая наибольшее целое число, меньшее, либо равное x ; D – коэффициент заполнения в установившемся режиме; $T_{\text{пер}}$ – период переключений; M – коэффициент избыточной дискретизации.

Выражение (6) показывает, что время задержки t_3 будет стремиться к нулю при стремлении M к бесконечности. При этом система становится

непрерывной и, следовательно, дискретизация становится практически естественной.

Технология SUB-CYCLE RESPONSE

Использование схемы с избыточной дискретизацией оказывает сильное воздействие на снижение задержек, присущих цифровой ШИМ и в значительной мере способствует обеспечению максимальной частоты среза и, таким образом, изменению выходного напряжения при скачкообразном изменении нагрузки. При подходе к пределу рабочих характеристик при модуляции по активному (заднему) фронту имеет смысл рассмотреть случай фиксированного переднего фронта ШИМ, чтобы и далее улучшать характеристики стабильности напряжения. Технология SUB-CYCLE RESPONSE™ фирмы ZMDI подразумевает модуляцию переднего фронта ШИМ при возникновении переходного процесса. Внимательное рассмотрение кривой напряжения на рис. 1, обеспечиваемой контроллером ZSPM1000 позволяет увидеть, что технология RESPONSE™ позволяет значительно быстрее среагировать на переходный процесс напряжения, по сравнению с аналоговым контроллером. Ключевой момент состоит в крайне точном определении начала скачкообразного изменения нагрузки и моментальной модуляции переднего фронта ШИМ для компенсации возмущения. Таким образом, снижаются требования к емкости конденсатора выходного фильтра для заданного поля допуска на изменение выходного напряжения.

Способ управления STATE-LAW™: адаптация к переходным процессам

Коэффициент передачи цепи обратной связи 0 дБ на частоте среза оказывает влияние на максимум выходного импеданса [3], который, в свою очередь, влияет на время переходного процесса при скачкообразном изменении нагрузки. Как правило, чем выше частота среза, тем меньше отклонения выходного напряжения при скачкообразном изменении нагрузки. Напротив, для уменьшения отклонений выходного напряжения при повышении

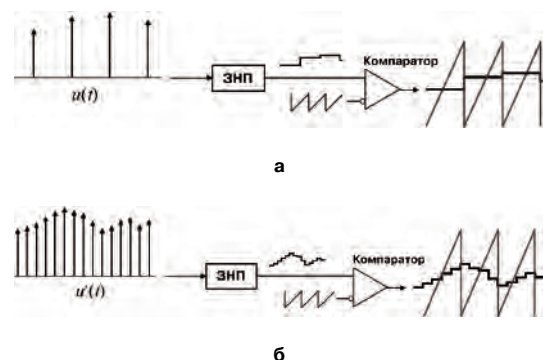


Рис. 4. Работа ШИМ при однократной выборке (а) и при использовании технологии TRU-SAMPLE™ (б)

частоты среза требуется меньшая величина емкости конденсатора выходного фильтра. Таким образом, с точки зрения снижения колебаний выходного напряжения при скачкообразном изменении нагрузки желательно максимально возможное повышение частоты среза либо снижение величины емкости конденсатора выходного фильтра.

С другой стороны, частота среза при коэффициенте передачи контура обратной связи 0 дБ должна быть как можно меньше, чтобы снизить пульсации выходного напряжения, избежать неустойчивой работы ШИМ и возможности возникновения колебаний, вызванных эффектом дискретизации АЦП и цифровой ШИМ. Кроме того, пониженная частота среза желательна для ограничения влияния погрешности моделирования и немоделированных процессов в силовом каскаде.

Технология STATE-LAW™ фирмы ZMDI позволяет разрешить это противоречие за счет изменения алгоритма работы контроллера в зависимости от состояния системы. При таком способе контроллер обеспечивает широкую полосу пропускания во время переходного процесса для повышения качества переходного процесса и более узкую полосу пропускания в установившемся режиме для достижения устойчивой работы силового каскада и низкий уровень помех, возникающих от пульсаций выходного напряжения.

Проблема возникновения помех при дискретизации

Все системы дискретизации подвержены влиянию источников помех в момент дискретизации. Когда на периоде переключений существует всего одна точка выборки (это присуще контроллерам на основе цифровой ШИМ), система в большой мере подвержена искаженным выборкам. Если силовой каскад работает в режиме ШИМ, такие искажения могут возникнуть при определении коэффициента преобразования, когда задний фронт ШИМ совпадает с точкой выборки АЦП, как показано на рис. 5а. Форма сигнала ШИМ (средний график) не совпадает с формой точками выборки на верхнем графике. Но при больших значениях коэффициента заполнения все точки дискретизации могут быть искажены задним фронтом ШИМ. Сравним этот случай со случаем, приведенным на рис. 5б, иллюстрирующем применение модуляции по технологии TRU-SAMPLE™. Видно, что возможность возникновения искажений остается, но только на крайне незначительном числе точек выборки АЦП. Фильтрация помех на компенсаторе позволит существенно снизить влияние источников помех. Таким образом, модуляция с использованием технологии TRU-SAMPLE™ позволяет значительно легче интегрировать микросхему ZSPM1000 на основе цифровой ШИМ в разрабатываемые устройства, как обычно, уделяя внимание только, гальванической развязке и размещению ее на печатной плате, что

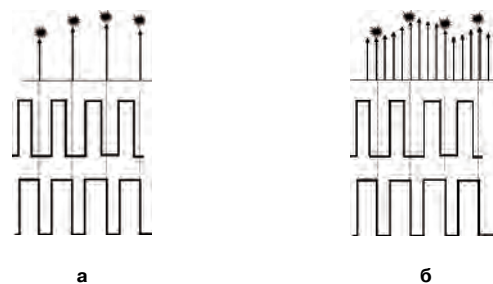


Рис. 5. Задний фронт ШИМ, как источник возникновения искажений: а – одна точка выборки; б – TRU-SAMPLE™

существенно снижает вероятность дорогостоящей перекомпоновки платы.

Выводы

Показано, что временная задержка в системе управления с ШИМ может быть представлена, как неминимально фазовая система и, следовательно, оказывает существенное влияние на ограничение максимальной величины частоты среза. Очевидно, что для обеспечения высокого качества переходного процесса задержка времени в цифровых ШИМ должна быть сведена к минимуму. Совместное использование технологий TRU-SAMPLE™ и SUB-CYCLE™ позволяет существенно уменьшить время задержки по управлению, что позволяет контроллеру с ШИМ мгновенно реагировать на переходный процесс при скачкообразном изменении нагрузки и, в то же время, уменьшить подверженность устройства к источникам помех, что упрощает процесс разработки. Технология STATE-LAW™ дает возможность системе управления постоянно адаптироваться к нагрузке, за счет выбора соответствующих алгоритмов управления для любых видов изменения нагрузки.

Литература

1. Maksimovic D. and R. Zane. Small-Signal Discrete-Time Modeling of Digitally Controlled PWM Converters. – Power Electronics, IEEE Transactions on 22(6), 2007, pp. 2552–2556.
2. Corradini L. and P. Mattavelli. Modeling of Multisampled Pulse Width Modulators For Digitally Controlled DC-DC Converters. – Power Electronics, IEEE Transactions on 23(4), 2008, pp. 1839–1847.
3. Basso C. Eliminate the Guesswork in Selecting Crossover Frequency. – Power Electronics Technology, August, 2008.
4. Anthony Kelly. Advanced Digital Control Enables Smart Power Solution. – www.PowerPulse.com.

Бокунов Андрей Валентинович, начальник отдела ЗАО “ММП-Ирбис”, тел.: +7 (495) 987-10-16;

Жигачев Василий Андреевич, магистр, ведущий инженер ЗАО “ММП-Ирбис” тел.: +7(495)987-10-16, e-mail: zhigachev@mmp-irbis.ru.

С. Б. Резников, В. В. Бочаров, С. Ф. Коняхин, И. Н. Соловьев, Ю. В. Ермилов

КОМБИНИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОННО-МЕХАНИЧЕСКИЙ АППАРАТ ЗАЩИТЫ И КОММУТАЦИИ ДЛЯ СИСТЕМ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ПОВЫШЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

S. B. Reznikov, V. V. Bocharov, S. F. Koniahin, I. N. Soloviev, Yu. V. Ermilov

Hybrid Mechatronic Protection and Commutation Device for High DC Voltage Distribution System

Рассматривается новое схемотехническое решение для построения комбинированных электронно-механических аппаратов защиты и коммутации перспективных систем распределения постоянного повышенного напряжения.

New schematic and structural solution for combined mechatronic protection and commutation devices for prospective high-DC voltage distribution systems are under consideration.

Ключевые слова: электронно-механический аппарат защиты и коммутации, система постоянного повышенного напряжения, привод постоянной частоты, качество электроэнергии, коммутационно-защитная аппаратура, варистор, полупроводниковый ограничитель напряжения.

Key words: mechatronic protection and commutation device, high DC voltage system, constant frequency drive, energy quality, commutation and protection equipment, voltage-dependent resistor, semiconductor voltage limiter.

Распределительные системы постоянного повышенного напряжения (СППН) для перспективных транспортных и наземных автономных систем электроснабжения (АСЭС) с энергоемким электрооборудованием и без приводов постоянной частоты вращения (ППЧВ) магистральных генераторов переменного тока обсуждаются настолько давно, что могут называться классическими, даже не будучи широко реализованными.

К их несомненным достоинствам можно отнести следующие:

- отсутствие гидро- или пневмо-ППЧВ, имеющих низкий КПД и требующих частых ремонтно-наладочных работ при обслуживании;
- минимум преобразователей для большинства потребителей (хорошая электроэнергетическая совместимость);
- простота обеспечения параллельной работы каналов (повышение установленной суммарно-сетевой мощности и “горячее резервирование”);
- отсутствие реактивной мощности и связанных с ней тепловых потерь электроэнергии, индуктивных потерь напряжения и увеличенных установленных (расчетных) мощностей магистральных генераторов;
- возможность использования буферных емкостных накопителей и аккумуляторов;
- высокая разрешающая способность дифференциальной защиты и диагностики состояния изоляции (отсутствие паразитных емкостных утечек);
- высокое качество электроэнергии.

Основным недостатком СППН, до настоящего времени сдерживающим их применение и по существу нейтрализующим все вышеупомянутые

достоинства, является необходимость оснащения сетевых контакторов и автоматов защиты (от коротких замыканий и утечек в изоляции) громоздкими и недолговечными дугогасительными камерами. Любые попытки реализации бездугового выключения сверхтоков, например, с помощью вакуумных выключателей, ключевых транзисторов и запираемых тиристоров, приводит к сложности рассеивания энергии предвключенных сетевых индуктивностей ($LI_m^2 / 2$) и суммируемой с ней энергией сети

$$W_{\text{сети}} = \int_0^{t_{\text{выск}}} UI dt$$

без перенапряжений на самом выключателе и параллельных сетевых нагрузках [1–5].

В [1] указывается, что единственным путем реализации силовых коммутирующих устройств для СЭС-СППН является разработка высокоэффективных полупроводниковых ключей и на их базе — коммутационно-защитной аппаратуры (КЗА), параметрическая надежность которой по зарубежным оценкам примерно на порядок выше, чем у контактной (расчетная интенсивность отказов КЗА составит $(1-5) \times 10^{-7}$ 1/ч, т. е. на два порядка выше, чем у контактной). Транзисторные аппараты защиты и коммутации (АЗК) обладают наилучшими функциональными и техническими возможностями благодаря сочетанию полной управляемости и предельно высокого быстродействия. Возможность управления работой транзисторов в усилительном режиме может быть использована, например, для плавного включения и отключения нагрузок постоянного (и переменного) тока, что обеспечит

хорошую электромагнитную совместимость и отсутствие опасных перенапряжений. К настоящему времени АЗК (SSPC) для авиационно-бортовых СЭС серийно выпускаются многими зарубежными фирмами (с номинальными напряжениями 27 В и 270 В, а номинальные токи достигли уровня десятки-сотни ампер) [1].

Не вдаваясь в подробный анализ процессов выключения транзисторного ключа, проведенный в [1], проведем краткую энергетическую оценку наиболее характерного оптимального по быстродействию процесса его выключения при коротком замыкании в нагрузке постоянного повышенного напряжения (270 В) – в стабилитронном режиме.

При этом будем считать, что вся послевключенная R_H-L_H -цепь заблокирована идеальным обратным диодом, благодаря которому способна при выключении транзистора рассеять всю электромагнитную энергию индуктивности ($LI_m^2/2$) – максимальный отключаемый ток в собственной резистивной цепи (R_H), не вызывая перенапряжений на транзисторе.

Пусть выключение транзистора производится в активном (усилительном) “стабилитронном” режиме с максимально допустимым постоянным напряжением U_m , со спадом тока до нуля, начиная с максимального значения I_m , за время спада $t_{сп}$.

Предвключенную цепь (от идеального источника напряжения до транзистора) будем считать для упрощения чисто индуктивной с паразитной индуктивностью сетевых проводов L_c . Тогда с учетом проводящего идеального блокирующего диода получаем временную зависимость спадающего тока – как решение простейшего дифференциального уравнения:

$$U_{\Pi} = L \frac{dI}{dt} + U_m \quad (1)$$

в виде линейной функции

$$I(t) = I_m - \frac{U_m - U_{\Pi}}{L} \cdot t, \quad (2)$$

откуда время спада $t_{сп}$ тока $I(t)$ до нуля будет:

$$t_{сп} = \frac{LI_m}{U_m - U_{\Pi}}. \quad (3)$$

За это время транзисторный переход должен рассеять энергию, накопленную в паразитной предвключенной индуктивности и энергию, поступающую от источника питания

$$\sum W = \frac{L_c I_m^2}{2} + \int_0^{t_{сп}} U_{\Pi} I(t) dt = \frac{L_c I_m^2}{2} + U_{\Pi} \frac{I_m}{2} t_{сп}. \quad (4)$$

Подставив в (4) выражение (3), получаем окончательное выражение для рассеиваемой в транзисторе энергии

$$\sum W = \frac{LI_m^2}{2} \cdot \frac{U_m}{U_m - U_{\Pi}} = \frac{LI_m^2}{2} \cdot \frac{K}{K-1}, \quad (5)$$

где $K = (U_m/U_{\Pi}) > 1$ – кратность перенапряжения на транзисторе в “стабилитронном” режиме.

Выражение (5) наглядно демонстрирует возможность снижения рассеиваемой в транзисторе энергии путем использования высоковольтного транзистора. Заметим, что в пределе

$$\lim_{K \rightarrow \infty} \sum W = \frac{L_c I_m^2}{2},$$

т. е. для очень высоковольтного транзистора рассеиваемая им энергия приближается к энергии, накопленной во время короткого замыкания в паразитной предвключенной индуктивности сети.

Реально, применив широко выпускаемый IGB-транзистор с максимально допустимым напряжением $U_m = 1200$ В ($K = 1200/270 = 4,44$) придется рассеять, а практически – адиабатно поглотить энергию

$$\sum W \approx 1,3 \frac{L_c I_m^2}{2},$$

т. е. энергию, превышающую $L_c I_m^2 / 2$ на 30%.

Так например, при максимальном токе короткого замыкания $I_m = 200$ А и паразитной предвключенной индуктивности сети $L_c = 1$ мГн эта энергия составит

$$\sum W = \frac{1,3 \cdot 10^{-3} \cdot 4 \cdot 10^4}{2} = 26 \text{ Дж.}$$

Указанный транзистор будет явно непригоден для адиабатного поглощения такой энергии. Поэтому для реализации транзисторного ключа потребуется его шунтирование мощным поглотителем энергии: либо емкостным, либо мощным нелинейным резистором (варистором), либо мощным полупроводниковым ограничителем напряжения (ПОН), либо разгрузочным резистором.

Для примера заметим, что в цепях постоянного повышенного напряжения затраты на емкость защитного конденсатора в RCD -цепях составляет величину существенно меньше 50 мкФ/А, что считается неприемлемым по массогабаритным ограничениям [1].

В нашем случае при токах $I_m = 200$ А, исходя из [1] емкость защитного конденсатора будет существенно меньше 10 мФ, что также далеко от приемлемых значений. Согласно упомянутому значению поглощенной энергии $\sum W = 26$ Дж при рабочем напряжении конденсатора $U_m = 1200$ В его емкость будет

$$C = \frac{2 \cdot 26}{(1200)^2} 10^6 = \frac{5200}{144} = 36 \text{ мкФ.}$$

что, естественно неприемлемо.

Использование варисторов в качестве основных средств защиты лимитировано следующими недостатками: ограниченным ресурсом работы, недостаточно широким рабочим температурным диапазоном, относительно большим дифференциальным сопротивлением в режиме ограничения, существенной зависимостью параметров от температуры окружающей среды [1].

Как указано в [1], применение мощных разгрузочных резисторов предполагает наличие дополнительного транзисторного ключа, включающегося одновременно с основным, а отключающегося после спада до нуля тока нагрузки. В качестве разгрузочного резистора могут использоваться объемные навесные резисторы с малой индуктивностью, либо толстопленочные резисторы на подложке с хорошей теплопроводностью. Исследование перегрузочных свойств объемных и пленочных резисторов позволяют рассматривать данный способ защиты как один из возможных. Недостатком является усложнение силовой цепи. В связи с этим данный способ оправдан при больших продолжительностях переходных процессов.

По мнению авторов [1] наиболее рациональным способом защиты транзисторных коммутаторов является применение полупроводниковых ограничителей напряжения (ПОН) по типу стабилитронов. Их достоинствами являются большой ресурс, широкий температурный диапазон, высокое быстродействие, относительно небольшая зависимость напряжения ограничения от тока, высокое сопротивление в непроводящем состоянии, слабое влияние температуры на параметры вольтамперной характеристики (ВАХ).

В связи с вышеизложенным представляется рациональной комбинация разгрузочного резистора R_p , емкостного накопителя C_H с импульсно-регулируемым балластным стабилизатором напряжения $VT'-R_6$ и полупроводниковых ограничителей напряжения (ПОН), представленная на рис. 1а. Помимо этого в схеме установлены основной и вспомогательный контакторы (К и К'), обеспечивающие полную гальваническую развязку между нагрузкой и питающей сетью и предотвращающие гальвано-диффузную деградацию в кристаллических переходных слоях транзисторных структур под действием постоянного повышенного напряжения в непроводящем режиме.

Подобная схема была предложена в [3] и затем подробнее описана в [4, 5]. Однако в ней отсутствовал импульсно-регулируемый балластный стабилизатор ($VT'-R_6$) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ).

Данная схема приближенно реализует идеализированные временные диаграммы входных тока и напряжения при отключении цепи короткого замыкания, представленные на рис. 1б, где t_{ϕ} – время фронта нарастания тока, $t_{сн}$ – время спада тока,

$U_{НОМ}$, $I_{НОМ}$, U_m , I_m – номинальные и максимальные значения напряжения питания и сетевого тока, I_0 – гипотетическое значение установившегося тока короткого замыкания, подсчитываемое по выражению:

$$I_0 = \left. \frac{dI}{dt} \right|_{t=0} \cdot t_{\phi},$$

где $dI/dt = U_{НОМ}/L_c$ – начальное значение производной нарастающего тока, фиксируемая схемой диагностики состояния по показаниям датчика тока (ДТ).

В исходном состоянии перед включением нагрузки оба контактора К и К' разомкнуты и оба транзисторных ключа VT и VT' заперты, а конденсатор C_H разряжен. Для перехода на рабочий режим питания нагрузки сначала от командного устройства подается сигнал на включение вспомогательного контактора К', и после его замыкания происходит зарядка конденсатора C_H от сети через разгрузочный резистор R_p . Далее подается сигнал на включение основного контактора К. После этого происходит плавное подключение нагрузки к питающей сети путем включения транзистора VT. В этом режиме оба контактора остаются замкнутыми, основной транзистор VT включен, а вспомогательный VT' – выключен. При этом конденсатор C_H заряжен до напряжения, близкого к номинальному сетевому (U_H).

Переход на режим выключения питания нагрузки производится либо после снятия сигнала со входа командного устройства, либо по сигналам аварийного состояния (например, короткого замыкания в цепи нагрузки), поступающего по цепям обратных связей на схему диагностики состояния от датчиков тока (ДТ) и напряжения (ДН). В зависимости от величин I , dI/dt , U и dU/dt безошибочно в течение микросекунд определяется наличие короткого замыкания в цепи нагрузки. После этого одновременно подаются сигналы на плавное выключение основного транзистора VT, на выключение основного контактора К и на периодическое высокочастотное включение (широтно-импульсную модуляцию) вспомогательного транзистора VT'.

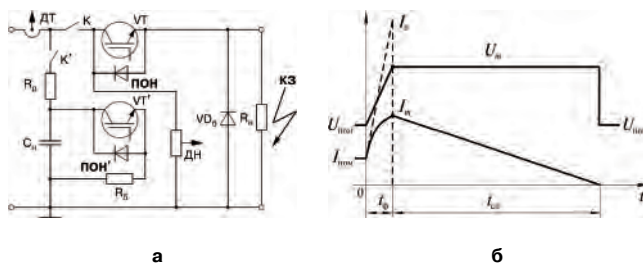


Рис. 1. Принципиальная силовая схема комбинированного электромеханического аппарата защиты и коммутации (а) и приближенные временные диаграммы входных тока и напряжения при отключении цепи короткого замыкания (б) (ДТ и ДН – датчики тока и напряжения; VD_6 – блокирующий диод; R_H – нагрузка; КЗ – место короткого замыкания)

Первым по времени плавно выключается ключ VT, обеспечивая относительно замедленное нарастание тока за время t_f до величины I_m , существенно меньшей, чем гипотетически рассчитанная величина I_0 (рис. 1б). В момент t_ϕ основной контактор К выключается и сетевой ток переводится в цепь вспомогательного контактора К'.

Величина сопротивления разгрузочного резистора R_p выбрана такой, что при наибольшем выключаемом токе I_m короткого замыкания в нагрузке напряжение на резисторе ($R_p I_m$), а следовательно и на запертом основном транзисторе VT в первый момент после его запирания приблизительно равняется максимально допустимому сетевому напряжению U_m , которое и является рабочим напряжением запирания основного транзистора. После этого по мере зарядки конденсатора С сетевой ток и напряжение на R_p снижаются, а напряжение конденсатора повышается, оставаясь в сумме с напряжением на R_p постоянным и равным граничному уровню (U_m), не превышающему допустимого напряжения запирания для ключа VT. При этом производится стабилизация указанного суммарного напряжения на уровне U_m с помощью регулируемой модуляции интервалов включенных состояний ключа VT', т.е. путем регулирования мощности теплового рассеивания балластного резистора R_b , за счет изменения средне-импульсного напряжения на нем. Так как стабилизируемое напряжение U_m превышает номинальное сетевое напряжение $U_\Pi = U_{ном}$ в "K" раз ($K = U_m / U_\Pi$ – кратность перенапряжения), то сетевой ток согласно выражению (2) снижается до нуля за время спада $t_{сп}$, определяемое (3). После этого выключается ключ VT' и контактор К', осуществляя вместе с выключенным К гальваническую развязку между питающей сетью и нагрузкой, а также между сетью и элементами комбинированного выключателя.

Для повышения надежности оба ключа зашунтированы полупроводниковыми ограничителями напряжения (ПОН и ПОН'), чем снижается опасность их пробоя.

Таким образом, большая часть электромагнитной энергии, запасенной в паразитных предвключенных индуктивностях сетевых цепей к моменту максимального аварийного тока ($L_c I_m^2 / 2$), суммируемой с энергией, потребляемой из сети за время спада выключаемого тока

$$W_{ссп} = \int_0^{t_{сп}} UI dt$$

рассеивается в разгрузочном и балластном резисторах R_p и R_b , а накопительный конденсатор С не должен быть рассчитан на большую энергоемкость. Следовательно, он и все устройство в целом будут иметь меньшие массу, габариты и стоимость.

Заключение

Рассмотренный комбинированный (гибридный) электронно-механический аппарат защиты и коммутации для систем распределения постоянного повышенного напряжения представляется высокоэффективным по быстродействию, массо-габаритным и надежностным показателям. Он обеспечивает хорошую электромагнитную совместимость и полную гальваническую развязку между сетью, нагрузкой и электронными элементами аппарата. Он может успешно применяться в автономных системах электроснабжения с централизованными и периферийными системами распределения постоянного повышенного напряжения (например, 270 В).

Литература

1. Машуков Е. В., Шевцов Д. А., Ульященко Г. М. Транзисторные аппараты защиты и коммутации для авиационных систем распределения электроэнергии. – М.: Изд-во МАИ-ПРИНТ, 2009. – 188 с.
2. В. П. Иванов и др. Применение вакуумных выключателей для коммутации цепей постоянного и переменного тока на подвижном составе железнодорожного транспорта. Ж. Электротехника, № 11, 1998, С.41–42.
3. Патент на изобретение № 2178928. Выключатель постоянного тока (варианты). Белашенко М. Д., Ломанов А. В., Савенков А. И., Резников С. Б., Станкевич В. А., Куземин А. А., Бюлл. № 3 от 27.01.2002 г.
4. С. Б. Резников, В. Г. Болдырев, В. В. Бочаров, В. П. Булеков, В. А. Постников. Совместимость транспортных электроэнергетических комплексов с системами высоковольтного питания. Учебное пособие. Под ред. С. Б. Резникова. – М.: Изд-во МАИ, 2007. – 268 с.
5. С. Б. Резников, В. В. Бочаров, Кириллов В. Ю., Постников В. А. Электроэнергетическая и электромагнитная совместимость транспортного электрооборудования с высоковольтными цепями питания. – М.: Изд-во МАИ-ПРИНТ, 2010. – 512 с.

Резников Станислав Борисович, д. т. н., профессор кафедры "Теоретические основы электротехники" МАИ, тел.: (499) 158-45-29, e-mail: rezn 41@mail.ru;

Бочаров Владимир Владимирович, к. т. н., доцент кафедры "Теоретические основы электротехники" МАИ, тел.: (499) 158-45-29, e-mail: e.bocharowa@yandex.ru;

Коняхин Сергей Федорович, к. т. н., к. т. н., главный конструктор ОАО "Аэроэлектромаш", тел.: (495) 325-10-87;

Ермилов Юрий Владимирович, аспирант кафедры "Теоретические основы электротехники" МАИ., тел.: 8-903-195-20-70.

В. С. Котов, Н. Ф. Голубев, В. В. Токарев

ОСОБЕННОСТИ ТЕХНОЛОГИИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ДИОДОВ ШОТТКИ С МОП КАНАВОЧНОЙ СТРУКТУРОЙ

V. S. Kotau, N. F. Golubev, V. V. Tokarev

TMBS technological process features

Представлен технологический процесс изготовления диодов Шоттки с МОП канавочной структурой, позволяющий получить приборы с низким значением прямого напряжения (0,65–0,72 В) и низкими токами утечки (25–70 мкА) при обратном смещении.

Ключевые слова: микроэлектроника, технология, диод Шоттки, канавочная структура, TMBS.

The TMBS technological process let to receive devices with low value of forward voltage (0,65–0,72 V) and low leakage currents (25–70 uA) is presented.

Key words: microelectronics, technology, Schottky diode, trench structure, TMBS.

Выпрямители являются важнейшими электронными компонентами всех типов преобразователей энергии. Потери энергии в преобразователях напряжения зависят в первую очередь от характеристик выпрямителей. В современной электронике основными типами выпрямителей являются диоды Шоттки благодаря их высокому быстродействию и низкому прямому напряжению. В настоящее время на рынке все еще широко представлены планарные диоды Шоттки, которые по сравнению с обычными диодами с $p-n$ переходом имеют высокие значения обратного тока, особенно, при повышенной рабочей температуре. Причинами этого недостатка диодов Шоттки являются как конструктивные особенности диода, так и структурные дефекты в выпрямляющем контакте металл-полупроводник, которые образуются при проведении высокотемпературных технологических операций в процессе их изготовления. Современное поколение диодов Шоттки с МОП канавочной структурой, изготовленных в виде рельефных структур, состоящих из множества узких полос барьеров Шоттки субмикронных размеров, разделенных канавками с поликремниевыми затворами на вертикальных боковых стенках (*TMBS* диоды - *Trench MOS barrier Schottky diode*), позволяет получить как низкое значение прямого напряжения V_F и высокую скорость переключения, так и низкие токи утечки при обратном смещении [1, 2]. Барьер Шоттки в такой структуре создается на горизонтальной поверхности части эпитаксиального слоя между канавками, в которых на боковых стенках сформированы МОП структуры с поликремниевым или металлическим электродом, расположенным внутри канавки и соединенным с анодом диода (рис. 1).

Целью данной статьи является анализ особенностей и критических операций технологического процесса изготовления диодов Шоттки с МОП канавочной структурой.

Технологический процесс изготовления диодов Шоттки с МОП канавочной структурой

Конструкция диодов Шоттки с МОП канавочной структурой имеет ряд преимуществ по сравнению с планарной структурой:

- ☞ при обратном смещении вдоль боковых стенок канавок образуются области пространственного заряда (ОПЗ), в которых электрическое поле ориентировано перпендикулярно направлению протекания тока, что приводит к снижению значений обратного тока;
- ☞ при положительном потенциале на аноде в МОП структуре вдоль боковых стенок канавок возникает обогащенный слой, что наряду с большей концентрацией донорной примеси у границы раздела оксид кремния—полупроводник вследствие эффекта сегрегации примеси позволяет получать меньшее прямое напряжение, чем у планарных структур, несмотря на то, что активная площадь контакта Шоттки в таких структурах меньше, чем в планарных диодах [1].

Очевидно, что выигрыш в прямом напряжении для *TMBS* диодов можно достичь с использованием малых проектных норм, позволяющих получить больший периметр боковых стенок канавок. На практике используются проектные нормы 0,6 мкм и ниже. Конструкция ячейки диода проектируется таким образом, что минимальная проектная норма обычно реализуется в ширине канавки, а



Рис. 1. Поперечное сечение ячейки и охранной области диода Шоттки с МОП канавочной структурой

расстояние между канавками должно обеспечивать минимальное значение прямого напряжения V_F для выбранного рабочего напряжения диода. То есть, с одной стороны, при меньшем расстоянии между канавками сопротивление узкой области кремния в направлении протекания тока увеличится настолько, что падение напряжения на этом сопротивлении станет существенным и, тем самым, приведет к увеличению прямого напряжения, а с другой стороны, при большем расстоянии между канавками периметр их боковых стенок уменьшится, что также приведет к увеличению прямого напряжения.

Разработанная нами конструкция охраны и ячейки [3] позволяет исключить из типового технологического процесса *TMBS* диодов блок формирования *p*-области охраны, который является неотъемлемой частью процесса планарных диодов. Если по периферии кристалла создать специальную замкнутую канавку таким образом, чтобы она ограничивала область формирования барьера Шоттки в пределах внутренней боковой стенки этой канавки, то отпадает потребность формирования *p*-области охраны. В такой конструкции на периферии активной области диода создается специальная замкнутая канавка, которая ограничивает область формирования барьера Шоттки (рис.1), а также блокирует периферийные токи утечек при обратном смещении. Это позволяет исключить так называемые “краевые” эффекты, для подавления которых в планарной конструкции создается специальное диффузионное охранное кольцо с проводимостью *p*-типа. Периферийная замкнутая канавка аналогична по структуре канавкам активной области и создается в едином технологическом процессе с ними.

В технологическом процессе, схематически представленном на рис. 2, используется три операции фотолитографии.

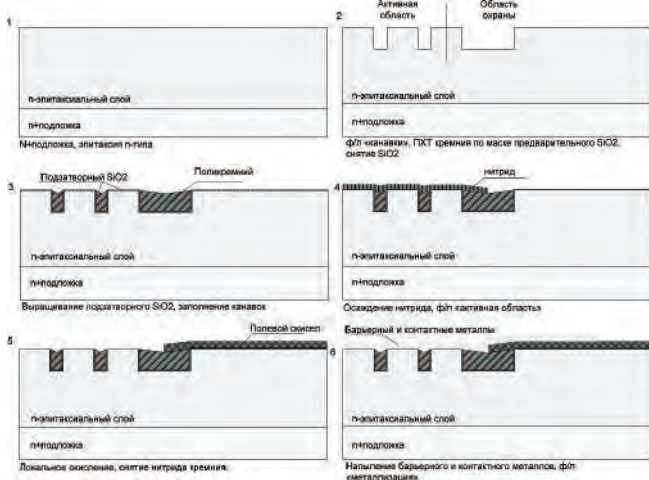


Рис. 2. Основные этапы изготовления диодов Шоттки с МОП канавочной структурой

Исключение из технологического процесса блока формирования *p*-охраны позволяет уменьшить количество высокотемпературных операций, в результате чего реализуются условия для формирования практически бездефектных приборов. Следует отметить, что для получения таких приборов особое внимание в ходе изготовления уделяется следующим процессам:

- травление канавки и ее обработка должны обеспечивать бездефектное выращивание на ее стенках подзатворного окисла, а форма канавки – полное заполнение ее легированным поликремнием;

- химическая обработка перед напылением барьерного металла должна удалять нарушенный поверхностный слой и, тем самым, уменьшать уровень утечек.

В качестве барьерного металла для низкотемпературных диодов ($T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$) обычно используются $TiSi_2$, Ni , $CrNi$, для стандартных ($T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$) – Mo , а для высокотемпературных ($T_j = 175\text{ }^\circ\text{C}$) – $PtSi_2$, $PtNi$, $PdMo$.

Представленный технологический процесс используется для производства диодов с рабочим напряжением до 80–250 В.

Результаты и их обсуждение

По представленному выше технологическому процессу были изготовлены диоды с рабочим напряжением до 100 В и рабочим током до 10 А. Топологическое расстояние между канавками составляло 0,56 мкм, топологическую ширину канавки 0,44 мкм. Конструкция охранных колец *TMBS* диодов соответствовала работе [3]. В качестве барьерного металла был использован титан, входящий в широко распространенную в настоящее время систему металлизации Ti (или $TiSi_2$)– TiN (TiW)– $AlSiCu$ для ИМС и молибден, широко использующийся для стандартных диодов Шоттки. Для изготовления кристаллов диодов использовались подложки *n*+ типа с удельным сопротивлением $\rho = (0,002–0,007)$ Ом × см, ориентацией (100), с эпитаксиальным слоем *n*-типа толщиной 9,0 мкм и удельным сопротивлением $\rho = 2,5$ Ом × см. Диоды были собраны в корпус ТО-220. Измерения V_F и I_R диодов проводились во время подачи импульса тока в диапазоне от 0,1 до 30 А длительностью 300 мкс. Небольшая длительность одиночного импульса была выбрана с тем расчетом, чтобы во время измерений температура корпуса прибора оставалась практически постоянной. Результаты измерений диодов с $TiSi_2$ барьерным металлом в сравнении с результатами планарного диода такой же площади и изготовленного в едином технологическом процессе с *TMBS* диодом приведены на рис. 3 и 4.

Из рис. 3 видно, что прямое напряжение *TMBS* диода при значении тока 10 А на 24 мВ меньше, чем прямое напряжение планарного диода такой же площади, изготовленного на такой же эпитакси-

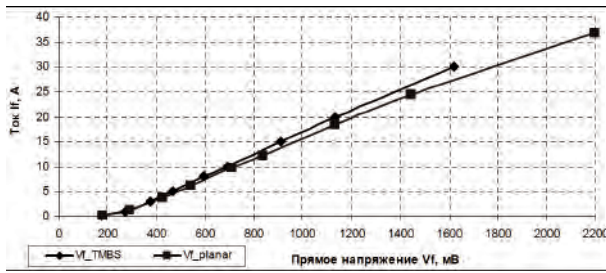


Рис. 3 – Прямое напряжение TMBS и планарного диодов Шоттки одинаковой площади с титановым барьером

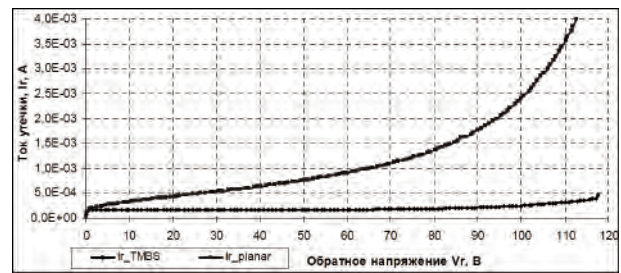


Рис. 4. Ток утечки в TMBS и планарном диодах Шоттки одинаковой площади с титановым барьером

альной структуре. Данный результат подтверждает выводы работы [4] для *TMBS* диодов компании *IR*. Это объясняется тем, что при положительном потенциале на аноде в МОП структуре вдоль боковых стенок канавок возникает обогащенный слой, следствием чего является снижение прямого напряжения диода. Более того, как следует из рис. 4 и [3], конструктивные особенности *TMBS* диодов позволяют использовать эпитаксиальную пленку с меньшим удельным сопротивлением, чем необходимо для планарных диодов с теми же пробивными напряжениями, следовательно, снижение прямого напряжения *TMBS* диодов будет еще большим.

Поперечное электрическое поле, образующееся при обратном смещении в областях пространственного заряда вертикальных МОП структур, позволяет снизить уровень утечки более чем на порядок (рис.4), что делает *TMBS* диоды наиболее привлекательными в применениях, где потери при обратном смещении очень критичны.

В табл. 1 приведены параметры *TMBS* диодов с молибденовым барьером в сравнении с параметрами *TMBS* диодов ведущего производителя Vishay. Как видно из таблицы, приборы, изготовленные по представленной в данной статье технологии, не уступают по параметрам приборам фирмы Vishay.

Таблица 1. Параметры *TMBS* приборов с молибденовым барьером в сравнении с параметрами приборов фирмы Vishay

Параметр (тип/макс)	$I_{f\max}$ 20 (2 × 10) А		$I_{f\max}$ 30 (2 × 15) А		$I_{f\max}$ 40 (2 × 20) А	
	Разработанный прибор	Vishay V20100C	Разработанный прибор	Vishay V20100C	Разработанный прибор	Vishay V20100C
V_f при $I_{f\max}$, мВ	650/...	650/790	715/...	734/800	670/...	670/730
I_r на $V_r = 100$ В T=25 °C, мкА	25/...	40/800	57/...	130/10 ³	70/...	110/10 ³
I_r на $V_r = 100$ В T=125 °C, мА	7/...	12/25	12/...	40/70	15/...	42/7

Заключение

Представленный в статье технологический процесс изготовления диодов Шоттки с МОП кана-

вочной структурой характеризуется минимальным количеством фотолитографий и высокотемпературных операций, в результате чего реализуются условия для формирования практически бездефектных приборов.

Рассмотренный технологический процесс позволяет получить приборы с низким значением прямого напряжения и низкими токами утечки при обратном смещении.

Литература

1. Max Chen, Henry Kuo, Sweetman Kim. High-Voltage *TMBS* Diodes Challenge Planar Schottky. – Power Electronics Technology, October, 2006, pp.22–32.
2. Н. Голубев, В. Токарев, С. Шпаковский. Применение субмикронной технологии – путь к созданию высокоэффективных диодов Шоттки. – Силовая электроника № 3, 2005, С. 30–33
3. П. Андреев, Н. Голубев, В. Котов, В. Куст, В. Токарев. Конструктивно - технологическое усовершенствование Trench-диодов Шоттки. – Силовая Электроника, № 2, 2012, С.14–16.
4. Davide Chiola, Stephen Oliver, Marco Soldano. Increased Efficiency and Improved Reliability in “ORing” functions using Trench Schottky Technology. – интернет-библиотека компании International Rectifier.

Котов Владимир Семенович, ООО “Специализированное Конструкторско-Технологичное Бюро «Микроника»”, Республика Беларусь, г. Минск, тел./факс: +375 17 2661424, e-mail: vladimir.k@micronica-msq.com;

Голубев Николай Федорович, к. ф-м. н., ООО “Специализированное Конструкторско-Технологичное Бюро «Микроника»”, Республика Беларусь, г. Минск;

Токарев Владимир Васильевич, к. ф-м. н., ООО “Специализированное Конструкторско-Технологичное Бюро «Микроника»”, Республика Беларусь, г. Минск.

А. М. Медведев, Ф. В. Васильев, М. Л. Сокольский

РАСЧЕТ ТОКОВОЙ НАГРУЗКИ ДЛЯ ДИАГНОСТИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СОЕДИНЕНИЙ В АВИАНИКЕ

A. M. Medvedev, F. V. Vasilyev,
M. L. Sokolsky

Current determination for testing of interconnections
in avionics

Существующие методы контроля межсоединений не позволяют с достаточной достоверностью выявить значительную часть скрытых дефектов. Такие дефекты могут быть диагностированы при помощи неразрушающего контроля соединений, основанного на регистрации реакции контролируемых цепей на воздействие импульса тока. В статье описываются принципы расчета параметров импульса тока для осуществления такого контроля.

Ключевые слова: электрические межсоединения, печатные платы, электронные сборки, диагностический контроль, расчет токовой нагрузки.

Existing methods do not allow control interconnections with sufficient certainty to identify a significant number of hidden defects. This class of defects can be diagnosed by means of non-destructive testing of interconnections, based on the detection of controlled circuit reaction to current pulses. The paper describes the principles for calculating the current pulse parameters to exercise such control.

Keywords: electrical interconnections, printed circuit boards, electronic assemblies, non-destructive testing, current determination for testing.

Диагностический контроль соединений в бортовой аппаратуре летательных аппаратов (ЛА) имеет важную роль для своевременной диагностики скрытых дефектов, которые, развиваясь, приводят к выходу из строя узлов и блоков. Наиболее опасные виды дефектов соединений, не обнаруживаемые существующими методами контроля, являются: для многослойных печатных плат (МПП) – местные утонения печатных проводников, кольцевые трещины в металлизации отверстий печатных плат, дефекты внутренних соединений в МПП (например, волосяные трещины в проводниках); для межблочных соединений – ослабление контактов, изломы проводов, “перетяжка” проводов, местные утонения проводов.

В статье [1] рассматриваются принципы диагностического неразрушающего контроля соединений бортовой аппаратуры ЛА, основанные на регистрации реакции контролируемых цепей на импульсную токовую нагрузку. Для создания оборудования, реализующего указанные принципы, необходимо рассмотреть физические процессы, проходящие в проводнике под воздействием электрического тока.

Предельная величина тока, которую способен выдержать печатный проводник и окружающая его изоляция без заметных физико-химических изменений и, тем более, без разрушения, зависит от большого количества факторов, включая теплопроводность диэлектрика, размер, форму и пространственное положение проводников в многослойной печатной плате (МПП). Чтобы учесть все факторы, влияющие на кинетику нагрева проводников с током, представим следующую физическую модель: элемент проводника массой m удельной теплоемкостью C имеет в исходном состоянии при температуре T_0 сопротивление R_0 . При прохождении через

проводник тока I на сопротивлении R_0 выделяется мощность P . Температура проводника повышается на $\Delta T = (T - T_0)$, условия передачи тепла от проводника определяются тепловым сопротивлением $гт$, нагрев проводника вызывает дополнительное увеличение сопротивлений, соответствующее температурному коэффициенту сопротивления α (для меди – $0,004 K^{-1}$).

Взаимосвязи термодинамического процесса нагрева можно описать системой уравнений:

– мощность, выделяемая на сопротивлении проводника, зависимом от температуры перегрева $\Delta T(t)$:

$$P(t) = I^2 R_0 [1 + \alpha \Delta T(t)];$$

– перегрев проводника относительно окружающей среды с температурой T_0 :

$$\Delta T(t) = T(t) - T_0;$$

– температура проводника:

$$T(t) = Q(t) / C;$$

– количество тепла, накапливаемое в проводнике:

$$Q(t) = \int_0^t P(t) dt;$$

– разность между выделяемой $P(t)$ (джоулевым теплом) и отводимой $P_{\text{отв}}(t)$ мощностями, обуславливающая изменение температуры проводника:

$$\Delta P(t) = P(t) - P_{\text{отв}}(t);$$

– мощность, отводимая от проводника через тепловое сопротивление r_T :

$$P_{\text{отв}} = \Delta T(t) / r_T.$$

Уравнение, связывающее выделяемую мощность с накапливаемой (за счет теплоемкости – $Q(t)$ и отводимой (за счет рассеивания – $P_{отв}(t)$), представляется следующим:

$$I^2 R_0 [1 + \alpha \Delta T(t)] dt = m C d[\Delta T(t)] + \left[\frac{\Delta T(t)}{r_T} \right] dt. \quad (1)$$

Решение дифференциального уравнения (1) имеет вид:

$$\Delta T(t) = T_\infty \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right), \quad (2)$$

где T_∞ – температура проводника в установившемся режиме, T_0 – начальная температура проводника, τ – постоянная времени термодинамического процесса нагрева:

$$T_\infty = \lim_{t \rightarrow \infty} [\Delta T(t)] = I^2 R_0 r_{T_\infty} / (I - I^2 R_0 r_{T_\infty}), \quad (3)$$

Качественные характеристики термодинамических процессов нагрева соединений для характерных режимов нагружения током показаны на рис. 1 [1].

Начальная скорость нарастания температуры

$$\tau = m C r_T / (1 - I^2 R_0 \alpha r_T). \quad (4)$$

т. е. в начальной стадии нагрев проводника током – процесс адиабатический, не зависящий от характеристик внешней среды, окружающей проводник.

Характер дальнейшего развития процесса нагрева зависит от знака корня уравнения (1):

$$p = 1 - I^2 R_0 \alpha r_T \quad (5)$$

• при $p > 0$ процесс сводится к установившемуся значению (кривая 1 на рис. 1):

$$T_\infty = \lim_{t \rightarrow \infty} [\Delta T(t)] = I^2 R_0 r_{T_\infty} / (1 - I^2 R_0 r_{T_\infty}), \quad (6)$$

где r_{T_∞} – тепловое сопротивление в установившемся режиме нагрева, а изменение температуры во времени равно:

$$\Delta T(t) = \frac{1 - e^{-(1 - I^2 R_0 \alpha r_T) t}}{\alpha}. \quad (7)$$

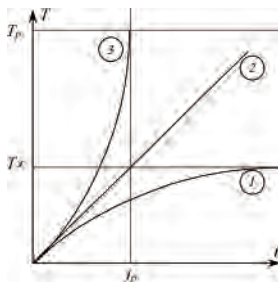


Рис. 1. Качественные характеристики нагружения цепей током (t_p – момент разрушения проводника током)

• при $p < 0$ температура проводника неограниченно возрастает, пока не будет выключен ток (кривая 3);

• при $p = 0$ процесс нагрева характеризуется линейным во времени возрастанием температуры $T(t) - I^2 R_0 t / m C$ (кривая 2). Линейный режим является граничным между устойчивым и неустойчивым режимами нагрева. Поэтому он определяет критическое значение тока (как граничное значение между режимами)

$$I_{кр} = (\alpha R_0 r_T)^{-0.5}.$$

Если ток не ограничен во времени и превышает значение $I_{кр}$, то происходит разрушение соединения.

Процесс остывания проводника при $I = 0$ характеризуется постоянной времени $\tau_0 = m C r_T$ и определяется выражением

$$T(t)|_{I=0} = T_{max} e^{-\frac{t}{\tau_0}}, \quad (8)$$

где T_{max} – максимальная температура перегрева проводника с током, от которой он остывает.

Тепловое сопротивление r_T и теплоемкость C связаны с геометрией проводника, характеристикой окружающей среды и характером процесса нагрева. В переходном режиме тепловое сопротивление и теплоемкость меняются во времени. В начальный момент времени, после включения тока, тепловое сопротивление теплоотвода определяется сопротивлением теплопередачи от нагревающегося проводника в область диэлектрика, находящуюся в непосредственной близости от его поверхности. В этот момент нагревается преимущественно тело проводника, т. е. процесс нагрева близок к адиабатическому (изображение 1 на рис. 2). С течением времени нагреваются все большие и большие массы материала вокруг проводника, границы теплоотвода отодвигаются, следовательно, меняются значения теплоемкости C и теплового сопротивления r_T (изображение 1 на рис. 2). Когда тепловыделение и теплоотдача уравниваются при температуре, соответствующей T_∞ , тепловое сопротивление связано в основном с сопротивлением теплоотдачи от поверхности платы в окружающую среду, так как тепловое сопротивление диэлектрика в этой цепи теплопередачи минимально (изображение 3 на рис. 2).

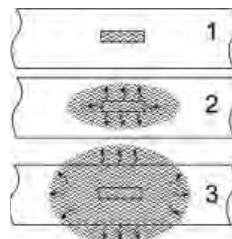


Рис. 2. Стадии нагрева проводника током

Среди исследованных методов неразрушающего контроля наиболее приемлем метод теплового возбуждения цепей межсоединений. Поэтому методу одиночный импульс тока пропускают через контролируемое соединение, по приращению падения напряжения

на нем регистрируется температура нагрева, по достижении заранее заданного уровня температуры ток отключается, обеспечивая тем самым неразрушающий режим диагностического контроля соединения. Необходимость автоматизации процессов контроля соединений требует использования быстрых методов оценки качества. В данном случае это требование удовлетворяется использованием коротких (миллисекундных) импульсов тока, энергия которых выбирается из условий быстрого нагрева контролируемых цепей.

Введем понятия погонных значений физических констант: $M = \gamma S l$ (г), $r_T' = r_T / l$ (К·см/Вт), $R_0 = \rho_0 l / S$ (Ом·см), $I = JS$ (А/см²), $C = cm$ (Дж/г·К), где M , l , S , γ и c — масса, длина, сечение, плотность и удельная теплоемкость материала проводника; r_T' — погонное тепловое сопротивление материала проводника в исходном состоянии, J — плотность тока. Тогда выражение (7) примет вид

$$\Delta T(t) = \frac{J^2 \rho_0 r_T' S}{1 - J^2 \rho_0 r_T' S \alpha} \left[1 - e^{-\left(\frac{J^2 \rho_0 r_T' S \alpha}{\gamma c r_T' S \alpha} \right) \cdot t} \right]. \quad (9)$$

Анализ этого соотношения показывает, что наибольшая чувствительность к неоднородностям элементов соединений обеспечивается при $J^2 \rho_0 r_T' S \alpha \rightarrow 1$.

Тогда

$$\Delta T(t) = \frac{1}{\alpha} \left[1 - e^{1 - J^2 \rho_0 r_T' S \alpha} \cdot t \right]. \quad (10)$$

Отсутствие в выражении (10) зависимости $\Delta T(t)$ от теплового сопротивления является признаком адиабатности процесса, т. е. при больших значениях плотности тока процесс нагрева проводника протекает настолько быстро, что теплопередачи в окружающую среду не происходит. При этом условии теплопроводность окружающей среды оказывает слабое влияние на результаты контроля соединений токовыми нагрузками, что является вторым существенным преимуществом этого режима контроля.

Длительность процесса разрушения соединений t_p при пропускании тока определяется временем их разогрева до температуры разрушения T_p . Решая (10) относительно t , получаем:

$$t_p = \gamma c \cdot \frac{\ln(1 + \alpha \Delta T_p)}{J^2 \rho_0 \alpha}.$$

Медные проводники шириной 0,3 мм и толщиной 0,035 мм: $S = 0,01$ мм² = 10^{-4} см²; $\gamma = 8,9$ г/см³; $\Delta T_p = 1063$ К (разница от комнатной до температуры плавления); $c = 0,45$ Дж/г·К; $\rho_0 = 1,72 \cdot 10^{-6}$ Ом·см; $\alpha = 0,004$ К⁻¹; при нагрузке током 30 А ($J = 3 \cdot 10^5$ А/см²) перегорают за 10 мс. В режиме неразрушающего контроля с отключением тока при его нагреве на 50 °С время нагрева равно 1 мс.

Таким образом, условием неразрушающего контроля соединений является ограничение температуры нагрева до значений, не вызывающих необратимых процессов разрушения композиции *проводник—диэлектрик*.

Разрабатываемая по этим принципам аппаратура контроля [2] содержит элемент управления, который при достижении температурного предела отключает ток нагрузки. Обозначим верхний предел нагрева соединений при нагружении током через T_m . Каждому нормальному элементу соединения будет соответствовать временной интервал от момента включения тока до его выключения при достижении температуры T_m . Назовем этот интервал временем отсечки t_0 . В вышеприведенных расчетах это время соответствует 1 мс. Условившись о том, что $\Delta T_m = T_m - T_0$, выразим t_0 через ΔT_m :

$$t_0 = \frac{\gamma_0 c \cdot \ln(1 + \alpha \Delta T_m)}{J^2 \rho_0 \alpha} \quad \text{или} \quad t_0 = \tau_H \cdot \ln(1 + \alpha \Delta T_m),$$

где $\tau_H = \gamma_0 c / J^2 \rho_0 \alpha$.

Если, например, для медного проводника без дефектов принять $\Delta T_m = 50$ °С, получим численное значение времени отсечки $t_0 = 108 / J^2$.

Схема оценки качества элементов цепи при нагружении его током состоит в том, что к токовым зондам Т—Т соединительного устройства подсоединен источник тока (рис. 3). Напряжение на потенциальных зондах П—П:

$$u(t) = IR_0 [1 + \alpha \Delta T(t)].$$

Максимальное приращение напряжения ΔU_m , при достижении которого соответствующее устройство отключает ток нагрузки, найдем из соотношения $\Delta U_m = U_0 \alpha \Delta T_m$. Для выбранной температуры отсечки $\Delta U_m = k U_0$. Например, для $\Delta T_m = 50$ °С $\Delta U_m = 0,2 U_0$ (рис. 4).

Постоянная составляющая напряжения U_0 содержит информацию о длине цепи L и ее начальном состоянии, так как $U_0 = R_0 I = \rho_0 L I / S$. Поэтому напряжение отсечки устанавливается автоматически с учетом протяженности цепи.

Критерием качества контролируемого соединения по этому методу контроля является время отсечки t_0 , устанавливаемое для каждой конструк-



Рис. 3. Схема подсоединения зондов к контролируемой цепи печатной платы: Т и Т — токовые зонды — $i(t)$, П и П — потенциальные зонды — $u(t)$, КП — контактные площадки металлизированных отверстий (МО) печатной платы

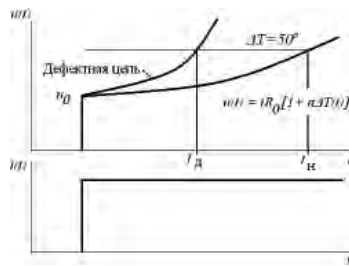


Рис. 4. Эпюры напряжения и тока нагрузки на контролируемую цепь: t_D – время отсечки тока при наличии дефекта в цепи; t_H – время отсечки тока для нормальной цепи при достижении прироста температуры 50°C .

ции печатной платы по минимально допустимому значению ширины проводника. При этом признаком ослабления соединения будет считаться уменьшение времени отсечки тока относительно установленной для минимально допустимой ширины проводника.

Заключение

Для воздействия на контролируемые цепи требуется создать устройство контроля, содержащее импульсный источник тока, позволяющий регулировать величину тока и длительность импульса, измеритель напряжения, способный контролировать изменение падения напряжения на контролируемой цепи и анализатор, позволяющий по изменению падения напряжения выдавать заключение о потенциальных дефектах цепи. Предварительный расчет позволяет говорить о величинах токов для

проведения неразрушающего контроля печатных проводников и межсоединений в МПП порядка 20–50 А при длительности импульса от единиц до десятков миллисекунд. Проведенные эксперименты показали работоспособность методики и правильность предварительных расчетов.

Литература

1. *Медведев А. М., Васильев Ф. В., Сокольский М. Л.* Диагностический контроль электрических соединений в авионике. Практическая силовая электроника – 2013. № 1 – С. 42–44.
2. *Люлина В. И., Медведев А. М., Мылов Г. В. и др.* Производство гибких и гибко-жестких плат. Часть 6. Специальные средства контроля и испытания печатных плат. – Технологии в электронной промышленности, № 1, 2009 – С. 11–21.

Медведев Аркадий Максимович, д. т. н., профессор кафедры “Технология приборостроения” МАИ, тел. +7 (499) 158-46-48, e-mail: medvedevam@bk.ru;

Васильев Федор Владимирович, к. т. н., доцент кафедры “Технология приборостроения” МАИ, тел. +7 (499) 158-49-51, e-mail: fedor@niit.ru;

Мылов Геннадий Васильевич, директор ПТК “Печатные платы” ОАО ГРПЗ, тел. +7 (4912) 98-38-91, e-mail: pcb@grpz.gyazan.ru;

Сокольский Михаил Львович, доцент кафедры “Технология приборостроения” МАИ, тел. +7 (499) 158-49-51, e-mail: smi@niit.ru.

Д. О. Варламов, В. Г. Еременко

УСТРОЙСТВО БАЛАНСИРОВКИ НАПРЯЖЕНИЙ С КОММУТИРУЕМЫМ КОНДЕНСАТОРОМ И ЕГО МОДЕЛИРОВАНИЕ В ПРОГРАММЕ PSpICE

D. O. Varlamov,
V. G. EremenkoVoltage balancing device with switched capacitor
and its PSpice simulation

В статье рассмотрено устройство балансировки напряжений, в котором на всю аккумуляторную батарею приходится один коммутируемый конденсатор. В статье приводится моделирование этого устройства в программе P-Spice.

Ключевые слова: аккумуляторная батарея, коммутируемый конденсатор, балансировка напряжений.

This paper considers voltage balancing device with only one switched capacitor for the whole battery has. PSpice simulation of this device is given.

Key words: battery, switched capacitor, voltage balancing.

Существует несколько известных схем балансировки напряжений, в которых с помощью конденсатора, коммутируемого ключами, происходит перемещение заряда от аккумулятора с наибольшим напряжением к аккумулятору с наименьшим напряжением [1].

Рассмотрим схему устройства балансировки напряжений (рис. 1.) с одним конденсатором и принцип ее работы.

Рассмотрим работу этой схемы. Управляющая электроника замыкает ключи S1, S2 переключает ключи S_a и S_b для заряда конденсатора "C1" параллельно аккумулятору B1. После того, как конденсатор зарядится до уровня напряжения аккумулятора B1, ключи S1 и S2 размыкаются. Затем управляющая электроника замыкает ключи S2 и S3, переключает ключи S_a и S_b, включая конденсатор параллельно аккумулятору B2. Конденсатор начинает разряжаться на аккумулятор B2, по причине разности напряжений между аккумуляторами B1 и B2. Затем конденсатор соединяется по такому же алгоритму параллельно аккумуляторам B3, B4, ..., B_n. После параллельного соединения с аккумулятором B_n, алгоритм повторяется, начиная с аккумулятора B1.

Аккумулятор с наибольшим зарядом будут заряжать конденсатор, а аккумулятор с наименьшим

зарядом будут принимать заряд от этого конденсатора. Таким образом, заряд сильно заряженных аккумуляторов будет распределяться на самые мало-заряженные.

Для моделирования устройства балансировки в программе PSpice была разработана упрощенная модель аккумулятора [2]. Эта модель является электрической схемой замещения аккумулятора. Она представлена на рис. 2.

Параметры электрической схемы замещения аккумулятора, приведенной на рис.2. определяются по следующим условиям и расчетным формулам:

1. Напряжение источника питания V_{batt} принимается равным напряжению полного разряда аккумулятора.

2. Сопротивление R_h принимается равным значению внутреннего сопротивления аккумулятора.

3. Значение емкости C определяется по формуле:

$$C = \frac{q}{V_{зар} - V_{разр}}, \quad (1)$$

где: q — заряд аккумулятора в кулонах, $V_{зар}$ — напряжение полного заряда аккумулятора, $V_{разр}$ — напряжение полного разряда аккумулятора.

Зависимость напряжения от емкости аккумулятора принимается линейной, следовательно, изменение напряжения аккумулятора на $(V_{зар} - V_{разр})/100$ соответствует изменению ее емкости на 1%.

Следует отметить, что из-за особенностей совместного моделирования аккумуляторной батареи и устройства выравнивания имеется необходимость пересчета емкости аккумуляторной ячейки $1 \text{ с} \rightarrow 1 \text{ час}$ (масштаб 1:3600) [3].

4. Сопротивление R_d определяется по формуле:

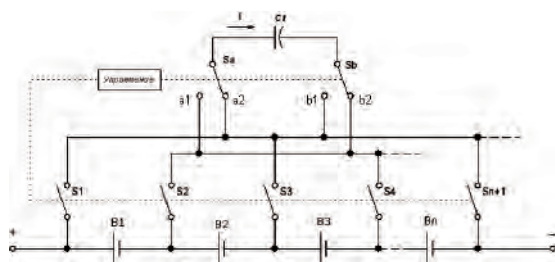


Рис. 1. Структурная схема устройства балансировки напряжений с одним коммутируемым конденсатором

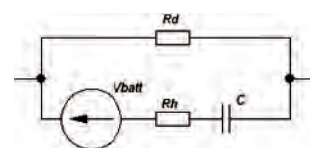


Рис. 2. Электрическая схема замещения аккумулятора

$$R_d = \frac{V_{зар}}{I_{саморазр}}, \quad (2)$$

где: $I_{саморазр}$ – ток саморазряда аккумулятора при заданной температуре.

На рис. 3. представлена схема модели устройства балансировки с аккумуляторной батареей, состоящей их 4-х последовательно соединенных моделей аккумуляторов, в каждый из которых были внесены параметры аккумулятора VES180 фирмы SAFT: $V_{зар} = 4,1 \text{ В}$, $V_{разр} = 3,1 \text{ В}$, $R_i = 3,7 \text{ МОм}$, $q = 180000 \text{ Кл}$ (50А·ч), $I_{саморазр} = 0,75 \text{ мА}$ (при температуре 20 °С) [4]. Было установлено следующее начальное условие моделирования: аккумуляторы с первого по четвертый заряжены соответственно на 70%, 60%, 50% и 40%.

На схеме рис. 3, для подключения к аккумуляторной батарее источника питания V_{sour} , с внутренним сопротивлением R_{int} , используется ключ S_{sour} , а для подключения к ней электрической нагрузки R_{load} , используется ключ S_{load} . Управление ключами S_{sour} и S_{load} осуществляется, соответственно, переменными источниками питания V_{Ssour} и V_{Sload} . Время заряда и разряда было установлено в 45мин заряд/45мин разряд. Ток заряда и разряда установлен в 20 А.

На рис. 4. представлен результат моделирования АБ, состоящей из 4-х моделей аккумуляторов VES180, без устройства балансировки напряжений. Моделируемый период работы был выбран в 1,5 часа, т. е. был осуществлен один цикл заряда и один цикл разряда.

На осциллограмме рис. 4 $V(1, 2)$, $V(2, 3)$, $V(3, 4)$, $V(4, 0)$ – разности потенциалов на узлах с номерами указанных в скобках соответствуют напряжениям на моделируемых аккумуляторах. $I(Vbat1)$, $I(Vbat2)$, $I(Vbat3)$, $I(Vbat4)$ – токи через источники напряжения моделируемых аккумуляторов. Как видно из рисунка, разброс по напряжению между моделями аккумуляторов постоянный и составляет 0,3 В.

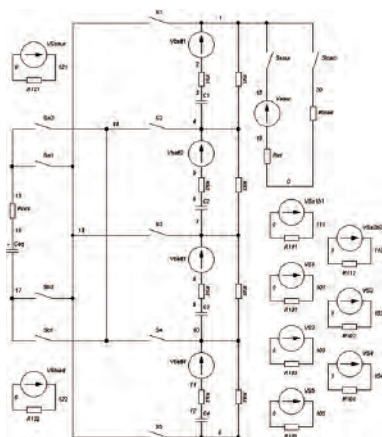


Рис. 3. Схема модели устройства балансировки напряжений с аккумуляторной батареей

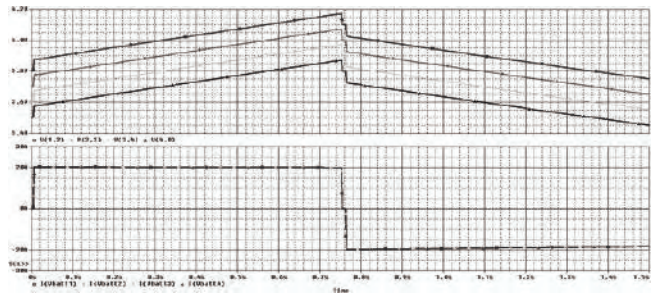


Рис. 4. Результат моделирования аккумуляторной батареи в программе PSpice

Вернемся к рис. 3 и рассмотрим структуру и принцип работы представленного на нем устройства балансировки напряжений.

Конденсатор C_{eq} с сопротивлением R_{cint} по очереди коммутируются ко всем аккумуляторам. Коммутацию осуществляют ключи $S1-S5$, $Sa1$, $Sa2$, $Sb1$, $Sb2$, управляемые соответствующими им источниками питания $V_{S1-V_{S5}}$, V_{Sa1b1} , V_{Sa2b2} по алгоритму, представленному в табл.1. Здесь “0” соответствует разомкнутому состоянию ключа, а “1” замкнутому.

В начале (первый столбец) коммутируемый конденсатор будет подключен параллельно к аккумулятору № 1. В этом случае, в замкнутом состоянии должны находиться ключи $Sa2$, $Sb2$, $S1$ и $S2$. Другие ключи должны находиться в разомкнутом состоянии.

Далее происходит подключение конденсатора к аккумулятору №2 (второй столбец). При этом размыкаются ключи $Sa2$, $Sb2$, $S1$ и замыкаются ключи $Sa1$, $Sb1$, $S3$. Ключ $S2$ остается в замкнутом состоянии. Подключение конденсатора к аккумулятору №3 (третий столбец) происходит при размыкании ключей $Sa1$, $Sb1$, $S1$ и замыкании ключей $Sb2$, $Sb2$, $S4$. Ключ $S5$ остается в замкнутом состоянии. Подключение конденсатора к аккумулятору №4 (четвертый столбец) происходит при размыкании ключей $Sa2$, $Sb2$, $S3$ и замыкании ключей $Sa1$, $Sb1$, $S5$. Ключ $S4$ остается в замкнутом состоянии.

Для идеальной системы (без учета потерь на сопротивлении конденсатора и потерь на переключение) с высоким неравенством напряжений ($B_n = 3,0 \text{ В}$, $B_m = 4,0 \text{ В}$), коммутируемый конденсатор может выравнивать заряд на АЯ, при следующем условии: на 1 А·ч заряда должно приходиться 1 мФ емкости коммутируемого конденсатора с частотой коммутации 1 кГц и средним коммутационным током 1 А. Однако,

Таблица. 1. Последовательность коммутации ключей

Коммутируемые ключи	Аккумулятор, к которому коммутируется C_{eq}			
	№ 1	№ 2	№ 3	№ 4
Sa1	0	1	0	1
Sa2	1	0	1	0
Sb2	0	1	0	1
Sb2	1	0	1	0
S1	1	0	0	0
S2	1	1	0	0
S3	0	1	1	0
S4	0	0	1	1
S5	0	0	0	1

внутренние потери в конденсаторе и потери на переключения значительно повышают временную постоянную заряда и разряда системы, по крайней мере, на порядок уменьшают действующий ток выравнивания, и повышают амплитуду коммутационных токов. Значительная часть энергии от самых заряженных АЯ, предназначенная для выравнивания, рассеивается как тепловая в силовых ключах и конденсаторе.

Результаты моделирования устройства балансировки напряжений вместе с аккумуляторной батареей, состоящей из 4-х последовательно соединенных аккумуляторов, представлены на рис. 5. Моделируемый период работы составил 12 [ч].

Напряжения $V(221, 0)$, $V(222, 0)$, $V(223, 0)$, $V(224, 0)$ и токи $I(Rn1)$, $I(Rn2)$, $I(Rn3)$ и $I(Rn4)$ являются напряжениями и токами аккумуляторов В1, В2, В3 и В4 пропущенными через RC-фильтры, которые используются для сглаживания пульсаций отображаемых на осциллограмме напряжений и токов.

Сглаживание достигается следующим образом (рис.6.): Напряжения и токи с аккумуляторов, через управляемые источники напряжения Ez11–Ez44 и управляемые источники токов Fz1–Fz4 подаются на соответствующие RC-фильтры, следовательно, на резисторах Rn11–Rn44 будет среднее значение напряжений АЯ, а через резисторы Rn1–Rn4 будут протекать средние значения токов.

Значения разброса по напряжению между аккумуляторами сведены в табл.2. Исходя из нее, можно заключить, что в результате работы устройства балансировки напряжений, разброс по напряжению и соответственно степени заряда на аккумуляторах за 12 часов сократился в 8,6 раза.

Описанное устройство выравнивания напряжений может использоваться для аккумуляторных батарей электромобилей и гибридных автомобилей [5]. Управление тяговым электроприводом гибридных автомобилей описано в статье [6].

Выводы

- Использование устройств балансировки уменьшает величину разбаланса напряжений, следовательно, позволяет в полной мере использовать емкость аккумуляторов.
- Недостатками такой схемы является потребность в большом числе силовых ключей ($n + 5$, где n – число аккумуляторов входящих в аккумуляторную батарею), способных выдерживать пиковый зарядный ток конденсатора и высокие потери в конденсаторе.

Литература

1. Варламов Д. О. Анализ методов выравнивания заряда на аккумуляторных ячейках Li-Ion тяговой высоковольтной батареи // Журнал "автомобильная промышленность", № 10, 2008 г., С. 15–18.
2. Варламов Д. О., Еременко В. Г., Яблочкин

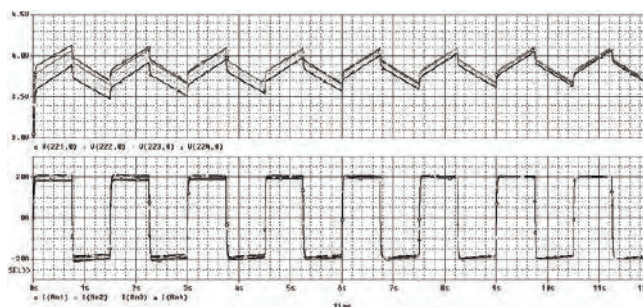


Рис. 5. Результат моделирования устройства балансировки напряжений с аккумуляторной батареей в программе PSpice

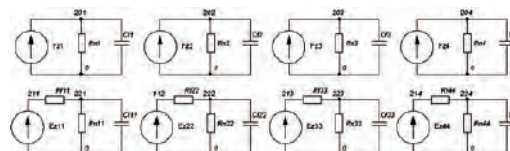


Рис. 6. Блок фильтров для сглаживания пульсаций токов и напряжений на осциллограммах

Таблица. 2. Результаты моделирования устройства балансировки напряжений с коммутируемым конденсатором

Моделируемый период времени, ч	0	0,75	1,5	3	4,5	6	7,5	9	10,5	12
$\Delta U = U_{max} - U_{min}$, В	0,3	0,25	0,22	0,17	0,12	0,1	0,075	0,06	0,045	0,035

С. И. Устройство выравнивания напряжения на ячейках Li-Ion аккумуляторной батареи и его моделирование в программе PSpice/ Материалы международной научно-технической конференции ААИ: “Автомобиле- и тракторостроение в России: Приоритеты развития и подготовка кадров”/ МГТУ “МАМИ” 2010г, С. 9–14.

3. Варламов Д. О., Еременко В. Г. Метод моделирования длительных процессов в аккумуляторной батарее // Материалы XIII международной конференции аспирантов и студентов, МЭИ, 2008 г.

4. Rechargeable lithium battery VES 180; Saft Specialty Battery Group, product information Doc. No 33019-2-0608.

5. Асадов Д. Г. О. Аккумуляторные батареи для электромобилей и гибридных автомобилей // Международный научный журнал. 2011. № 5. С. 128–130.

6. Нгуен Куанг Тхьеу, Ключкин П.Н. Структура системы управления тяговым электроприводом гибридных автомобилей // Журнал “Автомобильная промышленность”. 2011г., № 8, С.17–19.

Варламов Дмитрий Олегович, старший преподаватель кафедры “Автотракторное электрооборудование”. Московского государственного машиностроительного университета “Московский автомеханический институт”, тел.: +7(499) 163-51-56;

Еременко Владимир Григорьевич, д. т. н., профессор кафедры “Электротехнические комплексы автономных объектов” Московского энергетического института, тел.: +7(499) 362-71-00.

В. М. Бардин, А. В. Земсков

НАГРУЗОЧНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА СВАРОЧНОГО ИНВЕРТОРА

V. M. Bardin, A. V. Zemskov

Loading Characteristic of Welding Inverter

Нагрузочная характеристика сварочного инвертора является одним из главных показателей, определяющих качество сварного соединения. Поэтому при проектировании источников питания для дуговой сварки, желательно понимать какие элементы, входящие в состав сварочного аппарата, могут влиять на характер нагрузочной характеристики. В статье предлагается компьютерная модель нагрузочной характеристики сварочного аппарата знакопеременного тока повышенной частоты. Путем сравнения расчетной характеристики с реальной, полученной на физическом образце, подтверждена адекватность модели, что дает возможность разработчикам использовать модель при создании различных электросварочных устройств.

Ключевые слова: инвертор, нагрузочная характеристика, моделирование, ВАХ дуги, электродуговая сварка.

Loading characteristic of the welding inverter is one of the main parameters that determines quality of the welded joint. Therefore, when we design power sources for arc welding, it is desirable to understand what elements included into the welding inverter can impact the load characteristics pattern. The article offers a computer model of load characteristics of high frequency alternating current welding. Comparison of the calculated characteristics with real obtained with physical sample confirmed the adequacy of the model that enables developers to use the model for creating different arc welding devices.

Key words: inverter, loading characteristic, simulation, arc current-voltage characteristic, electric arc welding.

При проектировании источников питания сварочной дуги необходимо уметь обеспечивать требуемые выходные характеристики аппарата, в частности вид его нагрузочной характеристики, поскольку она во многом определяет качество сварки.

Нагрузочная (или внешняя) характеристика (НХ) любого источника питания (ИП) — это зависимость напряжения на его выходе от тока нагрузки. Зависимость между напряжением на горящей дуге и протекающем через нее током называется вольт-амперной характеристикой (ВАХ) электрической дуги. Процесс сварки будет устойчив, если в течение времени сварки обеспечивается равенство напряжения источника и напряжения дуги, а также равенство их токов. Это возможно лишь в точках пересечения НХ источника и ВАХ дуги (рис. 1).

Из-за колебаний длины дуги (L) в процессе ручной дуговой сварки будет изменяться и величина сварочного тока, что может привести к ухудшению

сварочного шва. Чтобы уменьшить это влияние длины дуги на изменение сварочного тока НХ источника для ручной дуговой сварки должна иметь крутопадающий характер.

В настоящее время во всех областях применения сварочных технологий, традиционные сварочные трансформаторы и выпрямители успешно заменяются сварочными инверторами. Типовая структура инверторного сварочного аппарата (ИСА) представлена на рис. 2.

Современные инверторные сварочные аппараты обеспечивают сварку только на постоянном токе, т. е. выходным модулем сварочного инвертора является выпрямитель. Однако есть сведения о появлении нового класса инверторных преобразователей, которые позволяют вести сварочные процессы на переменных токах ультразвукового диапазона 25–75 кГц [1]. И в свою очередь имеют энергетические и массогабаритные преимущества относительно сварочных инверторов, осуществляющих сварку постоянным током.

Сварочный инвертор, осуществляющий сварку токами килогерцового диапазона, имеет свои особенности построения силовой части, а также отличается отсутствием на выходе выпрямительного моста и дросселя. В связи с этим будут



Рис. 1. Нагрузочные характеристики источника питания и статические ВАХ сварочной дуги

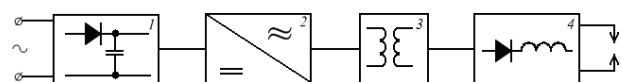


Рис. 2. Структура ИСА постоянного тока
1 – входной выпрямитель с емкостным накопителем энергии,
2 – инверторный модуль, 3 – высокочастотный трансформатор,
4 – выходной выпрямитель с дросселем

различны переходные динамические процессы, происходящие как на выходе преобразователя, так и в схеме силовой части инвертора и в системе управления.

Динамическое поведение тока нагрузки с дросселем на выходе преобразователя определяется индуктивностью этого дросселя, точнее, постоянной времени цепи нагрузки. Для сварочного инвертора постоянного тока характерная величина этого времени составляет единицы миллисекунд, в то время как электрические процессы, протекающие в дуге и сварочной ванне, имеют характерную длительность – от 0,1 мкс до 10 с.

В сварочном инверторе, осуществляющем сварку переменным током, выходной дроссель может отсутствовать, поэтому скорость динамических процессов должна быть выше, а это уменьшает колебания тока дуги.

С другой стороны, какой бы ток не использовался для осуществления сварки: постоянный ток, ток частоты 50–60 Гц или ток килогерцового диапазона, необходимо обеспечить формирование требуемой нагрузочной характеристики сварочного аппарата и возможность ее регулирования.

Сварочные инверторы представляют собой стабилизаторы тока или напряжения с замкнутой цепью обратной связи, что позволяет обеспечивать задание и стабилизацию выходных параметров. Стабилизация тока осуществляется путем широтно-импульсной модуляции (ШИМ).

На рис. 3 приведена упрощенная функциональная схема, поясняющая способ стабилизации сварочного тока. В схеме даны следующие условные обозначения: V – транзисторный инвертор (силовая часть преобразователя); Н – нагрузка (сварочная дуга); ДТ – датчик тока или напряжения, с определенным коэффициентом передачи; ИОН – источник опорного напряжения (напряжения уставки), Σ – сумматор, элемент сравнения (ЭС), усилитель (У), ШИМ – широтно-импульсный модулятор, K_1 и K_p коэффициенты передачи по воздействиям со стороны источника питания и системы управления. Функциональная схема справедлива для приращений токов, напряжений и других величин, характеризующих состояние системы.

Система стабилизации строится так, чтобы сразу после подключения к источнику питания длительность проводящего состояния транзисторов преобразователя была максимальной. С каждым периодом напряжения управляющих импульсов преобразователя, ток нагрузки I_0 быстро нарастает (рис. 4). Одновременно появляется и растет напряжение обратной связи. В первые периоды импульсной последовательности, U_{oc} еще пренебрежимо мало, и длительность импульсов тока нагрузки T_i определяется только уровнем $U_{оп}$.

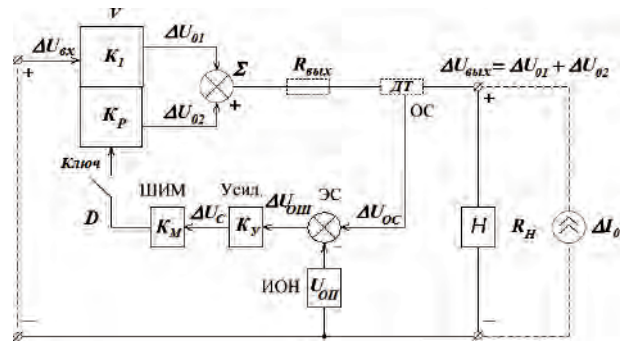


Рис. 3. Упрощенная функциональная схема стабилизации тока

По мере увеличения I_0 и U_{oc} напряжение $U_{ош}$, а вместе с ним коэффициент заполнения D уменьшаются. Таким образом, действие U_{oc} сводится к уменьшению длительности импульсов тока на нагрузке. Рост I_0 и U_{oc} постепенно замедляется. Когда переходный процесс включения заканчивается, напряжения на входах и выходах звеньев системы регулирования принимают установившиеся значения.

В статье приведены результаты компьютерного моделирования НХ сварочного инвертора с выходом на переменном токе. Схема силовой части приведена на рис. 5. В модели было учтено влияние следующих факторов: внутреннее сопротивление силовой части источника питания, подмагничивание трансформатора, параметры системы управления (коэффициент передачи, постоянная времени), алгоритм управления.

Исследование схемы осуществлялось с использованием программы схемотехнического моделирования *Micro-Cap*. Компьютерная модель сварочного аппарата приведена на рис. 6.

При построении НХ ИСА были заданы следующие значения активных сопротивлений параме-

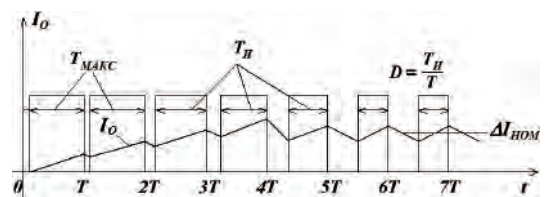


Рис. 4. Пример стабилизации тока нагрузки

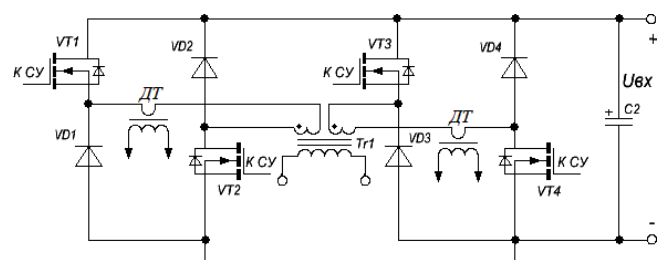


Рис. 5. Принципиальная схема инверторного модуля

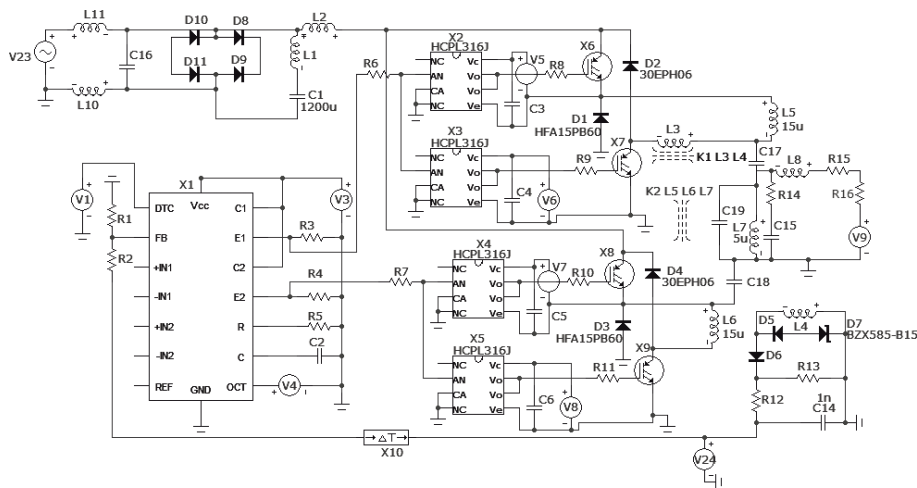


Рис.6. Компьютерная модель сварочного аппарата

тров элементов схемы: обмотки трансформатора $R = 20$ мОм, $L = 20$ мкГн, сопротивления диодов входного выпрямителя 0,1 Ом, потери транзисторов инвертора 4%, параметры выходного дросселя: $R = 5$ мОм, $L = 5$ мкГн, выходного кабеля 10 мОм и паразитная индуктивность 5 мкГн и емкость 300 пФ соединительных проводников.

В модели трансформатор преобразователя представлен индуктивностями L5–L7, в которых учтены индуктивность рассеяния первичной и вторичной обмотки, K_2 определяет коэффициент трансформации.

Подмагничивание сердечника силового трансформатора наиболее характерно для мостовых преобразователей и для преобразователей, выполненных на трансформаторе со средней точкой [2]. Это объясняется заведомой неидентичностью элементов силовой схемы преобразователя. Транзисторы одного типа имеют разное сопротивление в открытом и закрытом состояниях, различные времена запаздывания, а также длительность фронтов нарастания и спада тока, также они зачастую находятся в разных температурных условиях, обусловленных неоднородным креплением и охлаждением. В нашем случае применяется метод управления по мгновенному значению тока. Поэтому, присутствующий ток подмагничивания в первичной стороне трансформатора, на которой установлен датчик тока, будет оказывать влияние на работу системы управления, при формировании НХ. Сварочный ток аппарата будет меньше тока задания на 10–15%. В модели данный фактор моделируется дополнительным источником напряжения V24, включенным в цепь обратной связи датчика тока.

Вид НХ напрямую зависит от коэффициента передачи (КП) системы управления, который можно регулировать путем задания напряжения на входе ОС ШИМ-контроллера. При снижении общего КП системы обратной связи от 1 до 0,1 наклон НХ

(участок 2) будет изменяться от крутопадающей НХ до жесткой НХ. Экспериментальная проверка адекватности результатов компьютерного моделирования проводилась путем сравнения расчетной зависимости с НХ, полученной при испытании экспериментального образца ИСА. Соответствующие зависимости приведены на рис. 7.

На участке 1 рис. 7 нагрузочной характеристики, система управления еще не вышла на режим стабилизации тока и сварочный инвертор является источником напряжения. Наклон этого участка НХ будет определяться в основном внутренним сопротивлением источника. Как показали измерения, проведенные на физических макетах ИСА, эти потери определяются потерями на полупроводниковом модуле инвертора, в трансформаторе и выходном дросселе (если он присутствует). В сумме они составляют не более 10% от установленной мощности ИСА.

Выводы

Предложена компьютерная модель нагрузочной характеристики, позволяющая уже на этапе проек-

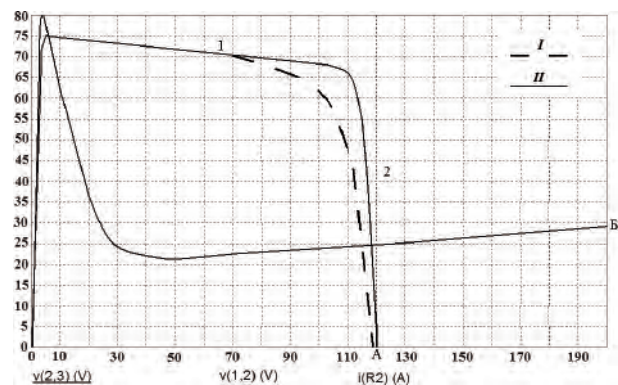


Рис.7. НХ сварочных инверторов переменного тока
I – экспериментально снятая зависимость,
II – зависимость, полученная на компьютерной модели

тирования при заданных исходных данных получать вид этой зависимости.

Сравнение расчетной НХ с характеристикой, полученной на физическом образце аппарата, показывают достаточно хорошую сходимость, т. е. подтверждают корректность компьютерной модели.

Крутизну рабочего (крутопадающего) участка НХ можно задавать путем изменения коэффициента передачи цепи обратной связи. В компьютерной модели (рис. 6) это осуществляется путем изменения величины $R1$.

Литература

1. Бардин В. М. Новый класс сварочных инверторов / В. М. Бардин, Д. А. Борисов, А. В. Земсков,

А. В. Пивкин // Электротехника. 2012. № 6. – С. 60–64.

2. Володин В. Способ контроля одностороннего подмагничивания трансформатора преобразователя / В. Володин // Сварочное оборудование, 2009, № 2. С. 22 – 25.

Бардин Вадим Михайлович, к. т. н., профессор кафедры радиотехники Института физики и химии Мордовского государственного университета им. Н. П. Огарева, телефон: +7(917) 692-8512;

Земсков Антон Владимирович, аспирант кафедры радиотехники Института физики и химии Мордовского государственного университета им. Н. П. Огарева, тел.: +7(927) 180-8333, e-mail: lordio@rambler.ru.

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

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

Для публикации статьи необходимо предоставить

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

Статья должна содержать

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

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

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

Требования к оформлению статей

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

Стоимость размещения полноцветной рекламы в журнале “Практическая силовая электроника”

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

Требования к рекламным макетам

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

График выхода журнала

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

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