

Главный редактор

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

Заместитель Главного редактора

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

Редакционный совет

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

В. Г. Еременко, д. т. н., профессор кафедры Электротехнические комплексы автономных объектов МЭИ
Ю. М. Иньков, д. т. н., профессор, главный ученый секретарь АЭН РФ

Ю. К. Розанов, д. т. н., академик АЭН РФ, профессор кафедры Электрических и электронных аппаратов МЭИ
И. Н. Соловьев, к. т. н., доцент, заведующий кафедрой Микроэлектронных электросистем МАИ

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

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

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

Отпечатано в Большой московской типографии “еПолиграф”, г. Москва, ул. Касаткина, д. 3А.

Подписано в печать 02.03.2011. Тираж 500 экз.

Адрес редакции:

111024, Москва, Андроновское шоссе, 26,
ЗАО “ММП-Ирбис”

Тел/факс: (495) 987-10-16

E-mail: 9871016@mmp-irbis.ru; krukchov_v_v@mail.ru

Информация о журнале:

www.mmp-irbis.ru

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

Содержание

М. Ю. Кастров, И. С. Кузин, Г. В. Сорокин
Транзисторные инверторы для питания средств связи 2

А. А. Герасимов, М. Ю. Кастров
Разработка прямоходового преобразователя постоянного напряжения с одним силовым ключом и резонансным размагничиванием 7

В. А. Жигачев, С. М. Коротков, В. В. Макаров, С. В. Тараканов
Преобразователь постоянного напряжения в режиме ШИМ с управляемым выходным выпрямителем с переключением при нуле напряжения и тока... 14

В. В. Крючков, Ю. Г. Следков
Разработка преобразователя постоянного напряжения на основе структуры *SEPIC*.....20

С. В. Аверин, С. Ф. Коняхин, В. С. Коняхин, А. М. Нагорнов, Д. А. Шевцов
Анализ процессов в трехфазных транзисторных инверторах при межфазных замыканиях..... 25

А. М. Арутюнян, П. С. Манукян, Н. Н. Петросян
Высокоэффективные источники питания для плавки и обработки металлов29

Л. Р. Гутер, А. В. Тифлов
Перспективы разработки радиационно-стойких преобразователей напряжения на отечественной элементной базе38

В. Г. Еременко, С. И. Яблочкин, Д. О. Варламов
Устройство выравнивания напряжения для батареи космического аппарата.....42

А. М. Криваткин, Ю. И. Сакуненко
Радиаторы из теплоотсеивающих пластмасс45

И. Н. Соловьев
Способы резонансного переключения мостовых преобразователей с силовыми ключами на *IGB*-транзисторах.....49

М. Ю. Кастров, И. С. Кузин, Г. В. Сорокин

ТРАНЗИСТОРНЫЕ ИНВЕРТОРЫ ДЛЯ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ СРЕДСТВ СВЯЗИ

M. J. Kastrov, I. S. Kuzin,
G. V. Sorokin

Transistor Inverters For Powering
Communication Facilities

Рассмотрены инверторы, разработанные и выпускаемые "ЗАО ММП-Ирбс". Проведен сравнительный анализ инверторов, предназначенных для работы с аппаратурой связи, по мощности, коэффициенту гармоник, КПД, массо-габаритным показателям и т. п.

Ключевые слова: инвертор, качество электроэнергии, гармонический состав, коэффициент гармоник

The paper describes inverters designed and produced at "ZAO MMP-Irbis". Comparative power, total harmonic distortion, efficiency, and mass and size etc. analysis of inverters intended to operate with communication facilities is performed.

Key words: inverter, electric power quality, harmonic content, total harmonic distortion

Инвертор напряжения — это преобразователь постоянного напряжения в переменное. Инверторы давно и широко применяются для питания переменным током самых разнообразных устройств, от маломощных бытовых приборов в автомобиле до энергоемких нагрузок в десятки киловатт на транспорте и производстве. Инверторы незаменимы при построении систем бесперебойного питания переменного тока. Такие системы необходимы для питания нагрузок, не допускающих даже кратковременных перебоев в подаче электропитания. В последнее время бурно развивается производство альтернативных источников электроэнергии, таких как солнечные батареи и ветроэнергетика. Электроэнергия, выработанная этими источниками, не может быть эффективно использована без предварительного преобразования в одну из стандартных форм. Эта задача успешно решается использованием транзисторных инверторов.

Все чаще инверторы используются в качестве стабилизаторов—нормализаторов сети. В бизнес-центрах, на предприятиях к сети подключено огромное количество оргтехники. Сетевые источники питания компьютеров, мониторов начинаются с выпрямителя и емкостного накопителя (нелинейная нагрузка). При массовом использовании таких приборов гармонический состав сетевого напряжения часто выходит за допустимые пределы. В этом случае нагрузка, нуждающаяся в напряжении высокого качества, подключается к инвертору с синусоидальным выходным напряжением, а сам инвертор получает питание от сети через понижающий выпрямитель.

Результаты замеров гармонического состава сети в одном из офисов Москвы и выходного напряжения инвертора приведены в таблице 1.

Далеко не все потребители электроэнергии предъявляют серьезные требования к качеству напряжения. Компьютеры, электроинструмент, многие бытовые приборы вполне сносно работают

при питании от инверторов с квазисинусоидальной формой выходного напряжения (рис. 1). В настоящее время на рынке присутствует множество моделей этого класса в диапазоне мощностей от 50 Вт до единиц киловатт. В основном это аппараты производителей из юго-восточной Азии, у которых на первом плане стоит вопрос минимальной себестоимости инвертора.

Обеспечение нужного качества электроэнергии, наличие необходимых защит, вопросы электромагнитной совместимости и удаленного мониторинга, как правило, в этих устройствах не рассматриваются и не реализуются. Кроме того, производители

Таблица. 1. Гармонический состав выходного напряжения инвертора и промышленной сети

	Инвертор		СЕТЬ
	750	300	
Активная мощность (Pn), Вт			
Коэффициент гармоник, THD, %	1	0.5	4.7
Вес высших гармоник	1	100.00	99.90
	3	0.90	4.10
	5	0.20	1.00
	7	0.10	1.60
	9	0.10	0.10
	11	0.00	0.10

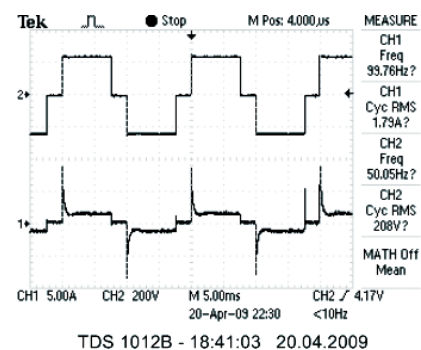


Рис. 1. Ток и напряжение инвертора с квазисинусоидальной формой напряжения при работе на нелинейную нагрузку

оборудования, которое может быть подключено к такому инвертору, не гарантируют его нормальной работы при питании от источника напряжения с параметрами, отличными от стандартной промышленной сети. Например, персональный компьютер, питаемый квазисинусоидальным напряжением, выполняет все свои функции, однако на экране монитора присутствуют помехи и возникают проблемы с сетевыми подключениями. Пускорегулирующие устройства люминесцентного освещения издают повышенный акустический шум. В автоматике газовых котлов не работает система автоматического поджига, а циркуляционные насосы потребляют повышенную мощность и перегреваются. В режиме малых нагрузок выходное напряжение такого инвертора может существенно превышать номинальное.

Для питания нагрузок, особо критичных к форме питающего напряжения, выпускаются инверторы с синусоидальной формой выходного напряжения (рис. 2). Эти инверторы сложнее и дороже “квазисинусоидальных”, однако, практически любое оборудование соответствующей мощности, рассчитанное на подключение к промышленной сети, может получать электропитание от инверторов этого класса.

Особо следует выделить инверторы, предназначенные для совместной работы с аппаратурой связи. В настоящее время в России действуют «Правила применения оборудования электропитания средств связи» (ППОЭСС), утвержденные приказом министерства информационных технологий и связи Российской Федерации № 21 от 03.03.2006 г. Эти правила жестко регламентируют не только требования к качеству выходного напряжения инверторов и инверторных систем, но и параметры электромагнитной совместимости. Только для связных инверторов введен контроль группы электрических параметров, характеризующих влияние инвертора на первичный источник постоянного тока, к которому подключен инвертор (таблица 2).

Это объясняется тем, что к одной и той же шине подключено функциональное телекоммуникационное оборудование, и инвертор, создающий пульсации на частоте 100 Гц, и высших гармониках. Наличие этих пульсаций может привести к сбоям

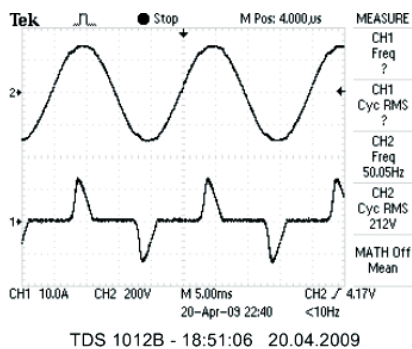


Рис. 2. Ток и напряжение инвертора с синусоидальным выходным напряжением при работе на нелинейную нагрузку

Таблица 2. Электрические параметры, характеризующие влияние инвертора на первичный источник

Наименование параметра	Предельное отклонение
Действующие значения пульсаций напряжения гармонических составляющих, мВ, не более: – в диапазоне частот до 300 Гц – от 300 Гц до 150 кГц	50 7
Действующее напряжение пульсаций напряжения суммы гармонических составляющих, в диапазоне частот от 25 Гц до 150 кГц, мВ, не более	50
Псофметрическое значение пульсаций, мВ, не более	2

питаемого оборудования и снижению качества передаваемой аудиоинформации. Подавление пульсаций на частоте 100 Гц дополнительными низкочастотными фильтрами приводит к существенному увеличению массогабаритных показателей изделия и не всегда приводит к желаемому результату.

Инверторы компании ЗАО “ММП-Ирбис”. Состав серии

В полном объеме обеспечить выполнение требований ППОЭСС компании ЗАО “ММП-Ирбис” удалось при разработке инверторов серии “ИН” для питания аппаратуры связи. Состав серии и основные параметры инверторов, входящих в серию приведены в таблице 3. Все инверторы серии объединены единым конструктивным решением: ширина – 19 дюймов при высоте 1U.

Структурная схема инвертора

Таблица 3. Основные параметры инверторов серии “ИН”

№ п/п	Наименование	Выходная мощность, Вт	Входное напряжение, В
1.	ИНЕ650С1	650	20,4–28
2.	ИНЕ1300С1	1300	20,4–28
3.	ИНУ750С1	750	40,5–57,8
4.	ИНУ1500С1	1500	40,5–57,8
5.	ИНЮ750С1	750	48–72
6.	ИНЮ1500С1	1500	48–72

Все инверторы серии построены по единой схеме с двойным преобразованием энергии (рис. 3). Входное напряжение конвертируется импульсным преобразователем (ПН) в стабилизированное высокое напряжение промежуточной шины. ПН представляет собой сдвоенную однотактную схему с прямым включением диода и общим дросселем фильтра. Сдвоенная структура применена для снижения пульсаций тока в выходном и входном дросселях. Гальваническая развязка обеспечивается силовыми импульсными трансформаторами.

Промежуточная шина 325 В дополнена электролитическими конденсаторами большой емкости. Высоковольтная шина с емкостным накопителем служит буфером между пульсирующим выходным

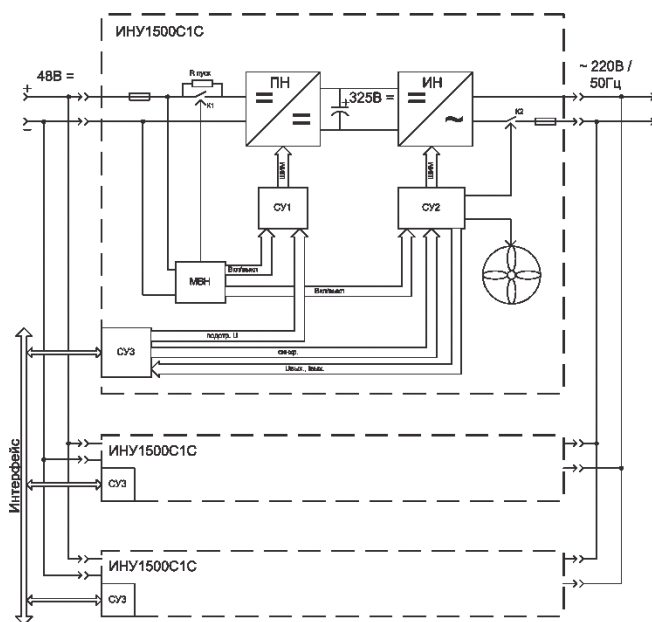


Рис. 3. Структурная схема инвертора

и постоянным входным напряжениями. Благодаря ее большой емкости инвертор обладает высокой мгновенной перегрузочной способностью и нечувствительностью выходного напряжения к переходным процессам в нагрузке. Схема управления СУ1 обеспечивает работу силовых транзисторов преобразователя. Коэффициент заполнения импульсов силовых ключей – величина переменная и зависит от текущего значения ряда параметров:

- ☞ уровня входного напряжения;
- ☞ уровня сигнала параметрической компенсации пульсаций входного тока;
- ☞ уровня сигнала выравнивания тока при параллельной работе нескольких инверторов.

Схема управления СУ1 построена на базе микросхемы двухканального ШИМ-контроллера UC3846.

Вторая ступень преобразования – собственно инвертор напряжения (ИН). Здесь использована классическая схема полного моста с выходным фильтром низкой частоты. Инверторные ключи коммутируются на частоте 20 кГц. Выбор рабочей частоты – это компромисс между габаритными размерами электромагнитных компонентов и снижением акустического шума с одной стороны, и величиной коммутационных потерь – с другой. В качестве силовых ключей моста инвертора применены IGB-транзисторы, с интегрированным быстродействующим обратным диодом. Типовое время восстановления диода составляет 40 нс. Введение фиксированной задержки на включение транзистора после выключения, ранее проводившего ток, гарантирует отсутствие сквозных токов в стойке моста. Это обстоятельство особенно ценно при проектировании инверторов с повышенными требованиями к электромагнитной совместимости, так как высокочастотные помехи, формирующиеся

в паразитных емкостях и индуктивностях монтажа при сквозных токах, в этом случае просто отсутствуют. В отличие от мощных МОП-транзисторов, IGB-транзисторы обладают нелинейным дифференциальным сопротивлением в открытом состоянии, что положительно сказывается на нагрузочной характеристике моста в режиме кратковременных перегрузок.

Фильтр низких частот на выходе инверторного моста представляет собой однозвенный LC-фильтр с частотой среза около 1 кГц. Он предназначен для выделения огибающей напряжения с частотой 50 Гц из последовательности модулированных импульсов частотой 20 кГц.

Работа схемы моста полностью управляется схемой управления СУ2. Основа схемы управления – 8-разрядный микропроцессор RISC-архитектуры. Синусоида задается таблицей в памяти микроконтроллера, где номера ячеек привязаны к фазе выходного напряжения. Микроконтроллер использует так называемый режим “быстрый ШИМ”, в котором период коммутации задан, а длительность импульса находится в регистре сравнения. Регистр сравнения регулярно обновляется очередным значением из таблицы. Схема управления СУ2 выполняет следующие дополнительные функции:

- обеспечение защиты от перегрузок по току и короткого замыкания;
- контроль теплового режима силовых элементов инвертора;
- управление скоростью вращения вентилятора;
- управление выходным контактором.

Последняя функция позволяет решить вопрос соответствия инвертора требованиям ППОЭСС по надежности. Нарботка на отказ инверторов должна быть не менее 150000 часов. Все примененные элементы схемы инвертора, кроме вентилятора, позволяют обеспечить заданную наработку. Этот показатель для доступных вентиляторов с шариковыми подшипниками находится на уровне 50000 часов. В данном случае проблема решается выбором вентиляторов с избыточной производительностью и принудительным ограничением скорости вращения в зависимости от уровня загрузки инвертора. Кроме того, ограничение скорости вращения вентилятора существенно снижает уровень акустического шума.

МВН – схема мониторинга входного напряжения. Основное назначение этого узла – измерение уровня входного напряжения. Схема разрешает работу СУ1 и СУ2 в случае, если текущее значение входного напряжения находится в заданных пределах. Для исключения неоднозначности формирования команды на остановку (запуск) устройства на крайних значениях диапазона входного напряжения, в МВН предусмотрен гистерезис. Дополнительная функция МВН – формирование вспомогательных, гальванически развязанных напряжений для питания схем управления всего ин-

вертора и интерфейса параллельной работы. Кроме того, МВН управляет силовым входным контактором. Команда на включение контактора подается только при выполнении следующих условий:

- полярность поданного входного напряжения верна;
- уровень входного напряжения находится в заданном диапазоне.

СУЗ – схема синхронизации и контроля. Она так же выполнена на 8-разрядном микропроцессоре. Основная задача схемы – обеспечение параллельной работы инверторов, объединенных в систему. Фазовая подстройка выходных напряжений отдельных инверторов в системе осуществляется воздействием схемы СУЗ на схему СУ2 с помощью синхроимпульса и данных, переданных по последовательному интерфейсу. Корректное деление токов происходит за счет обмена данными между инверторами, что приводит к точной подстройке напряжения на промежуточной высоковольтной шине каждого инвертора. Схема СУЗ задает и корректирует уставку стабилизации напряжения для схемы СУ1. Схемы СУЗ отдельных инверторов связаны друг с другом через цифровой интерфейс. Следует отметить, что для обеспечения параллельной работы инверторов не требуется применение каких-либо дополнительных устройств (контроллер, хаб и т. п.). Достаточно соединить параллельно выходные цепи с соблюдением фазировки и подключить к общей шине интерфейс каждого инвертора. Перед замыканием выходного контактора каждый инвертор проводит проверку правильности фазировки и обеспечивает синхронизацию. Не требуется, также, и предварительная нумерация инверторов в системе. Это происходит автоматически при первом включении.

В устройстве предусмотрена возможность горячей замены инверторов, при работе в системе. При включении инвертора в работающую систему происходят следующие события:

- входное напряжение поступает на МВН и через ограничительный резистор, без броска тока, происходит заряд входных емкостей;
- МВН обеспечивает вспомогательным питанием все схемы управления инвертора;
- анализируется полярность и уровень входного напряжения. В случае соответствия этих параметров норме формируется команда на включение входного контактора и запуск инвертора;
- анализируется напряжение и его фаза на выходной шине, осуществляется подстройка по фазе и амплитуде;
- просматривается сетевой ресурс интерфейса на предмет свободного места, при необходимости модифицируется номер инвертора, производится проверка работоспособности и подается команда на замыкание выходного контактора; инвертор включается в систему;

происходит новое перераспределение тока нагрузки.

Конструкция инвертора

Инвертор выполнен в 19-дюймовом металлическом корпусе высотой 1U. В зависимости от мощности инвертора, 750 или 1500 Вт, в корпусе размещаются одна или две силовые платы. Такое решение позволяет повышать живучесть системы питания, построенной на базе инверторов. Если инвертор мощностью 1500 Вт нагружен на 50% нагрузки, и при этом происходит отказ одной из силовых плат, инвертор продолжает работать, отдавая половину мощности в нагрузку. Оператор получает информацию через “сухие” контакты об аварии.

Разработаны два исполнения инверторов – стоечное (С) и комбинированное (К). Комбинированное исполнение (рис. 4а), ориентировано на самостоятельную работу инвертора вне системы. Прибор можно располагать на столе, в шкафу, на стеллаже. Все подключения осуществляются со стороны передней панели.

Стойное исполнение (рис. 4б), специально разработано для установки в 19-дюймовый шкаф. Все подключаемые цепи вынесены на заднюю стенку и сосредоточены в мультиразъеме (рис. 5), содержащем силовые и сигнальные соединители. Соединение с ответной частью разъема происходит автоматически, при установке изделия в соответствующий отсек шкафа. Для совмещения обеих частей разъема и их последующей фиксации предусмотрены специальные направляющие.

Основные характеристики инверторов приведены в таблице 4.



а



б

Рис. 4. Инвертор ИНУ1500С1:
а – комбинированное исполнение (К);
б – стойное исполнение (С)

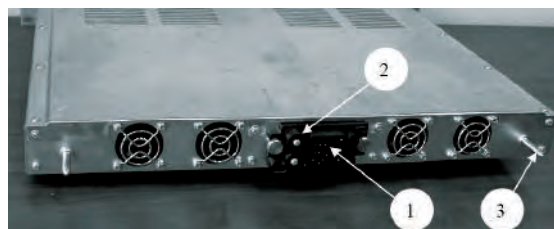


Рис. 5. Инвертор ИНУ 1500С1С:

1 – сигнальные контакты мультиразъема; 2 – силовые контакты мультиразъема; 3 – направляющие для установки в шкаф

Таблица 4. Основные характеристики

Параметр	Мин.	Ном.	Макс.	Ед. изм.
Входное напряжение	20 40 48	24 48 60	30 60 75	В В В
Отношение пульсаций тока к номинальному входному току		5		%
Выходное напряжение, действующее значение	214	220	226	В ~
Частота выходного напряжения	49,5	50	50,5	Гц
Коэффициент искажения синусоидальной кривой – резистивная нагрузка – нелинейная нагрузка			1 4	% %
Нестабильность выходного напряжения от тока нагрузки	-3		+3	%
КПД	85		88	%
Коэффициент мощности			0,67	
«Крест-фактор»		3:1		
Длительность работы при перегрузке на выходе – до 115% – до 110% – свыше 110%		неогр. 30 5		с с
Пиковый выходной ток – для изделий серии ИН650, ИН750 – для изделий серии ИН1300, ИН1500	15 30			А А
Потребляемая мощность в режиме короткого замыкания		50		Вт
Диапазон рабочих температур	+5		+40	°С
Диапазон температур хранения	-50		+85	°С
Расчетное время наработки на отказ	200000			час
Прочность изоляции, действ. – «вход-корпус» – «выход-корпус» – «вход-выход»	500 1500 1500			В В В
Габаритные размеры, (В × Ш × Г)	44,36 × 482,6 × 346,5			мм
Число параллельно включенных инверторов			6	
Точность деления токов при параллельном включении		5		%

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

Кузин Иван Сергеевич, начальник отдела АС-DC преоб-

разователей ЗАО "ММП-Ирбис", тел. +7(495) 987-10-16;

Сорокин Геннадий Валентинович, директор ООО "Техно ЛАЙОН", тел. +7(916)588-63-48.

А. А. Герасимов, М. Ю. Кастров

РАЗРАБОТКА ПРЯМОХОДОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ОДНИМ СИЛОВЫМ КЛЮЧОМ И РЕЗОНАНСНЫМ РАЗМАГНИЧИВАНИЕМ

А. А. Gerasimiov, M. U. Kastrov

Single Power Switch Resonant Reset Forward DC-DC Converter Design

Среди всех структур преобразователей электроэнергии прямоходовой преобразователь с одним силовым ключом является наиболее часто используемым при уровнях мощностей менее 100 Вт. В статье рассмотрены улучшения такой структуры, называемой "прямоходовым преобразователем с одним силовым ключом и резонансным размагничиванием", которая позволяет исключить дополнительную размагничивающую обмотку и соответствующий диод.

Ключевые слова: прямоходовой преобразователь, резонансное размагничивание, размагничивание по синусоидальному закону, синхронный выпрямитель

Among all power converter structures single power switch forward converter is the mostly commonly used structure for power levels lower than 100 W. The paper describes some improvements of such structure called "single power switch resonant reset forward converter" that allows to exclude the reset winding as well as corresponding diode.

Key words: forward converter, resonant reset, sinusoidal reset mode, synchronous rectifier

Прямоходовые преобразователи с одним силовым транзистором наиболее часто используются в модулях преобразователей постоянного напряжения при уровнях мощности, ниже 100 Вт. Подобные преобразователи также достаточно хорошо себя зарекомендовали при необходимости регулирования выходного напряжения в широких пределах. В статье описана усовершенствованная структура преобразователя, называемая "прямоходовым преобразователем с одним силовым ключом и резонансным размагничиванием". Подобная структура позволяет исключить размагничивающую обмотку и необходимый для ее функционирования диод, а также имеет ряд других преимуществ.

При использовании такой структуры коэффициент заполнения может превышать 0,5, что делает целесообразным использование ее в недорогих преобразователях постоянного напряжения, работающих в широком диапазоне входных напряжений и обеспечивающих широкий диапазон выходных напряжений. Отсутствие размагничивающей обмотки снижает стоимость изделия за счет упрощения трансформатора. Особенно это касается плоских трансформаторов, широко используемых в модулях преобразователей постоянного напряжения с высокой плотностью размещения. Наконец, синусоидальная форма напряжения, формируемая резонансной цепью размагничивания, позволяет снизить уровень электромагнитных помех.

Традиционная структура прямоходового преобразователя

Для правильного понимания структуры резонансного размагничивания сначала необходимо рассмотреть структуру традиционного прямоходового преобразователя (рис. 1а). Когда ключ VT1 открывается, ток трансформатора начинает возрастать от нулевого значения. При этом диод VD3 смещен в обратном направлении. Ток намагничивания трансформатора нарастает до величины

$$I_{\text{нм}} = \frac{U_{\text{вх}} t_{\text{и}}}{L_m},$$

где $t_{\text{и}}$ — длительность открытого состояния транзистора VT1 в течение одного периода переключений (длительность импульса);

L_m — индуктивность намагничивания трансформатора.

Во время открытого состояния транзистора VT1 ток нагрузки $I_{\text{ввых}}$, приведенный к первичной стороне преобразователя, определяется как

$$I_1 = \frac{I_{\text{ввых}} w_1}{w_2},$$

где w_1 — число витков первичной обмотки трансформатора;

w_2 — число витков вторичной обмотки трансформатора.

Выходное напряжение равно

$$U_{\text{ввых}} = \frac{U_{\text{вх}} D w_2}{w_1},$$

где $D = t_{\text{и}}/T_{\text{пер}}$ — коэффициент заполнения;

$1/T_{\text{пер}}$ — частота переключений.

Ток намагничивания трансформатора перед заперением транзистора VT1 равен

$$I_{\text{нм}} = \frac{U_{\text{вх}} T_{\text{и}}}{T_{\text{пер}}}$$

Когда транзистор VT1 закрывается, напряжение на трансформаторе стремится поменять знак. Напряжение на катоде диода VD3 продолжает нарастать до тех пор, пока он не откроется.

В типовых устройствах от ношение витков w_3/w_1 (w_3 – число витков первичной размагничивающей обмотки) равно 1. Теперь ток намагничивания трансформатора снижается от величины $I_{\text{нм}}$ до нуля. Когда ток намагничивания становится равным нулю, трансформатор полностью размагнитился, и напряжение на нем остается равным нулю до начала следующего периода переключений. В таких устройствах максимальный коэффициент заполнения D_{max} , ограничен величиной 0,5.

Структура прямоходового преобразователя с резонансным размагничиванием

Прямоходовой преобразователь с резонансным переключением отличается тем, что в его структуре отсутствует размагничивающая обмотка (рис. 1б).

Во время запертого состояния силового ключа трансформатор размагничивается (без потерь) через резонансную цепочку, состоящую из индуктивности намагничивания и емкости, образованной емкостями силового ключа, первичной обмотки и всеми емкостями на вторичной стороне, приведенными к первичной стороне, включая емкость выпрямительного диода.

Принцип действия преобразователя с резонансным размагничиванием

При анализе схемы преобразователя приняты следующие допущения:

- преобразователь работает в установившемся режиме;

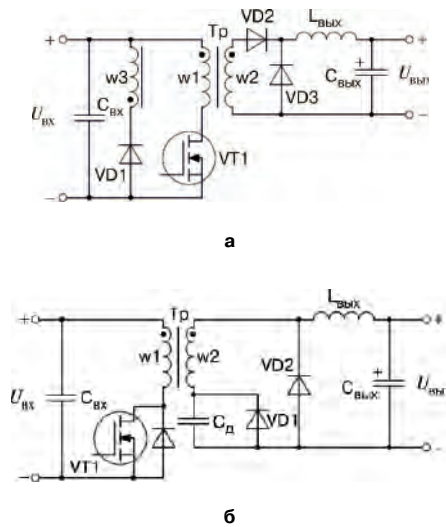


Рис. 1. Структуры прямоходовых преобразователей: а – традиционного ; б – с одним силовым ключом и резонансным размагничиванием

- $L_{\text{ввых}}$ и $C_{\text{ввых}}$ достаточно велики и для анализа могут считаться бесконечными;
- пренебрегаем индуктивностью рассеяния;
- пренебрегаем падениями напряжения на открытых силовом транзисторе и диодах.

Работа схемы с установившемся режиме может быть представлена в виде трех интервалов на каждом периоде переключения.

Интервал 1. В начальный момент времени $t = 0$ транзистор VT1 открыт (рис. 2а). Во время открытого состояния силового ключа трансформатор намагничивается линейно нарастающим током. Ток вторичной обмотки протекает через диод на вторичной стороне VD1, а напряжение на емкости $C_{\text{рез}}$ приблизительно равно нулю. Емкость $C_{\text{рез}}$ состоит из емкости диода и емкости внешнего конденсатора, включенного параллельно диоду VD1. В начале этого интервала ток намагничивания имеет величину $I_{\text{нм1}}$, а в конце интервала – $I_{\text{нм2}}$, которая определяется как

$$I_{\text{нм2}} = I_{\text{нм1}} + \frac{U_{\text{вх}} t_{\text{и}}}{L_{\text{нм}}} \tag{1}$$

Ток первичной обмотки представляет собой сумму тока нагрузки, приведенного к первичной стороне ($I_{\text{ввых}} w_2/w_1$) и тока намагничивания на первичной стороне.

Интервал 2. При запирации силового транзистора VT1 начинает нарастать напряжение сток-исток (рис. 2б). В тот момент времени, когда это напряжение превысит величину $U_{\text{вх}}$, диод VD1 на вторичной стороне закрывается, а обратный диод VD2 открывается. При этом через резонансный контур, образованный индуктивностью намагничивания $L_{\text{нм}}$ и емкостью $C_{\text{рез}}$, приведенной к первичной стороне, начинает протекать синусоидальный размагничивающий ток. Величина емкости $C_{\text{д}}$ равна сумме всех емкостей первичной стороны, включая приведенную к первичной стороне емкость диода VD1:

$$C_{\text{рез}} = C_{\text{д}} \left(\frac{w_2}{w_1} \right)^2 + C_{\text{си}} + C_{\text{тр}} \tag{2}$$

- где $C_{\text{си}}$ – емкость силового транзистора VT1;
- $C_{\text{тр}}$ – межвитковая емкость первичной обмотки трансформатора;
- $C_{\text{д}}$ – емкость внешнего конденсатора, подключенного параллельно диоду VD1 (собственная емкость диода $C_{\text{VD1}} \ll C_{\text{д}}$).

Интервал 2 заканчивается в момент времени

$$t = t_{\text{и}} + T_{\text{рез}}/2,$$

где $T_{\text{рез}}$ – период резонанса, определяемый как

$$f_{\text{рез}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\text{нм}} C_{\text{рез}}}} \tag{3}$$

$$T_{\text{рез}} = 2\pi\sqrt{L_{\text{нм}} C_{\text{рез}}} \tag{4}$$

За время этого интервала внешний конденсатор $C_{рез}$ заряжается от нуля до максимального значения $I_{HM2}(L_{HM}/C_{рез})^{0,5}$, а затем снова разряжается до нуля. В конце периода ток намагничивания должен быть равен $-I_{HM2}$, т. е. $I_{HM1} = -I_{HM2}$ (рис. 2б).

В конце интервала напряжение силовом транзисторе равно $U_{вх}$. Но на половине интервала 2 напряжение на силовом транзисторе достигает максимального значения

$$U_{сипмакс} = U_{вх} + I_{HM2} \sqrt{\frac{L_{HM}}{C_{рез}}}.$$

Интервал 3. Во время этого интервала открыты диоды VD1 и VD2, а силовой транзистор закрыт (рис. 2в). Напряжение на трансформаторе равно нулю, а ток намагничивания в конце интервала равен $-I_{HM2}$. На этом период переключений заканчивается. Поскольку схема работает в установившемся режиме, то ток $I_{HM1} = -I_{HM2}$. Проведя в (1) замену I_{HM2} на I_{HM1} , получим

$$I_{HM1} = -\frac{U_{вх} t_{и}}{2L_{HM}}. \quad (5)$$

Во течение этого интервала напряжение сток-исток остается равным $U_{вх}$. Нужно обратить внимание, что в конце периода пере-

ключений неравенство $I_{HM2} \neq I_{HM1}$ возможно, если

$$\pi \sqrt{L_{HM} C_{рез}} > T_{пер} - t_{и}.$$

В этом случае полный полупериод резонанса не будет закончен до начала следующего периода переключений. Следовательно, напряжение сток-исток силового транзистора VT1 будет превышать напряжение питания в начале каждого периода переключений. При таких условиях происходит увеличение потерь на переключение.

Формы напряжения сток-исток транзистора и тока намагничивания для всех интервалов показаны на рис. 3.

Работа преобразователя в переходных режимах

Перегрузки на силовом транзисторе VT1 и выходных диодах могут достаточно сильно изменяться в зависимости от типа применяемого в устройстве контроллера. Если параметры схемы далеки от оптимальных, Переходные режимы могут привести к выходу из строя либо силового транзистора, либо диодов на вторичной стороне преобразователя.

Рассмотрим работу схемы при использовании ШИМ контроллера с токовым управлением. Сначала источник питания работает на холостом ходу при повышенном напряжении сети. При набросе нагрузки (от минимальной нагрузки к максимальной) такое изменение вызывает мгновенный скачок коэффициента заполнения к максимальному значению. В свою очередь, это вызывает сильное увеличение тока намагничивания трансформатора, что может даже привести к его насыщению, если при его разработке не были учтены подобные переходные режимы. Напряжение резонансного размагничивания значительно превышает напряжение в установившемся режиме и может вызвать

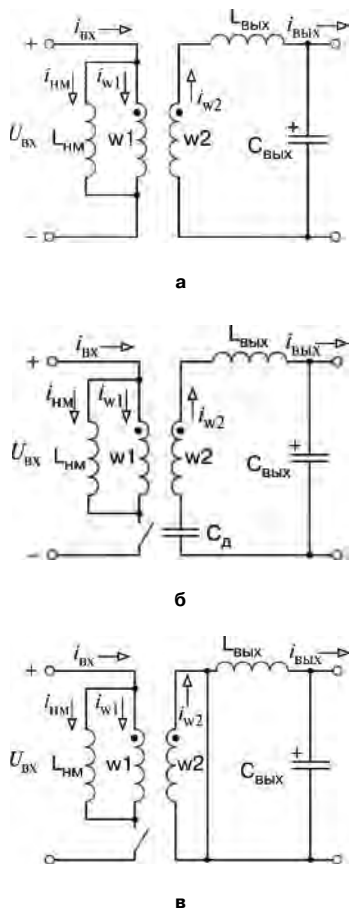


Рис. 2. Эквивалентные схемы преобразователя: а – интервал 1; б – интервал 2; в – интервал 3

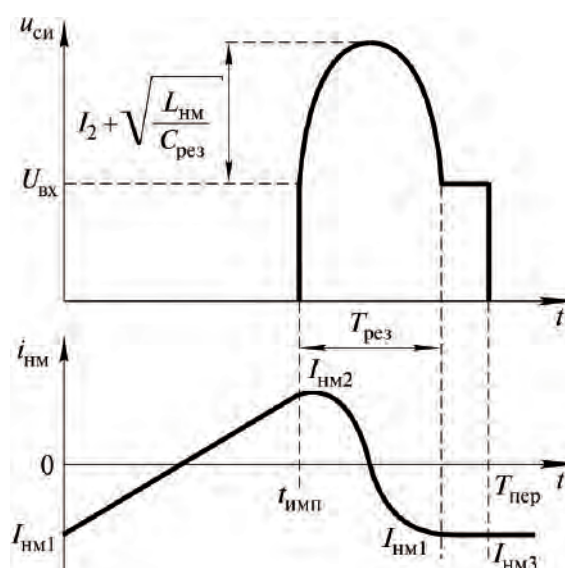


Рис. 3. Формы напряжения $U_{си}$ транзистора VT1 и тока намагничивания

выход из строя прямоходового диода или силового транзистора.

Для решения этой проблемы в схему вводится вольт-микросекундный ограничитель. Рассмотрим ШИМ- контроллер с токовым управлением с ограничением максимального коэффициента заполнения, который обратно пропорционален входному напряжению. Такая структура ограничивает максимальное перемещение магнитного потока по петле гистерезиса ($B-H$) трансформатора во время переходных режимов, что, в свою очередь, позволяет уменьшить габариты трансформатора. Перенапряжения на прямоходовом диоде и силовом транзисторе существенно снижаются, но все равно они больше, чем в установившемся режиме.

Теперь рассмотрим работу преобразователя такого типа при работе на крайне малую нагрузку при использовании выпрямительных диодов. При работе в таком режиме ток намагничивания близок к нулю, а коэффициент заполнения крайне мал. Если теперь произвести наброс нагрузки (от холостого хода к максимальной), коэффициент заполнения мгновенно возрастет до максимальной величины, допускаемой адаптивным ограничителем коэффициента заполнения. Перед изменением нагрузки ток намагничивания был равен нулю. Максимальное значение коэффициента заполнения во время переходного процесса при повышенном входном напряжении

$$D_{\max} = \frac{U_{\text{вх min}} D_{\max(\text{пер})}}{U_{\text{вх max}}},$$

где $U_{\text{вх min}}$ – минимальное входное напряжение;

$U_{\text{вх max}}$ – максимальное входное напряжение;

$D_{\max(\text{пер})}$ – максимальный коэффициент заполнения при минимальном входном напряжении, устанавливаемый адаптивным ограничителем коэффициента заполнения.

При возникновении переходного процесса при первом отпирании ключа ток намагничивания возрастает от нуля до величины

$$D_{\max} = \frac{U_{\text{вх min}} D_{\max(\text{пер})}}{L_{\text{нм}} f_{\text{пер}}},$$

где $L_{\text{нм}}$ – индуктивность намагничивания по первичной стороне;

$f_{\text{пер}}$ – частота переключений.

После запираания силового транзистора ток намагничивания меняет направление по синусоидальному закону, определяемому индуктивностью намагничивания $L_{\text{нм}}$ и резонансным конденсатором $C_{\text{рез}}$. Максимальное значение напряжения на силовом транзисторе в переходном режиме определяется как

$$U_{\text{си max(пер)}} = U_{\text{вх max}} + \frac{U_{\text{вх min}} D_{\max(\text{пер})}}{L_{\text{нм}} f_{\text{пер}}} \sqrt{\frac{L_{\text{нм}}}{C_{\text{рез}}}} \quad (6)$$

При работе в установившемся режиме при максимальном входном напряжении и полной нагрузке максимальное напряжение на силовом транзисторе

$$U_{\text{си max(пер)}} = U_{\text{вх max}} + \frac{U_{\text{вх min}} D_{\max(\text{ур})}}{2 L_{\text{нм}} f_{\text{пер}}} \sqrt{\frac{L_{\text{нм}}}{C_{\text{рез}}}} \quad (7)$$

где $D_{\max(\text{ур})}$ – коэффициент заполнения при полной нагрузке и минимальном входном напряжении.

На практике необходимо обеспечивать значение $D_{\max(\text{пер})}$, немного превышающее значение $D_{\max(\text{ур})}$. Кроме того, величина максимального обратного напряжения на диоде VD2 более чем вдвое превышает величину этого напряжения в установившемся режиме. При использовании контроллеров без вольт-микросекундного ограничения величина этого переходного напряжения может еще больше возрасти.

Если схема содержит синхронные выпрямители, ток дросселя не может стать разрывным, и токи намагничивания при малой и полной нагрузках практически одинаковы. При использовании ШИМ контроллеров с токовым управлением максимальные значения перенапряжений на силовом транзисторе и диоде VD2 на вторичной стороне приближаются к максимальным значениям этих величин при работе в установившемся режиме.

Свойства контроллеров с управлением по напряжению во многом сходны со свойствами ШИМ контроллеров с токовым управлением. Точно также наличие функции адаптивного вольт-микросекундного ограничения позволяет снизить перенапряжения на полупроводниковых компонентах. Часто такие преобразователи содержат функцию мягкого запуска за счет плавного линейного увеличения коэффициента заполнения, что позволяет управлять нарастанием энергии намагничивания и, таким образом, снизить перенапряжения.

Пример разработки преобразователя

Входное напряжение преобразователя 36–56 В. При этом обеспечивается гальванически развязанное выходное напряжение 4–18 В, управляемое внешним опорным сигналом. Максимальный выходной ток составляет 0,4 А, а частота переключений равна 500 кГц.

Структура прямоходового преобразователя с резонансным размагничиванием прекрасно подходит для данной разработки, поскольку позволяет максимизировать коэффициент заполнения. Это свойство крайне важно, если необходимо соответствующее регулирование выходного напряжения от повышенного уровня до 4 В. В противном случае минимальная длительность импульсов, обеспечиваемая контроллером, является ограничением, которое может вызвать проблемы. Синхронные выпрямители необходимо использовать для повышения КПД преобразователя и обеспечения возможности

контроллеру регулировать выходное напряжение до 4 В при малых нагрузках. Применение в схеме ШИМ контроллера с токовым управлением позволит обеспечить адаптивное вольт-микросекундное ограничение.

Схема модели преобразователя показана на рис. 4, а результат моделирования – напряжение сток-исток силового транзистора при напряжении питания 36 В, 48 В и 56 В – на рис. 5.

Адаптивное ограничение коэффициента заполнения

Поскольку преобразователь должен включаться и обеспечивать полную мощность при входном напряжении 36 В, напряжение включения преобразователя установлено на уровне 34,2 В. Эта величина

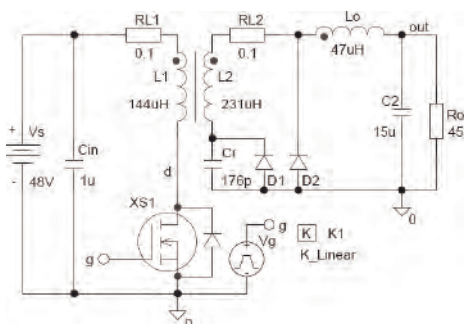


Рис. 4. Схема модели прямоходового преобразователя с резонансным размагничиванием

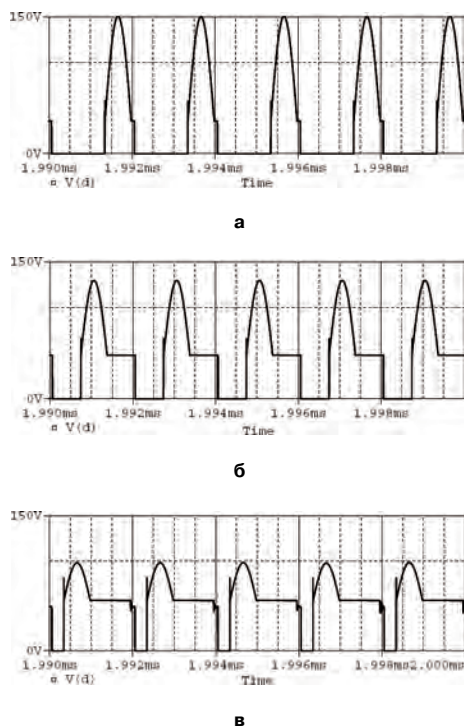


Рис. 5. Результаты моделирования: напряжение сток-исток силового транзистора при: $U_{вх} = 36 В$ (а); $U_{вх} = 48 В$ (б) и $U_{вх} = 56 В$ (в)

напряжения включения учитывает 5%-й запас для компенсации разброса параметров электронных компонентов. Максимальный коэффициент заполнения, соответствующий напряжению включения (устанавливаемый адаптивным ограничением коэффициента заполнения) равен 0,75. Такой подход позволяет оставить 25% времени включения, необходимого для размагничивания трансформатора, при минимальном рабочем напряжении преобразователя.

Выбор максимально допустимого напряжения МДП-транзистора

При наименьшем входном напряжении максимально возможное время размагничивания трансформатора определяется как

$$T_{разм} = \frac{1 - D_{max}}{f_{пер}}, \tag{8}$$

где $D_{max} = 0,75$; $f_{пер} = 500$ кГц. Эти величины позволяют обеспечить время размагничивания трансформатора 0,5 мкс. Для уменьшения потерь на переключение половина резонансного периода тока намагничивания должна закончиться согласно (4). Следовательно, $\pi(L_{нм} C_{рез})^{0,5} = 0,5 \cdot 10^{-6}$, а максимальная величина перенапряжения на силовом транзисторе в установившемся режиме, полученная подстановкой данных в (7), составит 208,6 В. Таким образом, для рассматриваемой схемы выбрано допустимое напряжение 250 В.

Разработка трансформатора

Отношение витков первичной и вторичной обмоток трансформатора определяется как

$$n \leq \frac{U_{вх\ min} D_{max}}{U_{вых}}. \tag{9}$$

Для изготовления трансформатора выбран ферритовый сердечник (материал 3F3) EFD15. Подставив данные в (9), получаем $n \leq 1,35$. Рассчитанные числа витков первичной ($w_1 = 30$) и вторичной ($w_2 = 24$) обмоток трансформатора дают отношение витков 1,25. Индуктивность намагничивания такого трансформатора при намотке на сердечник без воздушного зазора равна $702 \mu\text{Гн} \pm 25\%$. Отклонения величины индуктивности намагничивания могут вызвать отклонения величины собственной резонансной частоты трансформатора в пределах (-13,4% ... +11%), не говоря уже об отклонении величины полной емкости первичной обмотки в реальной схеме. Измеренная собственная резонансная частота изготовленного трансформатора равна 1 МГц.

Необходимо гарантировано обеспечить собственную резонансную частоту цепи резонансного размагничивания выше величины $f_{пер} / (1 - D_{max})$. Для этого в магнитный сердечник вводится не-

магнитный зазор, чтобы, во-первых, снизить измеренную собственную резонансную частоту трансформатора и, во-вторых, уменьшить изменения индуктивности намагничивания. Использование сердечника с зазором и 10%-м допуском на величину зазора обеспечивает индуктивность 144 мкГн.

Измеренная собственная резонансная частота трансформатора при использовании сердечника с зазором составила 4 МГц, а емкость трансформатора, рассчитанная из выражения для определения собственной резонансной частоты, составила 11 пФ. На основании имеющейся величины времени размагничивания максимальная допустимая величина первичной емкости составляет 176 пФ. Эта последняя величина допускает максимальную суммарную величину емкости силового ключа и приведенной к первичной стороне емкости диода VD1 165 пФ. Поскольку емкость МДП-транзистора определяется достаточно сложно, для определения необходимого времени размагничивания, необходимо собрать схему и подобрать величину емкости внешнего конденсатора, включенного параллельно МДП-транзистору VT2 в схеме синхронного выпрямителя. В источнике питания (рис. 3) величина емкости дополнительного конденсатора, включенного параллельно VT2, равна 100 пФ.

Выбор параметров дросселя и конденсатора выходного

Параметры дросселя и конденсатора выходного фильтра выбираются из условия оптимизации КПД и обеспечения заданного в техническом задании уровня пульсаций выходного напряжения.

Таким образом, выбраны следующие параметры выходного фильтра: $L_{\text{вых}} = 47$ мкГн, а емкость конденсатора является суммой емкостей трех параллельно включенных конденсаторов емкостью 4,7 мкФ с напряжением 25 В.

Силовой МДП-транзистор

В качестве силового транзистора (VT1) выбран МДП-транзистор фирмы Fairchild *FQD4N25* с допустимым напряжением сток-исток 250 В и малыми величинами паразитной емкости и сопротивления в открытом состоянии ($C_{\text{си}} = 35$ пФ, $R_{\text{ds(on)}} = 1,75$ Ом).

Кроме того, применение этого МДП-транзистора позволяет снизить потери на управление, проводимость и динамические.

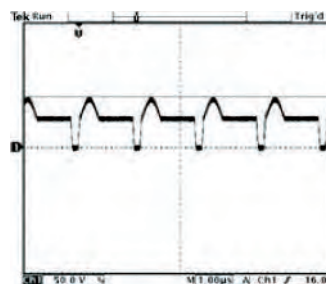
МДП-транзистор синхронного выпрямителя

Максимальное перенапряжение на МДП-транзисторе синхронного выпрямителя определяется выражением

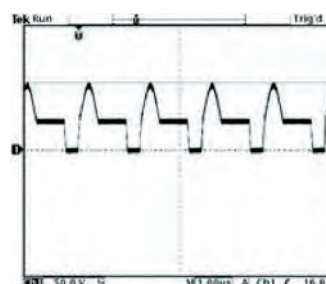
$$U_{\text{VT2(max)}} = \frac{U_{\text{вхmin}}}{2n_d} \cdot \frac{\pi D_{\text{max}}}{1 - D_{\text{max}}}, \quad (10)$$

где n_d – действительное отношение витков обмоток трансформатора (w_1/w_2).

Для рассматриваемого преобразователя $n_d = 1,25$, а расчетная величина максимального перенапряжения составляет 122 В. Таким образом, необходимо выбрать МДП-транзистор с допустимым напряжением $U_{\text{си}} = 150$ В. Максимальное перенапряжение на свободно проводящем МДП-транзисторе определяется соотношением

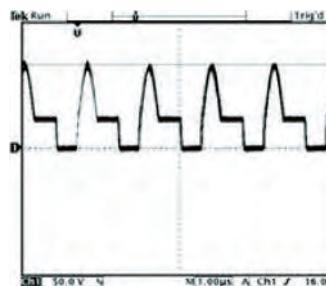


а

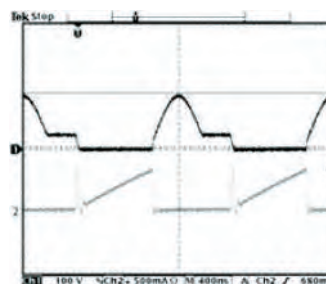


б

Рис. 6. Напряжение сток-исток транзистора VT1: при $U_{\text{вх}} = 48$ В и $U_{\text{вых}} = 4$ В (а); $U_{\text{вых}} = 8$ В (б)



а



б

Рис. 7. Напряжение сток-исток транзистора VT1 при $U_{\text{вх}} = 48$ В и $U_{\text{вых}} = 12$ В (а); $U_{\text{вых}} = 18$ В (б)



Рис. 8. Напряжение сток-исток транзистора VT1 при $U_{\text{вых}} = 18 \text{ В}$ и $U_{\text{вх}} = 36 \text{ В}$ (а); $U_{\text{вх}} = 56 \text{ В}$ (б)

$$U_{\text{VT3(max)}} = \frac{U_{\text{вх max}}}{n_{\text{д}}}, \quad (11)$$

где $n_{\text{д}} = 1,25$; $U_{\text{вх max}} = 56 \text{ В}$.

Расчетное значение максимального перенапряжения на свободно проводящем транзисторе составляет 44,8 В. Таким образом, необходимо выбирать МПД-транзистор с допустимым напряжением сток-исток 60 В (схема управления и драйверы МПД-транзисторов синхронного выпрямителя показаны на схеме, но их описание в статье приведено не будет).

Результаты экспериментальных исследований

Напряжения сток-исток силового транзистора (VT1) (рис. 1б) при различных входных и выходных напряжениях и токе нагрузки 400 мА показаны на рис. 6, 7 и 8. Из рисунков хорошо видно, что напряжение резонансного размагничивания не изменяется при изменении входного напряжения, но прямо пропорционально выходному напряжению. Максимальное значение напряжения сток-исток силового транзистора равно сумме входного напряжения и напряжения резонансного размагничивания.

Заключение

Прямоходовые преобразователи с резонансным размагничиванием сердечника трансформатора

достаточно хорошо подходят для использования в преобразователях постоянного напряжения при широком диапазоне входных напряжений и изменяющемся в широких пределах выходном напряжении. При разработке преобразователей с резонансным размагничиванием необходимо минимизировать перенапряжения на полупроводниковых компонентах. Использование синхронного выпрямления позволяет уменьшить перенапряжения на полупроводниковых компонентах схемы в переходных режимах. Для обеспечения оптимальных рабочих характеристик преобразователя необходим выбор соответствующего контроллера схемы управления.

Литература

1. 3F3 Specifications. – Ferroxcube, 2008.
2. FQD4N25/ FQU4N25. Data Sheet. – Fairchild Semiconductor.
3. Application note 3983: www.maxim-ic.com/an3983, March, 2007.

Герасимов Александр Алексеевич, начальник отдела перспективных разработок ЗАО "ММП-Ирбис", тел.: 8(495) 987-10-16, e-mail: agerasimov@mmp-irbis.ru;

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

В. А. Жигачев, С. М. Коротков, В. В. Макаров, С. В. Тараканов

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ В РЕЖИМЕ ШИМ С УПРАВЛЯЕМЫМ ВЫХОДНЫМ ВЫПРЯМИТЕЛЕМ С ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ ПРИ НУЛЕ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

V.A. Zhigachev, S. M. Korotkov,
V. V. Makarov, S. V. Tarakanov

Zero Voltage Zero Current Switching DC-DC PWM Converter
With Controlled Output Rectifier

В статье рассмотрен мостовой преобразователь постоянного напряжения с активным выходным выпрямителем, управляемый сдвинутыми по фазе сигналами ШИМ. Включение при нуле напряжения и отключение при нуле тока силовых ключей мостового коммутатора обеспечивается во всем диапазоне изменения нагрузки – от холостого хода до короткого замыкания – за счет использования специального ограничителя на вторичной стороне преобразователя и модифицированного способа ШИМ. Кроме того, за счет применения на вторичной стороне преобразователя ограничителя для рекуперации энергии обеспечивается включение при нуле напряжения и отключение при нуле тока (ПННТ) транзистора выпрямителя. Рассмотрен принцип действия преобразователя, приведены результаты анализа работы и моделирования преобразователя.

Ключевые слова: преобразователь постоянного напряжения, мостовой преобразователь, переключение при нуле напряжения, переключение при нуле тока, резонансный режим, управляемый выпрямитель

The paper presents full-bridge DC-DC converter with controlled output rectifier. The converter is controlled by phase-shifted PWM signals. Zero-voltage turn-on and zero-voltage turn-off of all power switches of the full bridge stage are achieved for the full load range – from no-load to short circuit due to use of special energy recovery clamp on the secondary side and modified PWM strategy. Moreover, the secondary energy recovery clamp allows to provide zero-voltage turn-on and zero-current turn-off (ZVZCS) of the rectifier transistor. Operating principle of the full-bridge converter is explained as well as the results of analysis and simulation are presented.

Key words: DC-DC converter, full-bridge converter, zero-voltage switching, zero-current-switching, resonant mode, controlled rectifier

Преобразователи в режиме ШИМ с мягким переключением хорошо подходят для использования при высоких напряжениях и больших мощностях, когда в качестве силовых ключей преимущественно используются IGB-транзисторы.

Традиционные преобразователи, управляемые сигналами ШИМ, смещенными по фазе, достаточно широко используются в большом количестве устройств, поскольку их структура позволяет обеспечить переключение силовых ключей при нуле напряжения, за счет использования паразитных параметров, например индуктивности рассеяния силового трансформатора и паразитных емкостей переходов силовых транзисторов.

Однако, вследствие управления сдвинутыми по фазе сигналами ШИМ, такие преобразователи имеют недостаток, состоящий в том, что циркулирующие токи протекают через силовой трансформатор и силовые ключи во время интервала свободной проводимости.

Циркулирующий ток представляет собой сумму выходного тока, приведенного к первичной стороне, и тока намагничивания трансформатора. Из-за наличия этого тока действующие значения токов перегрузки через силовые ключи и трансформатор больше, по сравнению с традиционными мостовыми преобразователями в режиме ШИМ с жестким

переключением. Для обеспечения мягкого переключения и снижения величины циркулирующего тока применяются различного вида демпфирующие устройства (снабберы), дополнительные схемы и/или ограничители, устанавливаемые, в основном, на вторичной стороне силового трансформатора [1–3].

Первый способ уменьшения величины циркулирующего тока – это использование обратного смещения выходного выпрямителя, когда напряжение на вторичной обмотке трансформатора на интервале свободной проводимости становится равным нулю. Выходной выпрямитель (VD5, VD6) смещается в обратном направлении, и вторичные обмотки трансформатора отключаются (рис. 1).

Таким образом, токи как в первичной, так и во вторичной обмотках становятся равными нулю. Во время интервала свободной проводимости циркулирует только небольшой по величине ток намагничивания (рис. 2), и, таким образом, действующее значение тока через трансформатор и силовые ключи существенно снижается.

Вследствие снижения величины циркулирующего тока в преобразователе практически обеспечивается переключение при нуле тока (ПНТ) правой транзисторной стойки (VT3–VT4). Когда переключается левая транзисторная стойка

(VT1–VT2), в ней обеспечивается переключение при нуле напряжения (ПНН) за счет выходного тока, приведенного к первичной стороне ($I_{w1} = I_{\text{вых}}/n$, где $n = w_1/w_2$, w_1 и w_2 – числа витков первичной и вторичной обмоток трансформатора соответственно).

Второй способ снижения величины циркулирующих токов в преобразователе состоит в применении управляемого выходного выпрямителя (рис. 3) [4]. Временные диаграммы, поясняющие работу схемы, приведены на рис. 4. Потери на отключение снижаются за счет включения в схему недиссипативных снабберов (конденсаторы C1–C4). Уменьшение потерь на включение обеспечивается за счет использования индуктивности рассеяния силового трансформатора.

В рассмотренных преобразователях силовые ключи мостового коммутатора работают в режиме ПНН либо в одной стойке (рис. 1), либо в обеих стойках (рис. 3).

Однако оптимальным для IGB-транзисторов является включение при нуле напряжения и отклю-

чение при нуле тока для исключения влияния шлейфа тока, оказывающего существенное влияние на величину потерь на отключение IGB-транзистора.

Силовая часть преобразователя

Для исключения рассмотренных выше проблем предлагается использовать структуру преобразователя, показанную на рис. 5. Силовая часть преобразователя состоит из высокочастотного мостового коммутатора, силового трансформатора, выходного выпрямителя, силового ключа на вторичной стороне и выходного фильтра.

Основная часть преобразователя включает в себя мостовой преобразователь, работающий на повышенной частоте (VT1, VD1 – VT4, VD4). В качестве силовых ключей использованы, быстродействующие IGB-транзисторы (*Ultrafast IGBT*). Вторичная обмотка силового понижающего высокочастотного трансформатора TV через диоды VD5, VD6 и силовой ключ VT5 соединяется с выходным фильтром, состоящим из дросселя $L_{\text{вых}}$ и конденсатора $C_{\text{вых}}$.

Управление преобразователем осуществляется в режиме модернизированной широтно-импульсной модуляции (рис. 6), что позволяет обеспечить включение при нуле напряжения и отключение при нуле тока силовых транзисторов VT1–VT4.

Полупроводниковый ключ VT5 на вторичной стороне преобразователя необходим для обеспечения обнуления тока на вторичной, а следовательно,

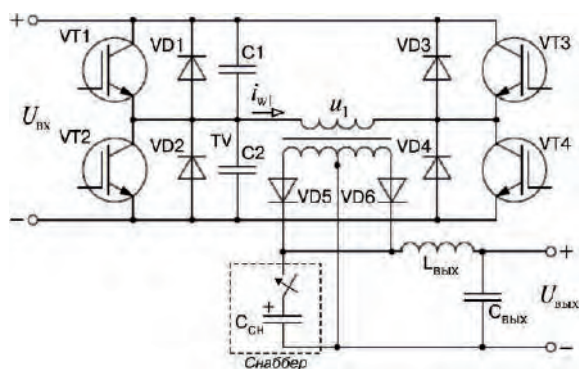


Рис. 1. Структура преобразователя с переключением при нуле тока и напряжения

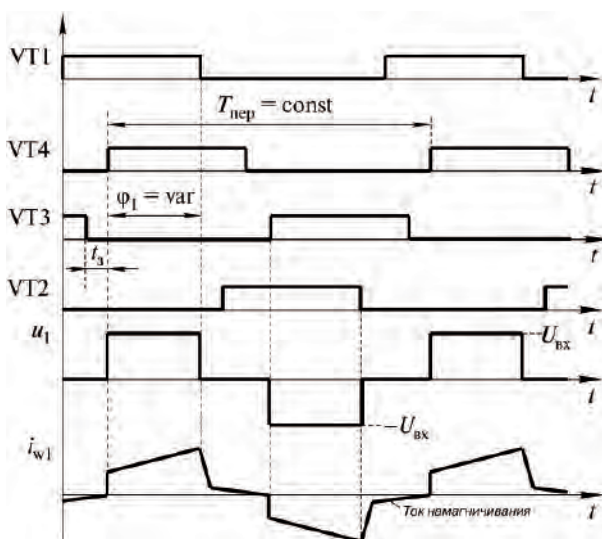


Рис. 2. Временные диаграммы, поясняющие работу преобразователя в режиме ПННТ

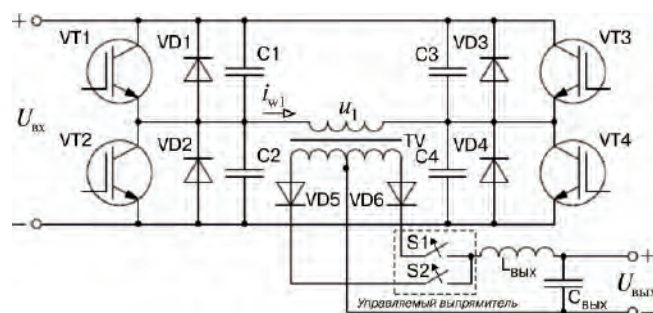


Рис. 3. Структура преобразователя в режиме ПНН

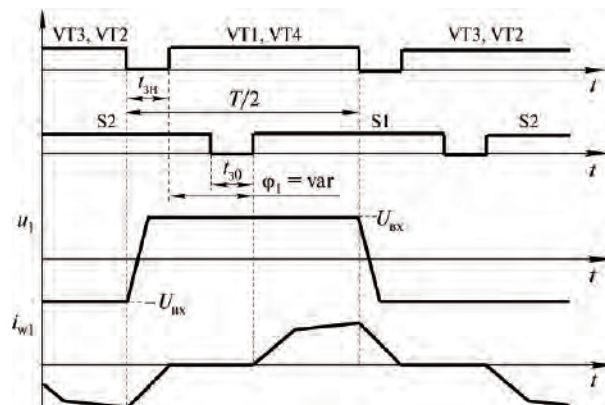


Рис. 4. Временные диаграммы, поясняющие работу преобразователя в режиме ПНН

и на первичной стороне. Транзистор VT5 работает с удвоенной частотой переключений. При запираии транзистора VT5 энергия, накопленная в индуктивности рассеяния фиксируется диодом VD_{орп1} и конденсатором C_{орп}, а затем через диод VD_{орп2} и

дроссель L_{орп} передается в нагрузку. Использование недиссипативного снаббера при отключении для снижения потерь на отключение позволяет повысить общий КПД преобразователя.

Дополнительный ограничитель для рекуперации энергии достаточно прост и состоит из всего из нескольких компонентов, что не дает существенного удорожания преобразователя.

Принцип действия

Весь цикл работы преобразователя с мягким переключением можно разбить на девять рабочих режимов (интервалов) на каждой половине периода переключений. Диаграммы переключений и временные диаграммы, поясняющие работу схемы (рис. 5) показаны на рис. 6.

Анализ проведен в предположении, что все компоненты преобразователя идеальны. При этом в анализ схемы не включен снаббер, позволяющий снизить потери на отключение силового ключа на вторичной стороне (VT5).

Интервал (t₀–t₁). В момент времени t₀ транзисторы VT1, VT4 и VT5 открываются. Через диоды VD1 и VD2 протекает только ток первичной обмотки (ток намагничивания), и, следовательно, транзисторы VT1 и VT4 отпираются при нуле напряжения.

Коллекторный ток транзистора VT5 начинает протекать по контуру VT5–C_{орп}–VD_{орп2}–L_{орп}–L_{ввых}–C_{ввых}, и конденсатор C_{орп} разряжается. Таким образом, коллекторный ток резонансно нарастает частоте резонанса ω_{р1}, изменяющейся во всем диапазоне нагрузки от холостого хода до короткого замыкания:

$$\sqrt{(L_{\text{ввых}} + L_{\text{орп}}) \frac{C_{\text{орп}} C_{\text{ввых}}}{C_{\text{орп}} + C_{\text{ввых}}}} \leq \omega_{\text{р1}} \leq \sqrt{(L_{\text{ввых}} + L_{\text{орп}}) C_{\text{орп}}} \quad (1)$$

Интервал (t₁–t₂). Индуктивность рассеяния трансформатора, приведенная к первичной стороне, ограничивает линейное нарастание тока первичной обмотки i_{w1} наклоном U_{вх}/L_{w1}, а напряжение на вторичной обмотке u₂ равно нулю в результате протекания тока через свободно проводящий диод VD_{ввых} и диод VD5.

Разряд ограничительного конденсатора C_{орп} при отпирании транзистора VT5 вызывает бросок тока i_{L-ввых}, максимум которого ограничивается величиной тока, протекающего через сглаживающий дроссель.

Интервал (t₂–t₃). В момент времени t₂ ток диода VD_{ввых} уменьшается до нуля, и диод запирается. В момент времени t₃ напряжение на конденсаторе C_{орп} уменьшается до нуля, и ток конденсатора C_{орп} переключается на ограничительный диод VD_{орп1}.

Интервал (t₃–t₄). Транзисторы VT1 и VT4 открыты, и энергия передается от источника питания в нагрузку через силовой трансформатор TV, диод VD5 и сглаживающий дроссель L_{ввых}, а также от индуктивности L_{орп} в контуре L_{орп}–L_{ввых}–C_{ввых}–VD_{орп1}–VD_{орп2}.

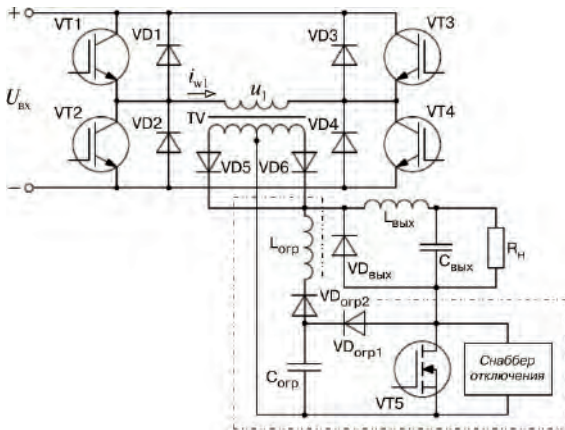


Рис. 5. Структура преобразователя постоянного напряжения с переключением в РННТ в режиме ШИМ

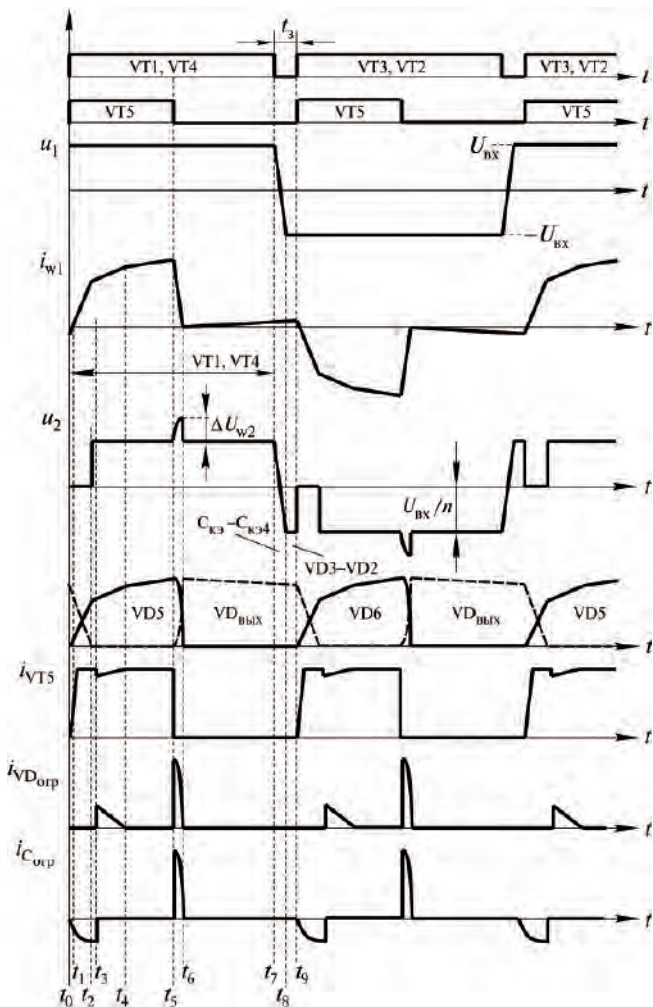


Рис. 6. Временные диаграммы, поясняющие работу преобразователя (рис. 5)

Таким образом, ток через сглаживающий дроссель равен сумме тока вторичной обмотки и тока через дроссель $L_{орп}$

$$i_{\text{ВЫХ}} = i_{w2} + i_{L_{орп}}. \quad (2)$$

Интервал (t_4-t_5). Ток первичной обмотки трансформатора нарастает с наклоном

$$\Delta i_L = \frac{0,3I_{\text{ВХ}}}{\eta} = 0,3I'_{\text{ВХ}}, \quad (3)$$

где $n = w_1/w_2$ – отношение числа витков первичной и вторичной обмоток силового трансформатора;

L_m – индуктивность намагничивания силового трансформатора TV.

Интервал (t_5-t_6). В момент времени t_5 транзистор VT5, находящийся на вторичной стороне, запирается. При этом ток начинает протекать через диод VD_{орп} и заряжать конденсатор C_{орп}. Временем изменения пути протекания тока можно пренебречь, поскольку паразитная индуктивность проводов входит в состав контура VT5–VD_{орп1}–C_{орп}. После этого происходит изменение пути протекания тока между диодами VD_{орп1}, VD_{орп2} и свободно проводящим диодом VD_{ВЫХ}. Поскольку в контур протекания тока входит относительно большая по величине индуктивность рассеяния трансформатора, этот процесс протекает достаточно медленно.

В этом контуре происходит резонанс, при этом, нарастание тока зависит от резонансной частоты ω_{p2} :

– при $R_H = \infty$:

$$\omega_{p2} = \sqrt{(L_{\text{ВЫХ}} + L_s) \frac{C_{\text{ВЫХ}} C_{\text{орп}}}{C_{\text{ВЫХ}} + C_{\text{орп}}}}; \quad (4)$$

– при $R_H = 0$:

$$\omega_{p2} = \sqrt{(L_{\text{ВЫХ}} + L_s) C_{\text{орп}}}, \quad (5)$$

где L_s – индуктивность рассеяния трансформатора, приведенная к вторичной обмотке.

В это время энергия, накопленная в индуктивности рассеяния, передается с ограничительный конденсатор C_{орп}, и, вследствие этого, на вторичной обмотке трансформатора возникает перенапряжение ΔU_{w2} , величина которого может быть рассчитана из следующего выражения (пульсациями выходного тока пренебрегаем)

$$\frac{L_s I_{\text{ВЫХ}}^2}{2} = \frac{C_{\text{орп}} U_{C_{\text{орп}}}^2}{2}, \quad (6)$$

где $U_{C_{\text{орп}}}$ – максимальное напряжение на ограничительном конденсаторе.

Таким образом,

$$\Delta U_{w2} = U_{C_{\text{орп}}} - \frac{U_{\text{ВХ}}}{n}. \quad (7)$$

Интервал (t_6-t_7). По первичной обмотке трансформатора TV протекает только небольшой по вели-

чине ток намагничивания. Выходной ток протекает через выходной свободно проводящий диод VD_{ВЫХ}.

Интервал (t_7-t_8). В течение этого промежутка времени транзисторы VT1 и VT4 запираются при нуле тока. При запираиии через транзисторы VT1 и VT4 протекает малый по величине ток намагничивания i_m . Этим током намагничивания заряжаются и разряжаются внутренние выходные емкости C_{кэ1}–C_{кэ4} IGB-транзисторов VT1 и VT4 соответственно.

Минимальное время запаздывания t_3 транзисторов в одной стойке определяется как

$$t_{3\text{min}} \geq t_{\text{рек}}, \quad (8)$$

где $t_{\text{рек}}$ – время рекомбинации неосновных носителей IGB-транзисторов, возникающее в результате накопления зарядов, которые не устраняются во время процесса запираия.

При учете заряда и разряда емкостей C_{кэ1}–C_{кэ4} током намагничивания минимальное время запаздывания будет определяться как

$$t_{3\text{min}} \geq \frac{4C_{\text{кэ}} U_{\text{ВХ}}}{I_{\text{max}}}, \quad (9)$$

где C_{кэ} – величина внутренней выходной емкости IGB-транзистора.

Таким образом, в конце этого интервала повторяется ситуация первого интервала для транзисторов VT3 и VT2, которые отпираются при нуле напряжения в то время, когда проводят диоды (в момент времени t_9).

Интервал (t_8-t_9). В момент времени t_8 диоды VD3 и VD2 начинают проводить ток первичной обмотки, и, таким образом, создаются условия для включения транзисторов VT3 и VT2 при нуле напряжения.

Результаты моделирования

Для проверки теоретических результатов анализа преобразователя, в программе OrCAD создана модель схемы преобразователя.

Моделирование проведено при следующих исходных данных:

- входное напряжение: 320 В;
- отношение витков: $n = 6,5$;
- индуктивность намагничивания: $L_m = 800$ мкГн;
- индуктивность рассеяния, приведенная к первичной обмотке: $L_s = 5$ мкГн;
- частота переключений: $f_{\text{пер}} = 100$ кГц.

Параметры схемы ограничителя:

- емкость ограничительного конденсатора: $C_{\text{орп}} = 220$ нФ;
- индуктивность дросселя ограничителя: $L_{\text{орп}} = 1$ мкГн.

Все результаты получены при условии работы преобразователя на резистивную нагрузку. Схема модели преобразователя показана на рис. 7.

Напряжение коллектор-эмиттер транзистора VT2 и суммарный ток через ключ ($i_{k2} + i_{VD2}$) в процессе включения и отключения показаны на рис. 8. Силовой ключ (включающий в себя транзистор VT2

и диод VD2) включается при нуле напряжения, поскольку в момент включения транзистора VT2 проводит диод VD2. Кроме того, скорость нарастания коллекторного тока ограничена индуктивностью рассеяния L_{s1} трансформатора.

Из рис. 8 видно, что потери на отключение транзистора VT2 пренебрежимо малы, так как в момент отключения транзистор проводит только неболь-

шой по величине ток намагничивания (около 1 А).

Напряжение (u_{w1}) и ток (i_{w1}) первичной обмотки трансформатора TV при токе нагрузки 100 А (нижний график) показаны на рис. 9 для сравнения с напряжением и током силового ключа (VT2–VD2) – верхний график. Из рис. 9 хорошо видно, что через первичную обмотку циркулирующий ток не протекает.

После запираания транзистора VT4 через первичную обмотку силового трансформатора протекает только небольшой по величине ток намагничивания. Максимальная величина этого тока приблизительно равна 1 А. В зависимости от времени задержки t_3 такой величины достаточно для заряда, либо разряда, внутренних выходных емкостей IGB-транзисторов VT1–VT4 и, таким

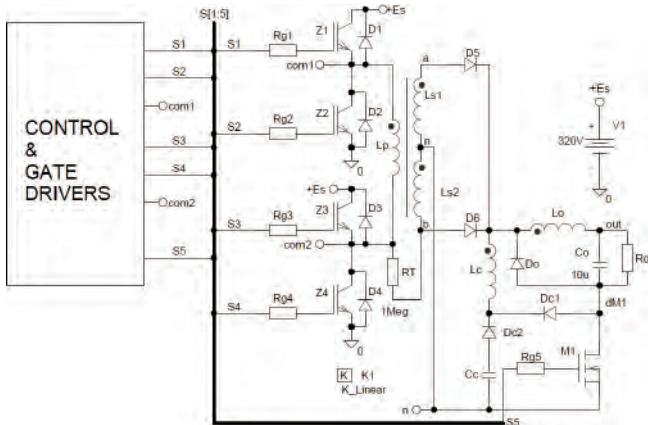


Рис. 7. Схема модели преобразователя

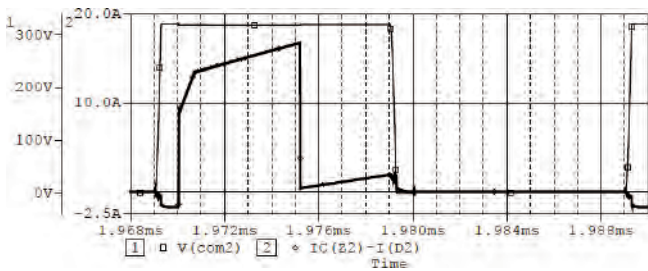


Рис. 8. Напряжение коллектор-эмиттер транзистора VT2 и суммарный ток через ключ ($i_{k2} + i_{VD2}$) (нижний график)

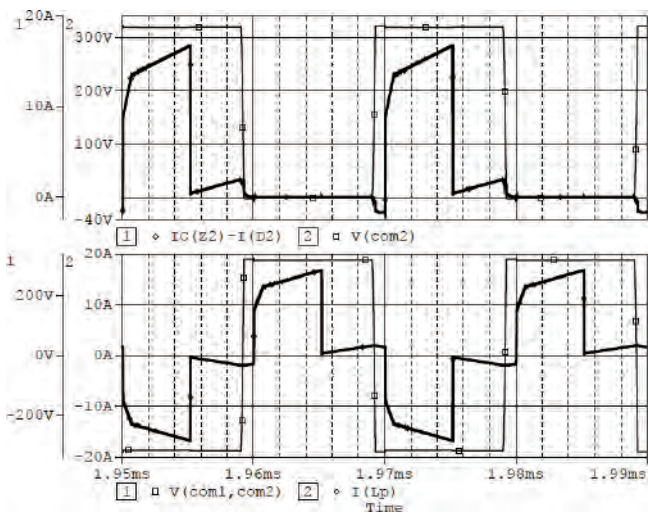


Рис. 9. Напряжение коллектор-эмиттер транзистора VT2 и суммарный ток через ключ ($i_{k2} + i_{VD2}$) (верхний график) и напряжение (u_{w1}) и ток (i_{w1}) первичной обмотки трансформатора

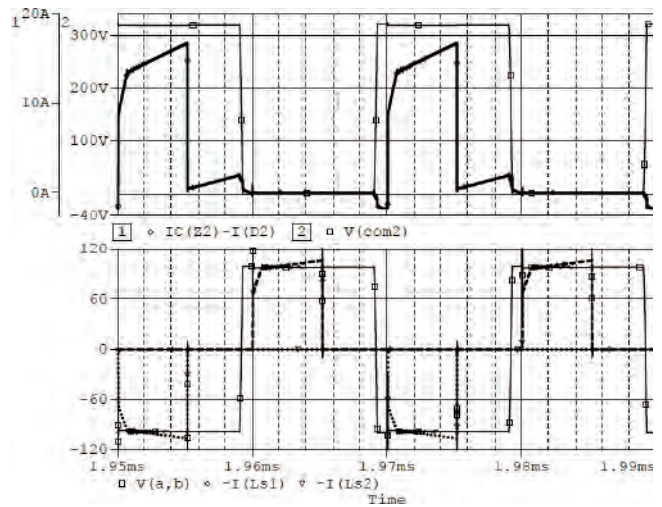


Рис. 10. Напряжение коллектор-эмиттер транзистора VT2 и суммарный ток через ключ ($i_{k2} + i_{VD2}$) (верхний график) и напряжение (u_{w1}) и ток (i_{w1}) вторичной обмотки трансформатора (нижний график)

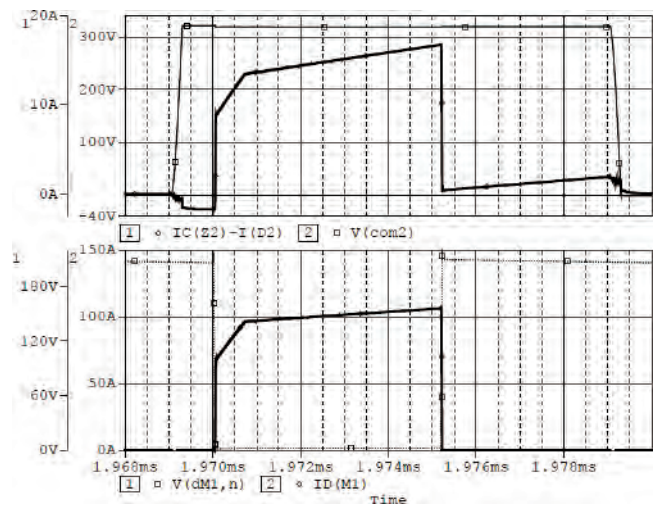


Рис. 11. Напряжение коллектор-эмиттер транзистора VT2 и суммарный ток через ключ ($i_{k2} + i_{VD2}$) (верхний график) и напряжение сток-исток и ток стока транзистора VT5 (нижний график)

образом, обеспечения включения при нуле напряжения.

Напряжение и ток вторичной обмотки силового трансформатора VT показаны на рис. 10.

Напряжение сток-исток и ток стока транзистора VT5 на вторичной стороне преобразователя (нижний график) показаны на рис. 11. Транзистор VT5 включается при нуле тока, за счет влияния индуктивности рассеяния трансформатора, приведенной к вторичной стороне (L_{s2}), и индуктивности ограничителя $L_{огр}$.

Из рис. 11 видно, что потери на отключение снижаются за счет ограничительного конденсатора $C_{огр}$, действующего, как недиссипативный снаббер.

Во время переключения между диодом на вторичной стороне, выходным свободно проводящим выходным диодом ($V_{Dвых}$) и ключом на вторичной стороне (VT5) напряжение вторичной обмотки и, соответственно, выпрямленное напряжение вторичной обмотки равны нулю. В момент отключения ключа VT5 напряжения на вторичной обмотке и выпрямленное возрастают за счет энергии, накопленной в индуктивности рассеяния. Перенапряжение может быть снижено до приемлемой величины за счет правильного выбора конденсатора и дросселя ограничителя.

Выводы

Использование на вторичной стороне мостового преобразователя постоянного напряжения схемы ограничителя совместно с модифицированным режимом ШИМ позволило обеспечить мягкое переключение и снизить величины циркулирующих токов во всем диапазоне изменения нагрузки.

При правильном выборе параметров схемы имеется возможность использовать ток намагничивания силового трансформатора для заряда или разряда выходных емкостей IGB-транзисторов и, таким образом, обеспечить включение их при нуле напряжения.

Если величина тока намагничивания во время паузы недостаточна для заряда или разряда выходных емкостей IGB-транзисторов, возможно, по крайней мере, включение при нуле тока за счет индуктивности рассеяния выходного трансформатора.

Все IGB-транзисторы выключаются при практически нулевом токе, поскольку при отключении по ним протекает только крайне небольшой по величине ток намагничивания силового трансформатора.

Основная функция схемы рекуперации энергии на вторичной стороне преобразователя состоит в передаче

энергии индуктивности рассеяния в нагрузку при запитании силового ключа на вторичной стороне. Кроме того, для ключа на вторичной стороне при этом обеспечивается включение при нуле тока и отключение при нуле напряжения.

Поскольку эта функция не полностью эффективна при непрерывном токе дросселя схемы рекуперации, для улучшения процесса отключения транзистора на вторичной стороне желательно применять дополнительный снаббер отключения.

Все IGB-транзисторы мостового коммутатора переключаются практически в идеальных условиях – включаются при нуле напряжения и отключаются при нуле тока. В этом состоит основное достоинство рассмотренного преобразователя.

Мягкое переключение транзистора на вторичной стороне преобразователя и передача энергии, накопленной в индуктивности рассеяния силового трансформатора, в нагрузку обеспечивается схемой рекуперации энергии, содержащей только недиссипативные компоненты.

Литература

1. *Chen W., Ruan, X., Zhang R.* A Novel Zero-Voltage Switching PWM Full Bridge Converter. – IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 23, No. 2, March 2008, pp. 793–801.
2. *Jang Y., Jovanovic M., Chang Y. M.* A new ZVS-PWM Full Bridge Converter. – IEEE Trans on Power Electronics, Vol. 18, No. 5, Sept. 2003, pp. 1122–1129.
3. *Xinke Wu, Xiaogao Xie, Chen Zhao, Zhaomin Quan, Rongxiang Zhao.* Low Voltage and Current Stress ZVZCS Full Bridge DCDC Converter Using Center Tapped Rectifier Reset. – IEEE Transactions on Industrial Electronics, Volume 55, Issue 3, 2008, pp. 1470–1477.
4. *Masakazu M.* A novel quasi-resonant DC-DC converter using phase-shift modulation in secondary side of high-frequency transformer. – IEEE PESC record, 1996, pp. 670–675.

Жигачев Василий Андреевич, ведущий специалист ЗАО "ММП-Ирбис", тел. +7(495) 987-10-16;

Коротков Сергей Михайлович, к.т.н., руководитель группы ЗАО "ММП-Ирбис", тел. +7(495) 987-10-16;

Макаров Вячеслав Владимирович, начальник отдела ЗАО "ММП-Ирбис", тел. +7(495) 987-10-16;

Тараканов Сергей Васильевич, начальник отдела УРЭКБ, тел. +7(495) 696316353.

В. В. Крючков, Ю. Г. Следков

РАЗРАБОТКА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ СТРУКТУРЫ SEPIC

V. V. Kryuchkov,
U. G. Sledkov

Design Of DC-DC Converter Based On
SEPIC Topology

Преобразователь постоянного напряжения с несимметрично нагруженной первичной индуктивностью (SEPIC – Single Ended Primary Inductance Converter) представляет собой структуру, которая позволяет обеспечить положительное регулируемое выходное напряжение при входном напряжении как большем, так и меньшем выходного. Такая структура преобразователя особенно полезна, если в распоряжении разработчика имеется входное напряжение (например, 12 В) от нерегулируемого источника питания, например, недорого сетевого адаптера. К сожалению, принцип действия структуры SEPIC иногда труден для понимания. Кроме того, для ее реализации необходимы два дросселя, что приводит к увеличению габаритов печатной платы преобразователя. В настоящее время от некоторых производителей магнитных компонентов в продажу стали поступать готовые магнитно связанные дроссели в одном корпусе, цена которых незначительно превышает цену одного дросселя в корпусе. Применение магнитно связанного дросселя позволяет не только уменьшить габариты печатной платы преобразователя, но и обеспечить пульсации тока дросселя при половине величины индуктивности, необходимой для обеспечения тех же пульсаций в преобразователе SEPIC при использовании двух отдельных дросселей. В статье рассмотрен процесс разработки преобразователя на основе структуры SEPIC при использовании магнитно связанного дросселя.

Ключевые слова: преобразователь постоянного напряжения, структура SEPIC, магнитно-связанный дроссель

Single Ended Primary Inductance Converter (SEPIC) is a topology that allows to provide positive output voltage when the input voltage either higher or lower the input voltage. Such converter structure is mostly useful, when a designer uses input voltages (e. g. 12 V) from unregulated input power source, such as low-cost wall-warp. Unfortunately SEPIC topology operating principle is sometimes difficult to understand. Moreover, its implementation needs two inductors, that makes converter's PCB surface larger. At present time several magnetic components manufacturers began selling off-the-shelf coupled inductors in a single package at a price that only slightly higher compared to a price of a single inductor. Implementation of a coupled inductor allows not only to reduce the size of PCB surface, but also to provide the same inductor current ripples with half value of the inductance, needed to provide these current ripples with two separate inductors. The paper describes the design procedure of the converter based on SEPIC topology with coupled inductor.

Key words: DC-DC converter, SEPIC structure, coupled inductor

Принцип действия преобразователя

Упрощенная структура преобразователя SEPIC показана на рис. 1. Она включает в себя входной конденсатор $C_{вх}$, выходной конденсатор $C_{вых}$, магнитно связанные дроссели L1 и L2, развязывающий конденсатор по переменному току C_p , силовой МДП-транзистор VT1 и диод VD1. Эквивалентные схемы преобразователя SEPIC при работе в режиме непрерывных токов (РНТ) приведены на рис. 2.

Для рассмотрения форм напряжений в различных узлах схемы необходимо провести анализ работы схемы по постоянному напряжению, когда транзистор VT1 закрыт и не переключается. В установившемся режиме работы в РНТ при использо-

вании режима широтно-импульсной модуляции (ШИМ), пренебрегая пульсациями напряжения, конденсатор C_p заряжается до величины входного

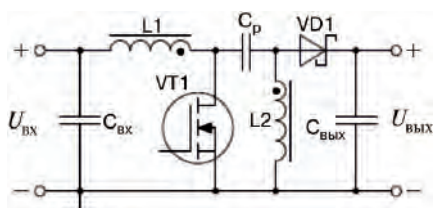


Рис. 1. Упрощенная структура преобразователя SEPIC

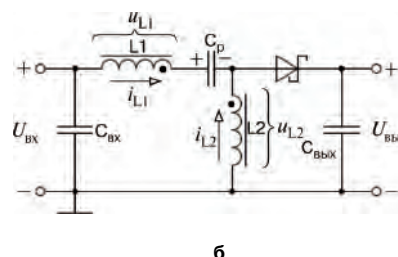
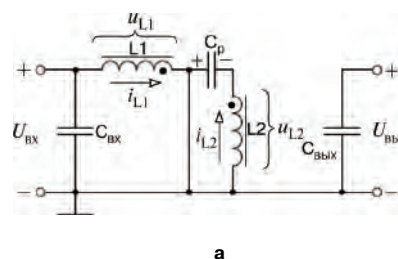


Рис. 2. Эквивалентные схемы преобразователя SEPIC: а – VT1 открыт; б - VT1 закрыт

напряжения $U_{ВХ}$. Зная это, можно легко изобразить напряжения на компонентах преобразователя (рис. 3).

Когда транзистор VT1 закрыт, напряжение на дросселе L1 должно быть равно $U_{ВЫХ}$. Поскольку конденсатор $C_{ВХ}$ заряжен до величины $U_{ВХ}$, напряжение на закрытом транзисторе VT1 должно быть равно $U_{СИ} = U_{ВХ} + U_{ВЫХ}$ в силу того, что напряжение на дросселе L1 равно $U_{ВЫХ}$. Когда транзистор VT1 открыт, конденсатор C_p , заряженный до напряжения $U_{ВХ}$, подсоединяется параллельно дросселю L2, и напряжение, приложенное к нему равно $-U_{ВХ}$.

Токи, протекающие в схеме, показаны на рис. 4. Когда транзистор VT1 открыт, происходит накопление энергии в дросселе L1 от входного источника, а в дросселе L2 – от конденсатора C_p . Когда транзистор VT1 закрывается, ток дросселя L1 продолжает протекать через конденсатор C_p и диод VD1 в конденсатор $C_{ВЫХ}$ и нагрузку. Оба конденсатора C_p и $C_{ВЫХ}$ перезаряжаются, чтобы соответственно обеспечить ток нагрузки и отдавать энергию в дроссель L1 при следующем отпирании транзистора VT1.

Коэффициент заполнения

Полагая, что КПД преобразователя равен 100%, коэффициент заполнения преобразователя SEPIC, работающего в РНТ, определяется следующим выражением

$$D = \frac{U_{ВЫХ} + U_d}{U_{ВХ} + U_{ВЫХ} + U_d}, \quad (1)$$

где U_d – прямое падение напряжения на диоде Шоттки.

Выражение (1) можно переписать в виде

$$\frac{D}{1-D} = \frac{U_{ВЫХ} + U_d}{U_{ВХ}} = \frac{I_{ВХ}}{I_{ВЫХ}}. \quad (2)$$

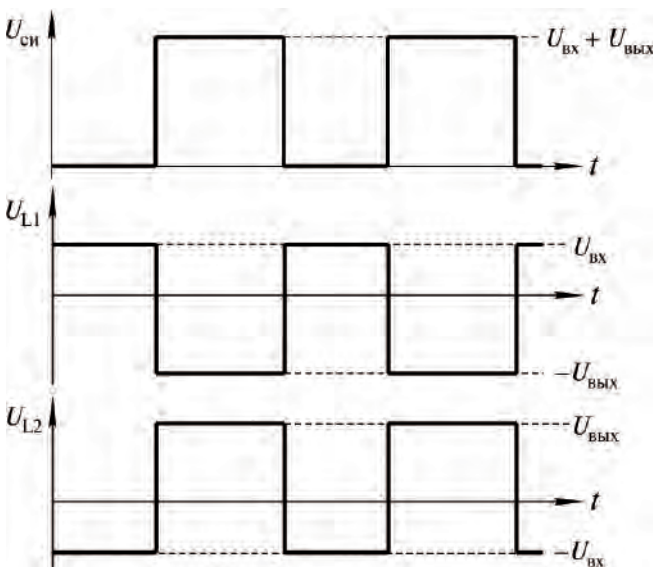


Рис. 3. Напряжения на компонентах преобразователя SEPIC при работе в РНТ

Максимальный коэффициент заполнения D_{max} имеет место при минимальном входном напряжении $U_{ВХ min}$, а минимальный (D_{min}) – при максимальном входном напряжении $U_{ВХ max}$.

Выбор пассивных компонентов схемы

Одним из первых шагов при разработке импульсного регулятора в режиме ШИМ является принятие решения о величине допустимых пульсаций тока дросселя ΔI_L . Слишком большие пульсации могут вызвать существенное увеличение уровня электромагнитных помех, а слишком малые – неустойчивую работу преобразователя в режиме ШИМ. На основании практического опыта величину пульсаций выбирают в пределах (20–40)% от величины входного тока. Расчет на основе баланса мощностей дает

$$\Delta i_L = \frac{0,3 I'_{ВХ}}{\eta} = 0,3 I'_{ВХ}. \quad (3)$$

В выражении (3) $I'_{ВХ}$ представляет собой входной ток ($I_{ВХ}$) из выражения (2), поделенный на расчетный КПД для наихудшего случая (η), т. е. для случая минимального входного напряжения $U_{ВХ min}$ и максимального выходного тока $I_{ВЫХ max}$.

В случае идеального магнитно связанного дросселя с сильной магнитной связью, с равным числом витков обмоток на одном сердечнике, взаимоин-

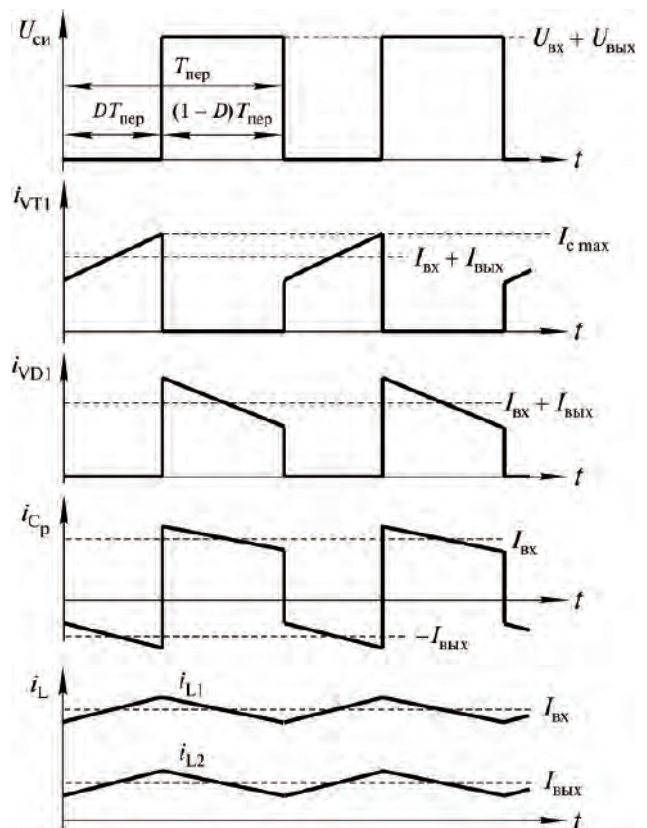


Рис. 4. Токи через компоненты преобразователя SEPIC, работающего в РНТ

дукция обеспечивает равномерное распределение пульсаций тока по обоим дросселям. Однако, в случае реального магнитно связанного дросселя, индуктивности обоих дросселей неодинаковы, и пульсации токов точно равны между собой не будут. Независимо от этого для обеспечения желаемой величины пульсаций тока в случае применения магнитно связанного дросселя требуемая индуктивность дросселя рассчитывается как половина от требуемой индуктивности в случае применения двух отдельных дросселей

$$L_{1\min} = L_{2\min} = \frac{U_{\text{вх min}} D_{\text{max}}}{\Delta i_L f_{\text{пер min}}}, \quad (4)$$

где $f_{\text{пер min}}$ – минимальная частота переключений.

Чтобы учесть переходные процессы в нагрузке, допустимое значение тока насыщения магнитно связанного дросселя должно быть, по крайней мере, на 20% больше максимального значения тока на первичной стороне в установившемся режиме, определяемого как

$$I_{L1\max} = I'_{\text{вх}} + \Delta i_L / 2 = 1,15 I'_{\text{вх}}. \quad (5)$$

Необходимо отметить, что максимальное значение тока дросселя L2, равное

$$I_{L2\max} = I'_{\text{вых}} + \Delta i_L / 2,$$

будет меньше $I_{L\max}$.

Все составляющие напряжения на конденсаторе $C_{\text{вых}}$, возникающие при протекании через него тока, показаны на рис. 5. Когда транзистор VT1 открыт, конденсатор $C_{\text{вых}}$ должен обеспечивать ток нагрузки. Следовательно емкость выходного конденсатора должна быть достаточно большой. Но, при этом, необходимо, чтобы он имел малое эквивалентное

последовательное сопротивление ($R_{\text{пэ}}$), чтобы удовлетворять требованиям по пульсациям выходного напряжения ($\Delta U_{C_{\text{вых}}}$):

$$\Delta U_{C_{\text{вых}}} \leq \frac{I_{\text{вых}} D_{\text{max}}}{C_{\text{вых}} f_{\text{пер min}}} + R_{\text{пэ}} (I_{L1\max} + I_{L2\max}). \quad (6)$$

Если последовательное эквивалентное сопротивление выходного конденсатора мало (используется, например, керамический конденсатор), им можно пренебречь, и емкость конденсатора можно определить, упростив выражение (6):

$$C_{\text{вых}} \geq \frac{I_{\text{вых}} D_{\text{max}}}{\Delta U_{C_{\text{вых}}} f_{\text{пер min}}}. \quad (7)$$

Ограничение на минимальную величину емкости конденсатора может быть необходимым для удовлетворения требований к устройству по переходным процессам в нагрузке.

Допустимая величина действующего значения тока выходного конденсатора должна превышать величину действующего значения, рассчитанную по формуле

$$I_{C_{\text{вых}}}^{\text{действ}} = I_{\text{вых}} \sqrt{\frac{D_{\text{max}}}{1 - D_{\text{max}}}}. \quad (8)$$

Пульсации тока выходного конденсатора достаточно малы благодаря наличию входного дросселя. Аналогично повышающему преобразователю входной ток имеет непрерывную треугольную форму. Таким образом, необходимо, чтобы допустимая величина действующего значения тока входного конденсатора определялась соотношением

$$I_{C_{\text{вх}}}^{\text{действ}} = \frac{\Delta i_L}{\sqrt{12}}. \quad (9)$$

Действующее значение тока развязывающего конденсатора велико по отношению в выходной мощности

$$I_{C_p}^{\text{действ}} = I'_{\text{вх}} \sqrt{\frac{D_{\text{max}}}{1 - D_{\text{max}}}}. \quad (10)$$

Из рис. 3 видно, что максимальное напряжение на конденсаторе C_p определяется как

$$U_{\text{VT1max}} - U_{L2\max} = U_{\text{вх}} + U_{\text{вых}} - U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}.$$

Таким образом, пульсации напряжения на конденсаторе C_p определяются как

$$\Delta U_{C_p} = \frac{I_{\text{вых}} D_{\text{max}}}{C_p f_{\text{пер min}}}. \quad (11)$$

Выбор активных компонентов

Силовой МДП-транзистор необходимо выбирать крайне аккуратно, чтобы обеспечивалась возможность выдерживать максимальные значения токов и напряжений при минимальных тепловых потерях. Максимальный выходной ток преобразователя SEPIC будет определяться допустимым

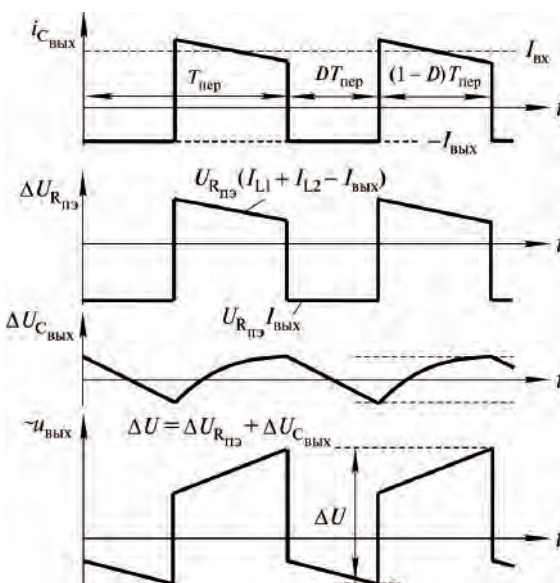


Рис. 5. Ток и напряжение пульсаций на выходном конденсаторе

значением тока МДП-транзистора (либо ограничением тока преобразователя с интегрированным МДП-транзистором).

Как показано на рис. 3, максимальное напряжение на транзисторе равно $U_{ВХ\ max} + U_{ВЫХ}$. Из рис. 4 видно, что допустимое максимальное значение тока через силовой транзистор должно определяться как

$$I_{с\ max} = I_{L1\ max} + I_{L2\ max} = I'_{ВХ} + I_{ВЫХ} + \Delta I_L. \quad (12)$$

При заданной температуре окружающей среды величина допустимой рассеиваемой на МДП-транзисторе мощности должна быть больше суммы статических потерь (зависящих от сопротивления открытого транзистора – $R_{СИ\ ОТК}$) и потерь на переключение (динамических – зависящих от величины заряда затвора):

$$P_{V\ грасс} = I_{с(д)}^2 R_{СИ(ОТК)} D_{\max} + I_{с\ max} (U_{ВХ\ min} + U_{ВЫХ} + U_d) \frac{t_n + t_{сп}}{2} f_{пер}, \quad (13)$$

где t_n и $t_{сп}$ – соответственно время нарастания и время спада напряжения на затворе.

Эти величины могут быть рассчитаны как частное от деления величины заряда затвора ($Q_{зс}$) на величину выходного тока драйвера транзистора. Таким образом, величина действующего значения тока через транзистор определяется как

$$I_{с(д)} = \frac{I'_{ВХ}}{\sqrt{D_{\max}}}. \quad (14)$$

Выходной диод должен проводить тот же максимальный ток, что и транзистор VT1 ($I_{VT1\ max}$). Кроме того, для обеспечения работы при переходных процессах в нагрузке и высокочастотных колебаниях диод должен выдерживать обратное напряжение, большее чем максимальное напряжение на VT1, а именно $U_{ВХ\ max} + U_{ВЫХ} + U_d$. Поскольку средний ток через диод – это выходной ток, корпус диода должен обеспечивать рассеяние мощности до значения

$$P_{VD\ грасс} = I_{ВЫХ} U_d.$$

Пример реализации преобразователя SEPIC

Необходимо разработать преобразователь постоянного напряжения со следующими параметрами:

- входное напряжение $U_{ВХ} = 9...15\ В$;

- выходное напряжение $U_{ВЫХ} = 12\ В$;
- максимальный выходной ток $I_{ВЫХ\ max} = 300\ мА$;
- пульсации напряжения при максимальной мощности $\Delta U_{ВЫХ} = 100\ мВ$;
- максимальная температура окружающей среды $T_{ср} = 70\ ^\circ\text{C}$;
- КПД $\eta = 0,9$.

Моделирование преобразователя SEPIC

Схема модели преобразователя SEPIC с приведенными выше параметрами показана на рис. 6. Результаты моделирования показаны на рис. 7а и б,

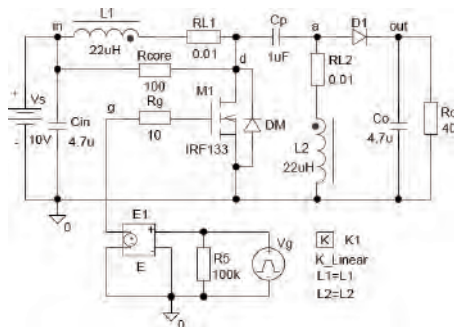
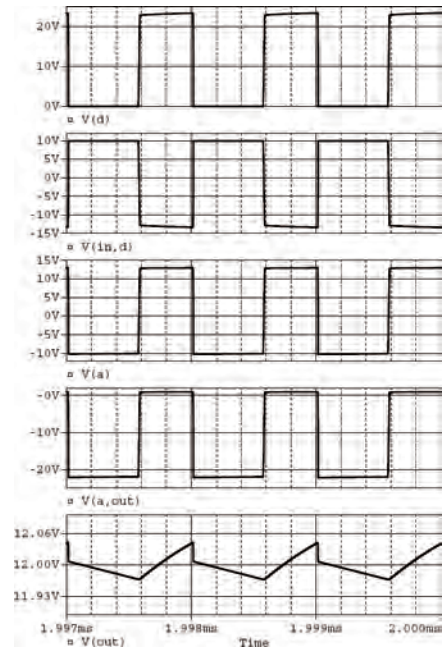
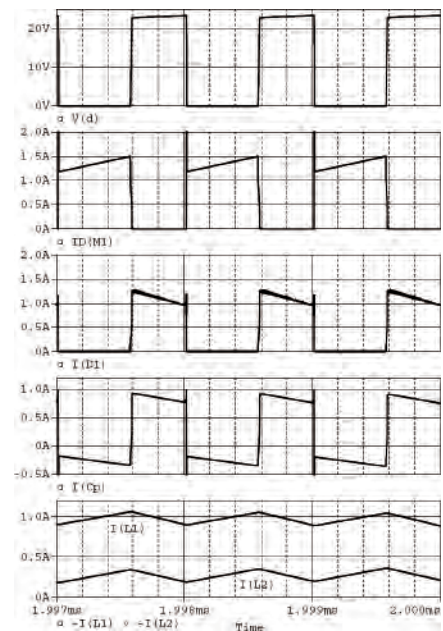


Рис. 6. Схема модели преобразователя SEPIC



а



б

Рис. 7. Результаты моделирования: а – напряжения; б – токи

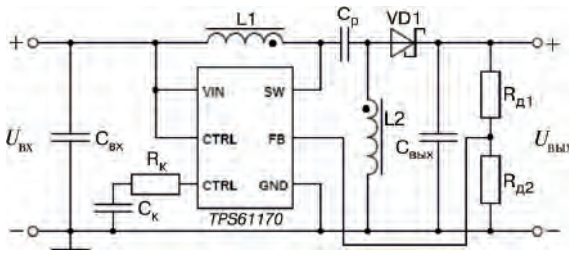


Рис. 8. Схема реализации преобразователя на основе структуры SEPIC

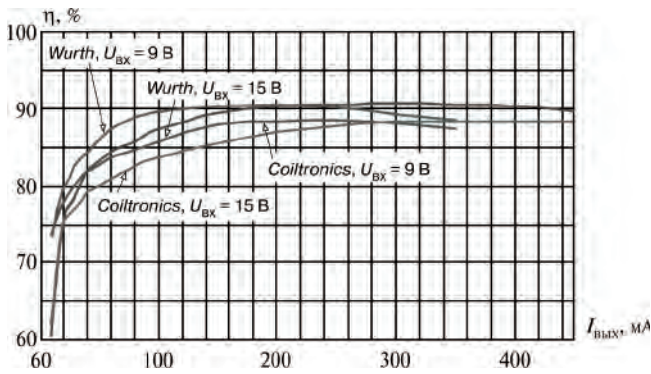


Рис. 9. КПД лабораторного макета преобразователя SEPIC

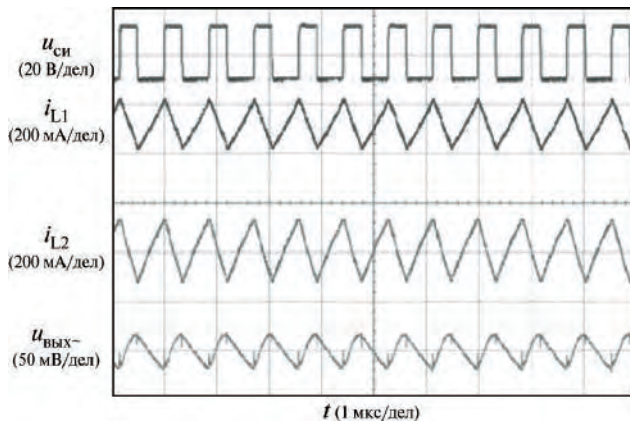


Рис. 10. Осциллограммы при работе преобразователя SEPIC в ПНТ

на которых приведены соответственно напряжения (а) и токи преобразователя (б).

Результаты экспериментальных исследований

Для реализации преобразователя выбрана микросхема TPS61170 [4], содержащая транзисторный ключ с допустимым напряжением 38 В, при минимальном допустимом импульсном токе 0,96 А и номинальной частотой переключений 1,2 МГц (минимальная частота 1 МГц). Схема лабораторного макета преобразователя показана на рис. 8. Вопросы разработки цепи обратной связи пре-

Таблица 1. Выбор компонентов для преобразователя SEPIC

Расчетная формула	Результаты расчетов	Выбранные компоненты (параметры)
Пассивные компоненты		
(1)	$D_{max} = \frac{12+0,5}{12+9+0,5} = 0,58$	—
(2), (3)	$\Delta I_L = 0,3 \cdot I'_m = \frac{0,3 \cdot 12}{9 \cdot 0,9} = 0,3 = 0,13 \text{ A}$	—
(4)	$L_1 = L_2 = \frac{9 \cdot 0,58}{2 \cdot 0,13 \cdot 10^6} = 20,1 \text{ мкГн}$	Coiltronics DRQ73 (22 мкГн, 110 мОм)
(5)	$I_{L1max} = 0,44 \cdot \left(1 + \frac{0,3}{2}\right) = 0,51 \text{ A}$	
(7)	$C_{вых} \geq \frac{0,3 \cdot 0,58}{0,1 \cdot 10^6} = 1,74 \text{ мкФ}$	X5R (керамический) (4,7 мкФ; 25 В)
Активные компоненты		
(12)	$I_{VTmax} = 0,44 + 0,3 + 0,13 = 0,87 \text{ A}$	TPS6110 (Силовой ключ: $I_{sat} = 0,96 \text{ A}$; $P_{max} = 825 \text{ мВт}$, при 70 °С)
(14)	$I_{VT1} = \frac{0,44}{\sqrt{0,58}} = 0,58 \text{ A}$	
(13)	$P_{расчVT} = (0,58)^2 \cdot 0,3 \cdot 0,58 + 0,87 \cdot (9 + 12 + 0,5) \cdot 10^{-6} \cdot 10^6 = 246 \text{ мВт}$	
—	$P_{VD1} = 0,3 \cdot 0,5 = 150 \text{ мВт}$	MBV140 (1 А; 40 В)

образователя (рис. 8) рассмотрены в [1].

Результаты расчетов компонентов преобразователя сведены в таблицу 1. Формулы (8)–(11) в таблице не использованы, поскольку в лабораторном макете использованы керамические конденсаторы с малыми значениями эквивалентного последовательного сопротивления, высокими допустимыми действующими значениями тока и напряжения. Зависимости КПД преобразователя от выходного тока при использовании дросселей фирм Coiltronics DRQ73 и Wurth 744877220 показаны на рис. 7, а на рис. 8 приведены осциллограммы при работе преобразователя в ПНТ.

Литература

1. Ray Ridley. Analyzing the SEPIC converter. – Power Systems Design Europe, http://www.powersystemsdesign.com/design_tips, Nov. 2006.
2. Robert W. Erickson and Dragan Maksimovic. Fundamentals of Power Electronics, 2nd ed. (New York: Springer Science+Business Media LLC, 2001).
3. John Betten and Robert Kollman. (Jan. 25, 2006). No need to fear: SEPIC outperforms the flyback. – Planet Analog, <http://www.planetanalog.com/showArticle>.
4. TPS61170 – 1.2A High Voltage Boost Converter in 2x2mm2 QFN Package. – SLVS789, Texas Instruments, November 2007.

Следков Юрий Германович, к. т. н., доцент кафедры "Микроэлектронных электросистем" МАИ, тел. 8(499) 158-49-21, e-mail: dean3_dep5@mai.ru.

С. В. Аверин, С. Ф. Коняхин, В. С. Коняхин, А. М. Нагорнов, Д. А. Шевцов

АНАЛИЗ ПРОЦЕССОВ В ТРЕХФАЗНЫХ ТРАНЗИСТОРНЫХ ИНВЕРТОРАХ ПРИ МЕЖФАЗНЫХ ЗАМЫКАНИЯХ

S. V. Averin, S. F. Koniakhin, V. S. Koniakhin,
A. M. Nagornov, D. A. Shevtsov

Processes Analysis In Three-Phase Inverters
In Event Of Inter-Phase Shorting

Рассмотрена структура трехфазного преобразователя напряжения (инвертора), состоящего из нерегулируемого преобразователя постоянного напряжения, питающего три независимые однофазные инверторные ячейки. Проведен анализ режима межфазного короткого замыкания в таких преобразователях. Выявлено взаимное влияние ячеек при протекании аварийных токов и рассмотрены основные этапы процессов при межфазном замыкании. Показано, что, помимо аварийного тока, не меньшую опасность представляют возникающие при этом перенапряжения на шинах питания инверторной ячейки отстающей фазы. Предложены меры по устранению этих перенапряжений.

Ключевые слова: трехфазный преобразователь, инвертор, однофазная инверторная ячейка, перенапряжение, межфазное замыкание

The paper considers topology of a three-phase DC-AC converter inverter (inverter) made-up of three independent single-phase inverting stages. Analysis of inter-phase shorting conditions in such converter was carried out. Emergency currents paths were determined, and main steps of inter-phase shorting were considered. It was demonstrated that besides emergency current, overvoltages induced in a lagging phase inverting stage supply lines constitute no less danger. Measures to eliminate such overvoltages are suggested.

Key words: three-phase DC-AC converter, inverter, single-phase inverting stage, overvoltage, inter-phase shorting

Особенностью современных систем электропитания летательных аппаратов является рост числа потребителей электроэнергии, предъявляющих повышенные требования к качеству электропитания. Эти требования в основном сводятся к стабильности питающего напряжения в статических и динамических режимах при наличии импульсных, несимметричных и нелинейных нагрузок. Однако следует отметить, что качество напряжения первичной сети во многих случаях не удовлетворяет предъявляемым требованиям.

Перечисленные причины обусловили необходимость питания большинства устройств аппаратуры не от первичной сети ЛА, а от специальных трехфазных преобразователей электроэнергии. Помимо статических и динамических требований такие преобразователи должны удовлетворять весьма жестким требованиям к массогабаритным показателям. Структура силовой части преобразователя может иметь различную топологию. Обзор литературы показывает, что их число весьма велико. Так только в [1] приведено более 30 возможных вариантов построения трехфазных транзисторных преобразователей. Из всего многообразия можно выделить три основные группы топологий, к которым можно отнести: трехфазные трехпроводные инверторы, трехфазные четырехпроводные инверторы и многоуровневые инверторы. Первые не удовлетворяют требованиям при работе с несимметричными и нелинейными нагрузками. Целесообразность использования многоуровневых инверторов не очевидна по массогабаритным показателям. Структура трехфазных четырех проводных преобразователей может быть построена на основе трех однофазных

ячеек, подключенных к звену постоянного тока. При этом нулевой провод может подсоединяться как к точке расщепления звена постоянного тока, так и к дополнительному полумостовому инвертору при единственном выходе звена постоянного тока. Еще один вариант построения трехфазного преобразователя может быть выполнен на основе трех независимых однофазных инверторных ячеек со звеном постоянного тока рис. 1.

Эта структура обеспечивает меньший ток нейтрали при небалансе нагрузок, чем две вышеупомянутые, и лучшую управляемость при нелинейном

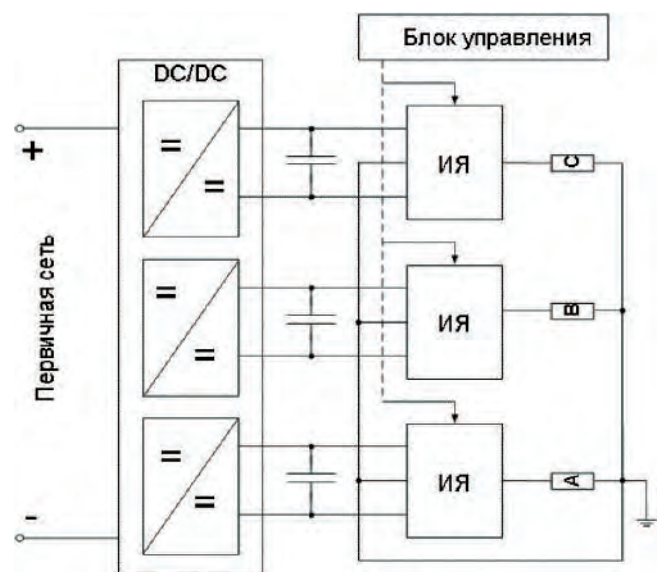


Рис. 1. Структура трехфазного преобразователя:
DC/DC – нерегулируемый конвертор;
ИЯ –регулируемая инверторная ячейка

характере нагрузки [2]. В сочетании с хорошо отработанной методикой проектирования однофазных инверторных ячеек и лучшими массогабаритными показателями, эта топология может оказаться предпочтительнее при построении централизованных источников вторичного электропитания трехфазных систем электроснабжения вследствие отсутствия низкочастотного трансформатора [3].

В процессе эксплуатации системы электроснабжения могут возникнуть различные виды аварийных режимов. К наиболее тяжелым случаям следует отнести короткие замыкания фаз на корпус, либо межфазные замыкания. Такого рода аварии, являющиеся, как правило, наиболее тяжелыми и сопровождаются протеканием больших аварийных токов. Для устранения аварийных ситуаций применяют различные способы селективной защиты, которые осуществляются с помощью плавких предохранителей, автоматических выключателей или других устройств. При этом сам преобразователь за счет специальных схемных решений должен выдерживать аварийные токи от момента возникновения аварии и до момента, когда соответствующая ветвь селективных средств защиты своевременно отключит поврежденные участки сети.

В статье рассмотрены особенности протекания электромагнитных процессов при возникновении межфазных коротких замыканий в трехфазном преобразователе, построенном по структуре, представленной на рис. 1

При нормальном режиме работы трехфазное переменное напряжение формируется тремя управляемыми однофазными инверторными ячейками, получающими питание от трех необратимых конверторных ячеек с гальванической развязкой, входы которых, в свою очередь, питаются от сети постоянного напряжения. Блок управления обеспечивает формирование на выходе инверторных ячеек трех синусоидальных напряжений фаз *A*, *B* и *C* соответственно с относительным фазовым сдвигом 120 эл. град.

При коротком замыкании фазы на корпус происходит закорачивание конденсатора выходного сглаживающего фильтра, и аварийный ток протекает внутри своей инверторной ячейки, не влияя на работу соседних фаз. Вопросы защиты преобразователей от фазных коротких замыканий достаточно хорошо освещены в литературе [4]. Одним из способов защиты является обеспечение режима “токового коридора”, при котором ток нагрузки удерживается схемой защиты на уровне, не приводящем к тепловому пробую силовых транзисторных ключей (СТК) преобразователя, но позволяющем селективно выжечь плавкий предохранитель соответствующей ветви.

При межфазном коротком замыкании (рис. 2) наблюдается существенное взаимное влияние инверторных ячеек закороченных фаз.

Поскольку преобразователь должен работать до момента срабатывания селективной защиты, в блоке управления инвертором продолжают формироваться сигналы управления коммутацией силовых ключей.

Рассмотрим процессы, в силовой части трехфазного инвертора (рис. 2) при межфазном замыкании. Предположим, что в момент, предшествующий межфазному замыканию в мосте фазы *A* были включены транзисторы 2 и 3, а в мосте отстающей фазы включены транзисторы 6 и 8. Ток начинает протекать по вновь образованному контуру (рис. 3).

На следующем такте работы инвертора включаются транзисторы 6 и 8 фазы *B*, при неизменном состоянии ключей полумоста фазы *A*. Контур протекания тока для этого случая приведен на рис. 4.

На следующем такте работы блоком управления включаются транзисторы 1 и 3 моста фазы *A* и транзисторы 6 и 7 моста фазы *B*. Образующийся в этом случае контур тока показан на рис. 5.

Анализ процессов при межфазном замыкании для различных возможных состояний СТК инверторных ячеек показывает, что они состоят из двух характерных этапов:

- ☞ этапа накопления энергии в дросселях выходных фильтров инверторных ячеек;
- ☞ этапа сброса накопленной энергии во входной конденсатор ячейки.

При этом происходит сброс энергии, накопленной в дросселях в ходе межфазного замыкания, во входной конденсатор инверторной ячейки отстающей фазы, что может привести к значительному повышению напряжения питания этой ячейки. В результате роста напряжения силовые транзисторы этой ячейки могут выйти из строя, если напряжение станет выше допустимого.

На скорость накопления энергии межфазных токов в емкости конденсатора питания инверторной ячейки отстающей фазы в значительной степени влияет уровень аварийного тока и диссипативные свойства схемы. Если в схеме есть возможность рассеивать накопленную в дросселях энергию, то величина перенапряжения может быть снижена, а при определенных параметрах нагрузки перенапряжение может отсутствовать.

Проведенный анализ процессов при межфазном замыкании показал, что в рассматриваемой структуре эффект накопления заряда входного конденсатора может возникать независимо от алгоритма формирования выходного синусоидального напряжения инверторной ячейки.

Следует отметить, что наличие в инверторной ячейке блока ограничения аварийных токов не устраняет эффекта накопления заряда входного конденсатора, однако может существенно снизить интенсивность этого процесса и величину перенапряжения, но не устранить его полностью.

Для получения аналитического решения про-

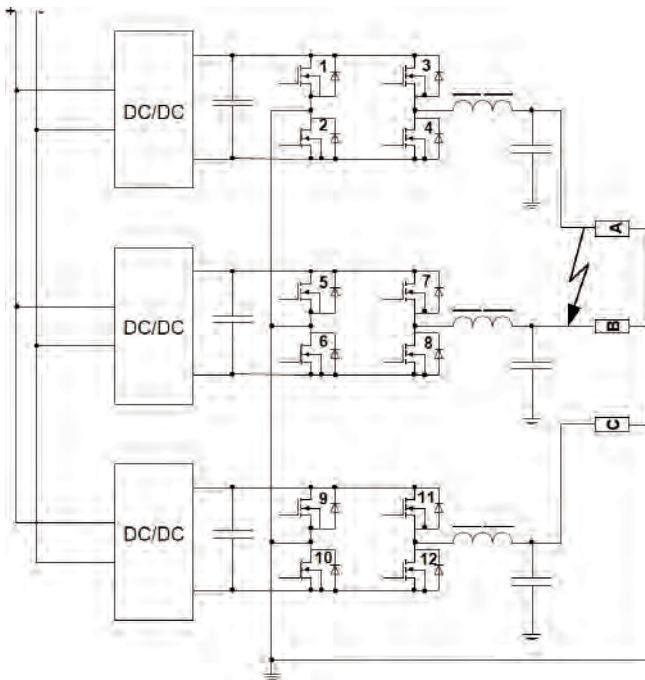


Рис. 2. Межфазное короткое замыкание в трехфазном преобразователе

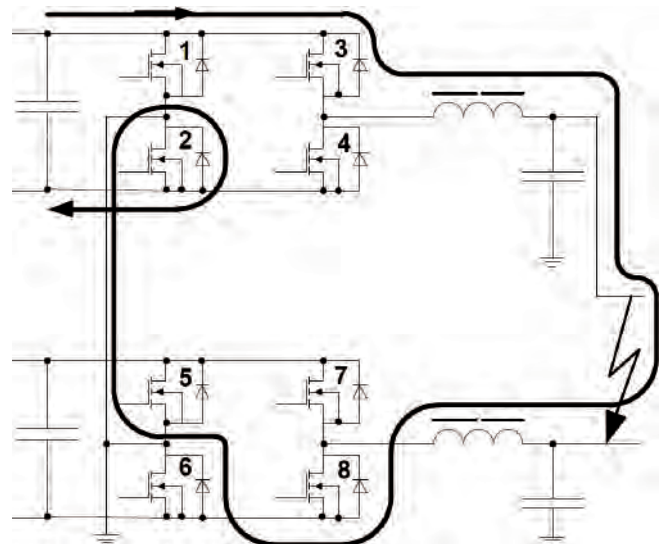


Рис. 4. Контур протекания межфазного тока на второй стадии накопления энергии дросселей

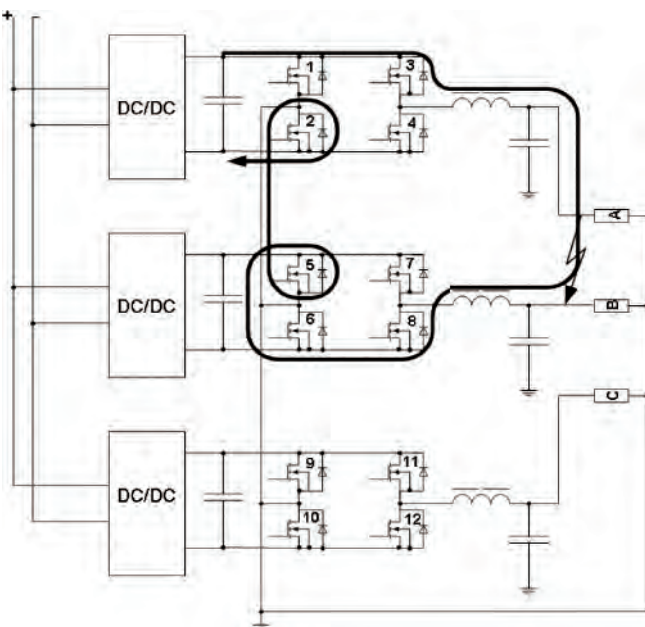


Рис. 3 Контур протекания межфазного тока на первой стадии накопления энергии дросселей

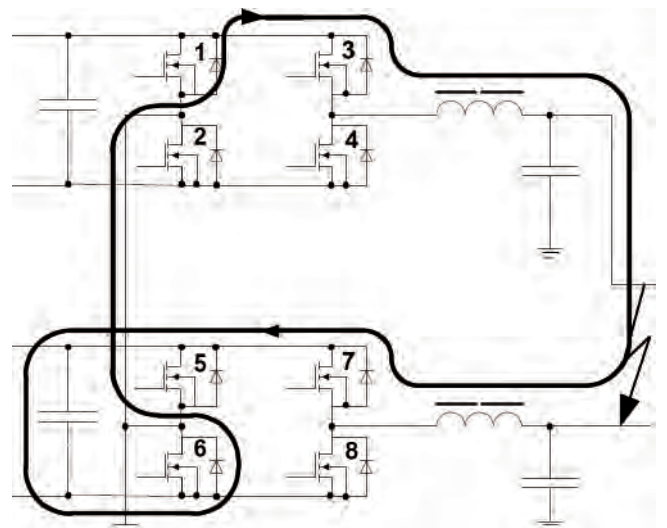


Рис. 5. Контур протекания межфазного тока на стадии сброса энергии дросселей в конденсатор

цессов при межфазном замыкании необходимо совместно решать, используя метод припасовывания, несколько систем дифференциальных уравнений четвертого порядка, описывающих процессы для различных состояний СТК соответствующих инверторных ячеек. Эта задача является достаточно сложной и трудоемкой, а ее решение еще не гарантирует получения результата в явной форме. Поэтому для исследования таких процессов целесообразно применять компьютерное моделирование с применением соответствующих программных комплексов, что будет сделано в последующем.

Для устранения эффекта перенапряжения при межфазных коротких замыканиях возможен ряд решений.

Одно из них заключается в применении цепи, состоящей из дополнительного "гасящего" резистора с последовательным коммутирующим транзистором и подключаемой к шинам питания инверторной ячейки. К недостаткам этого способа следует отнести наличие дополнительных силовых элементов в каждой инверторной ячейке.

Другим способом решения может быть открытие во время межфазного замыкания двух смежных транзисторов инверторной ячейки отстающей фазы.

Еще одним вариантом решения является применение в звене постоянного тока обратимого конвертора, что позволит обеспечить рекуперацию избыточной энергии в сеть и, тем самым, исключить перенапряжения. Однако при этом существенно усложняется структура, как силовой части конвертора, так и ее схемы управления.

Еще один способ решения данной проблемы изложен в [3] и заключается в уменьшении опор-

ного задающего напряжения инверторной ячейки при возникновении перенапряжения на шинах питания ИЯ.

Литература

1. Моин В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергоатомиздат, 1986.
2. M. Dai, J. J. M. N. Marwali, and A. Keyhani. A three-phase four-wire inverter control technique for a single distributed generation unit in island mode. – IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 1, pp. 322–331, Jan. 2008.
3. С. Ф. Коныхин, А. М. Нагорнов. Преобразователь постоянного напряжения в трехфазное переменное. Патент Российской Федерации на изобретение № 2290743. Опубликовано: 2006.12.27.
4. A. M. S. Mendes, A. J. M. Cardozo and E. S. Saraiva. Voltage Source Inverter Fault Diagnosis in Variable Speed AC Drives, by Park's Vector Approach. – Proceeding of 7th. International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, 538–543, 1998.

Аверин Сергей Владимирович, к. т. н., доцент кафедры "Микроэлектронных электросистем" МАИ, тел. +7(499) 158-45-02, e-mail: acb@mai.ru;

Коныхин Сергей Федорович, к. т. н., главный конструктор ОАО АКБ "Якорь", тел. +7 (499) 369-41-56, E-mail: akb.yakor@ru.net;

Коныхин Вячеслав Сергеевич, ст. инженер ОАО АКБ "Якорь", тел. +7 (499) 369-41-56, E-mail: akb.yakor@ru.net;

Нагорнов Андрей Михайлович, вед. инженер ОАО АКБ "Якорь" тел. +7(499) 369-41-56, e-mail: akb.yakor@ru.net;

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

А. М. Арутюнян, П. С. Манукян, Н. Н. Петросян

ВЫСОКОЭФФЕКТИВНЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ ДЛЯ ПЛАВКИ И ОБРАБОТКИ МЕТАЛЛОВ

A. M. Arutjunian, P. S. Manukian,
N. N. Petrosian

High-Efficiency Power Sources For Metals
Melting And Processing

Проведен сравнительный анализ разных схем инверторов для индукционного нагрева, и обоснована целесообразность использования резонансных инверторов. Рассмотрены три основные схемы резонансных инверторов с закрытым входом. Проведен анализ обобщенной эквивалентной схемы и получены основные расчетные выражения для токов и напряжений силовых элементов. Показаны практические реализации разработанных схем преобразователей, в частности опытные образцы разных мощностей для плавки цветных металлов и обжига прямоугольных стальных труб.

Ключевые слова: резонансный инвертор, индукционный нагрев, тиристорный преобразователь, электротехнология, индуктор, источник питания

Comparative analysis of various schemes of inverters for induction heating is carried out, and the expedience of resonant inverters employment is substantiated. Three basic circuits of resonant inverters with closed input are examined. Generalized equivalent circuit is analyzed and basic computational expressions for currents and voltages of power components are obtained. Practical implementations of the developed converter schemes are shown, particularly prototype models for nonferrous metals smelting and rectangular steel tubes kilning.

Keywords: resonant inverter, induction heating, thyristor converter, electro technology, inductor, power source

За последние годы в промышленности сильно расширилась область применения электротехнологических процессов, вытеснивших многие технологические процессы с тепловым нагревом. Переход на электротехнологические процессы обеспечивает повышение качества продукции, позволяет, во многих случаях, проводить такие операции и получать такие материалы, которые иным путем осуществить невозможно. Сейчас можно сказать, что нет таких отраслей промышленности, где бы ни применялась электротехнология.

Большинство электротехнологических процессов является весьма энергоемкими. Это привело к тому, что эти процессы превратились в один из существенных потребителей электроэнергии. Широкое применение электротехнологии в различных отраслях народного хозяйства таких, какими являются машиностроение, металлургия и т. д., требует создания современных более совершенных электротехнологических установок, которые отвечали бы всем требованиям технологии.

Одной из наиболее энергоемких областей в электротехнологии является индукционный нагрев. Индукционные нагревательные установки обладают следующими преимуществами:

- ▶ легкое достижение высоких температур, так как энергия выделяется непосредственно в нагреваемом металле;
- ▶ возможность проведения плавки в вакууме и нейтральной среде для получения сплавов высокого качества;
- ▶ наличие интенсивного перемешивания расплавленного металла под воздействием электродинамических сил, что способствует

получению однородного химического состава без применения механических перемешивающих устройств и т. д.

Однако, несмотря на большую потребность промышленности в установках средней и большой мощности для индукционного нагрева, внедрение их сдерживалось из-за отсутствия специальных источников питания большой мощности.

Целью статьи является описание разработок источников питания с улучшенными характеристиками для установок индукционного нагрева средней и большой мощности.

Технологический процесс в установках индукционного нагрева регулируется частотой выходного инвертора и напряжением питания.

В системах индукционного нагрева нагрузкой преобразователя является параллельный или последовательный резонансный контур, образованный нагреваемой деталью (индуктором) и компенсирующей его реактивную мощность, емкостью.

Известен целый ряд работ [1–7], где используется параллельный резонансный контур, питаемый преобразователем частоты (ПЧ). Тиристорные преобразователи частоты состоят из двух основных узлов: выпрямителя и однофазного автономного инвертора. Промежуточное звено постоянного тока включает сглаживающий фильтр, который часто является элементом схемы инвертора.

При использовании выпрямителей в составе источников питания индукционных тигельных печей следует указать на следующие обстоятельства. В ряде преобразователей регулирование выходного напряжения и мощности установки в целом выполняется посредством фазового регулирования

напряжения выпрямителя на входе инвертора. Это приводит к потреблению от сети резко несинусоидального тока с повышенным содержанием высших гармоник, что приводит к значительному искажению формы кривой напряжения сети, а также снижает $\cos\varphi$ потребляемого тока. Однако такой способ регулирования связан с рядом недостатков, а именно: резко уменьшается коэффициент мощности со стороны питающей сети с частотой 50 Гц и, тем самым, снижаются энергетические показатели установки; необходимо подключение компенсирующих конденсаторов на входе; создаются значительные пульсации входного напряжения инвертора, для сглаживания которых необходима установка больших входных реакторов; увеличиваются искажения тока на входе преобразователя, для сглаживания которых необходима установка входных фильтров (тем не менее, такие преобразователи находят применение.) К аналогичным последствиям приводит и включение широтно-импульсного регулятора в цепи постоянного тока преобразователя. С целью исключения этого явления регулирование напряжения и мощности преобразователя в иных случаях выполняется не выпрямителем на входе преобразователя, а посредством инвертора [5, 6, 7].

Инверторы тока (ИТ) [2, 4, 7], будучи источниками тока, имеют во входной цепи постоянного тока реактор, индуктивность которого весьма велика. Периодическое переключение тиристором на выходе ИТ формирует переменный ток прямоугольной формы, а на нагрузке формируется переменное напряжение, величина, фаза и форма которого зависят от параметров нагрузки.

Необходимым условием успешной коммутации тиристором инвертора тока является опережающий (емкостный) характер инвертируемого тока. Это обеспечивается включением на входе индуктора компенсирующей емкости. Величина угла опережения составляет время, предоставляемое для восстановления тиристорами запирающих свойств. При высокой частоте этот угол и, соответственно, степень необходимой емкостной компенсации, должны быть достаточно увеличены. Угол опережения определяет запас коммутационной устойчивости и, соответственно, предельную нагрузку инвертора.

Как известно [2, 9], в процессе плавки параметры индуктора изменяются в сильной степени: активное сопротивление — вследствие нагрева, индуктивное — вследствие достижения точки Кюри (в случае плавки стали или чугуна). Следовательно, напряжение на индукторе, а также запас коммутационной устойчивости инвертора в процессе плавки, подвержены значительным изменениям. Инвертор тока не допускает режима холостого хода или обрыва цепи нагрузки — в этом случае выходное напряжение многократно повышается (теоретически до бесконечности, ограничиваясь лишь величиной

потерь в инверторе), что катастрофически опасно для электрической прочности тиристором.

Указанные обстоятельства, а также необходимость регулирования мощности и температуры в процессе плавки, требуют регулирования напряжения в процессе работы. В данных условиях, когда нецелесообразно использование управляемого выпрямителя на входе инвертора и силовых тиристорно-дроссельных компенсаторов, оперативное регулирование напряжения может быть выполнено лишь посредством изменения частоты. Изменение частоты приводит к вариации величин реактивных токов компенсирующего конденсатора и индуктора, следовательно, регулированию угла опережения и напряжения инвертора. Но частота является связанным параметром — она определяется требованиями технологического процесса и не должна свободно изменяться. Таким образом, требование регулирования напряжения (мощности) входит в противоречие с требованием обеспечить заданную частоту и глубину проникновения тока в стенки индуктора и в шихту.

Перечисленные недостатки сильно ограничивают возможность использования классических инверторов тока в установках индукционного нагрева.

Определенным достоинством инвертора напряжения является его жесткая связь с источником питания постоянного тока (отсутствует разделительный реактор) и вследствие этого — определенная стабильность напряжения и его независимость от нагрузки. Технологическое требование регулирования напряжения здесь не связано с частотой и может выполняться независимо. Наиболее распространенным способом регулирования напряжения (при неизменном напряжении на входе) является широтно-импульсная модуляция напряжения (ШИМ) — однократная или многократная за полупериод напряжения.

Жесткая связь инвертора напряжения с источником питания одновременно является и недостатком, так как в этом случае высокочастотные искажения потребляемого тока (ШИМ) проходят на вход, приводя к искажениям напряжения сети. Кроме того, при жесткой связи аварийные токи коротких замыканий не ограничиваются индуктивностью цепи и могут круто возрастать до многократных значений, что может приводить к выходам из строя тиристором или потребует увеличения их установленной мощности.

Учитывая все изложенные обстоятельства, инверторы напряжения тоже не нашли широкого применения в установках индукционного нагрева.

Резонансные инверторы (РИ) представляют собой особый класс инверторов, где электромагнитные процессы носят колебательный характер [4, 9, 10]. Отличительной особенностью резонансных инверторов является наличие последовательно-колебательного LC-контура, собственная частота

которого превышает частоту инвертора (частоту отпирания тиристоров). Это обеспечивает независимую коммутацию тиристоров. В данных условиях выключение проводящего тиристора предшествует моменту отпирания очередного. Ток в течение периода проводимости прерывист. В соответствии со схемой включения конденсаторов резонансные инверторы подразделяются на последовательные, параллельно-последовательные и последовательно-параллельные.

В РИ схема, с учетом индуктивности индуктора, настроена в резонанс с конденсаторами на частоте выше, чем частота инвертора (чем частота подачи отпирания импульсов тиристорам инвертора). В ряде схем индуктивность резонансного контура L_k включается в плечи моста. При отпирании очередной пары тиристоров схема вступает в резонанс, протекает импульс тока квазисинусоидальной формы, длительностью меньше полупериода частоты инвертора. При изменении направления тока в цепи тиристора и восстановления его запирающих свойств тиристор запирается. Инвертор, таким образом, работает в режиме прерывистого тока. За счет удлинения пауз между импульсами тока (путем разведения частоты инвертора и колебательного контура) имеется возможность увеличения времени, предоставляемого для запирающих тиристоров, что повышает коммутационную устойчивость инвертора. Коммутационная устойчивость инвертора тем выше, чем более отличаются друг от друга частоты инвертора и колебательного контура. Скорость нарастания тока отпирания тиристоров получается относительно небольшой, что благоприятно сказывается на режиме их работы.

Резонансная частота определяет длительность импульса тока, величину напряжения на нагрузке, длительность паузы и, в конечном итоге, коммутационную устойчивость инвертора. В режиме нагрузки, приближающемся к режиму короткого замыкания, происходит накачка энергии в конденсатор и возрастание напряжения. Увеличение сопротивления нагрузки (режим, близкого к холостому ходу) переводит схему в непрерывный режим с уменьшением времени восстановления, что может привести к срыву инвертирования.

Таким образом, в резонансных инверторах коммутационная устойчивость также зависит от нагрузки. Однако, зависимость эта по сравнению с инверторами тока и инверторами напряжения – обратная, т. е. запас устойчивости инвертора увеличивается с повышением его нагрузки. Это, безусловно, более целесообразно в смысле повышения устойчивости и надежности в эксплуатационных режимах по сравнению с инверторами тока и инверторами напряжения.

Регулирование напряжения на индукторе выпол-

няется посредством вариации частоты инвертора, что приводит к одновременному регулированию скважности импульсов и величины напряжения. При данной нагрузке и виде металла имеется определенная частота, при которой выделение мощности в нагрузку максимально. Такое регулирование можно отнести к методу ШИР.

Указанные достоинства РИ определяют их широкое использование в качестве источников питания индукционных тигельных печей, при построении источников питания для индукционного нагрева были использованы именно резонансные инверторы.

Блок-схема установки высокочастотного индукционного нагрева приведена на рис. 1.

Установка питается от трехфазной промышленной сети 50 Гц. Преобразователь частоты выполнен со звеном постоянного тока по схеме “выпрямитель – реактор – инвертор”. Нагрузка – индуктор установки подключается к выходу преобразователя непосредственно или по автотрансформаторной схеме [10]. Выпрямитель тиристорный управляемый, выполнен по мостовой схеме. Быстродействующая защита установки и преобразователя выполняется снятием импульсов управления с тиристоров выпрямителя и его отключением по сигналу блока защиты. Реактор предназначен для электромагнитного отделения высокочастотного инвертора от промышленной сети и обеспечения токового режима инвертора. Инвертор выполнен по схеме резонансного инвертора. Регулирование напряжения и мощности, передаваемой в нагрузку, выполняется в инверторе посредством вариации частоты переключения тиристоров инвертора. Система управления обеспечивает генерацию импульсов управления тиристором (или транзистором) инвертора, стабилизацию частоты и ее регулирование по сигналу датчика температуры.

Варианты исполнения схем преобразователей

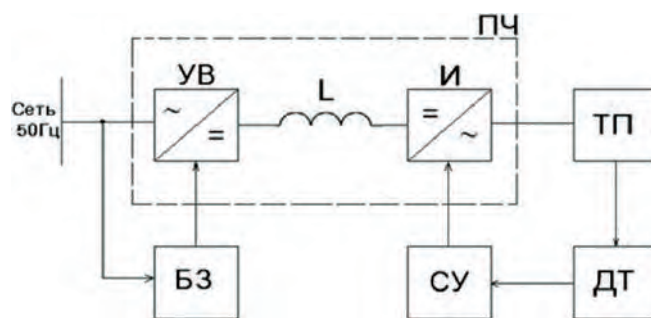


Рис. 1. Блок-схема установки высокочастотного индукционного нагрева:

ПЧ – преобразователь частоты, УВ – управляемый выпрямитель, L – реактор, И – инвертор, ТП – тигельная печь, БЗ – блок защиты, СУ – система управления, ДТ – датчик температуры

на резонансных инверторах с закрытым входом и их описания приводятся ниже.

Схема 1. Установка мощностью 15 кВт (40 кВт)

Преобразователь частоты выполнен по схеме: трехфазная промышленная сеть частотой 50 Гц – трехфазный диодно-тиристорный выпрямитель по мостовой полууправляемой схеме – разделительный реактор – резонансный инвертор с закрытым входом и обратными диодами – индуктор с параллельной компенсирующей емкостью. Схема преобразователя приведена на рис. 2.

Доработка и усовершенствование схемы заключаются в следующем:

- используется бестрансформаторная схема питания, исключен входной силовой трансформатор, работающий на частоте 50 Гц;
- используется облегченный разделительный реактор;
- при повышенной мощности преобразователя (40 кВт) используется автотрансформаторное подключение индуктора [10];
- выполнена быстродействующая электронная защита посредством снятия импульсов управления входного выпрямителя;
- установлены фильтры радиопомех на входе.

В схеме рис. 2 VD1...VD3, VS1...VS3 – входной выпрямитель, L1 – разделительный реактор, VS4...VS7 – тиристоры инвертора, VD4...VD7 – обратные диоды, L3, C5 – индуктивность и емкость контура коммутации, L2, C4 – индуктивность и емкость цепи нагрузки, L4, L5, R1 – индуктор, C6, C7 – компенсирующая емкость нагрузки; C1...C3 – входной фильтр радиопомех, б) автотрансформаторная схема подключения индуктора.

Разделительная емкость C4 заряжена до напряжения U_d источника питания. При включении тиристоров VS4, VS7 происходит заряд коммутационной емкости C5 через индуктивность L3 последовательного колебательного контура, защитную индуктивность L2 и индуктивность нагрузки L4.

Параметры инвертора рассчитаны так, что процесс имеет колебательный характер. После того, как напряжение на емкости C5 станет выше напряжения

источника питания и колебательный ток, протекающий через тиристоры VS4, VS7, пройдет через нуль, они запираются.

Тогда через неуправляемые диоды VD4, VD7 и нагрузку начнет протекать ток в обратном направлении до тех пор, пока емкость C5 не разрядится до напряжения меньшего, чем напряжение источника, и диоды VD4, VD7 также закроются. В течение промежутка времени, пока ток проводили диоды VD4, VD7, на тиристорах VS4, VS7 имеется небольшое обратное напряжение и они успевают восстановить свою управляемость. Затем включаются тиристоры VS5, VS6, емкость C5 перезаряжается, но при этом через нагрузку снова течет ток в прямом направлении. После запираания тиристоров VS5, VS6 включаются обратные диоды VD5, VD6 и ток через нагрузку потечет опять в обратном направлении. Таким образом, в течение одного цикла работы всех вентилей моста на выходе инвертора имеется два полных периода синусоидального напряжения. Несмотря на то, что амплитуда и среднее значение полуволны тока, протекающего через тиристоры, больше, чем через неуправляемые диоды, ток, текущий через нагрузку, имеет форму, близкую к синусоидальной, благодаря емкости C4, не пропускающей постоянную составляющую. Среднее значение токов, протекающих через тиристоры, больше средних значений токов, текущих через неуправляемые диоды на величину входного тока инвертора I_d .

Схема 2. Установка мощностью 60 кВт

Преобразователь частоты выполнен по схеме: трехфазная промышленная сеть частотой 50 Гц – трехфазный диодно-тиристорный выпрямитель по мостовой полууправляемой схеме – разделительный реактор – два последовательных резонансных инвертора с закрытым входом и обратными диодами с удвоением частоты – индуктор с параллельной компенсирующей емкостью. Схема преобразователя приведена на рис. 3.

В схеме рис. 3 VD1...VD3, VS1...VS3 – входной выпрямитель, L1 – разделительный реактор, VS4...VS11 – тиристоры инвертора, VD4...VD11 – об-

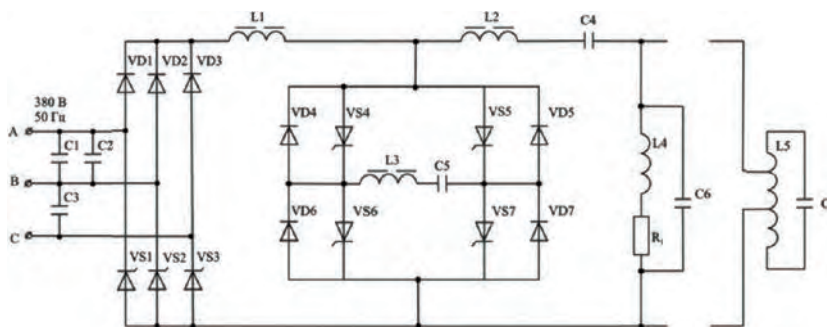


Рис. 2. Схема 1 преобразователя частоты мощностью 15 кВт (40 кВт)

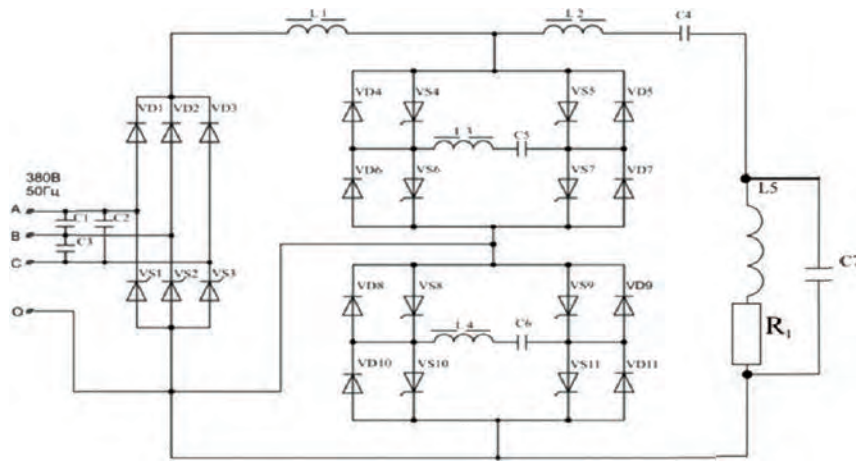


Рис. 3. Схема 2 преобразователя частоты мощностью 60 кВт

ратные диоды, L3, L4, C5, C6 – индуктивности и емкости контуров коммутации, L2, C4 – индуктивность и емкость цепи нагрузки, T – трансформатор, L5 – индуктор, C7 – компенсирующая емкость нагрузки; C1...C3 – входной фильтр радиопомех.

Доработка и усовершенствование схемы заключаются в следующем:

- используется бестрансформаторная по входу схема питания – исключен входной силовой трансформатор, работающий на частоте 50 Гц;
- используется облегченный разделительный реактор;
- используется выходной высокочастотный трансформатор на ферритовом магнитопроводе;
- выполнена быстродействующая электронная защита посредством снятия импульсов управления входного выпрямителя;
- установлены фильтры радиопомех на входе.

Схема 3. Установка мощностью 5 кВт (10 кВт)

Преобразователь частоты выполнен по схеме: однофазная промышленная сеть частотой 50 Гц – однофазный тиристорный выпрямитель по мостовой управляемой схеме – разделительный реактор – резонансный инвертор с закрытым входом и обратными диодами – индуктор с параллельной

компенсирующей емкостью. Схема преобразователя приведена на рис. 4.

Схема преобразования: VS1...VS4 – входной выпрямитель, L1 – разделительный реактор, VS5...VS8 – инвертор, VD1...VD4 – обратные диоды, L3, C3 – индуктивность и емкость контура коммутации, L2, C2 – индуктивность и емкость цепи нагрузки, L4, L5 – индуктор, C4, C5 – компенсирующая емкость нагрузки; C1 – входной фильтр радиопомех.

Доработка и усовершенствование этой схемы состоит из тех же самых пунктов, что и для схемы рис. 2.

Для расчета установившегося режима работы преобразователей для общности рассмотрим работу по схеме удвоения частоты с обратными диодами (рис. 2) при следующих допущениях:

- инвертор питается от идеального источника тока I_i ;
- нагрузка инвертора (индукционный нагреватель) является линейной и представляется в виде последовательной схемы по первой гармонике;
- вентили идеальные;
- входной реактор имеет бесконечную индуктивность.

На основании последних двух допущений эквивалентная схема инвертора для интервала про-

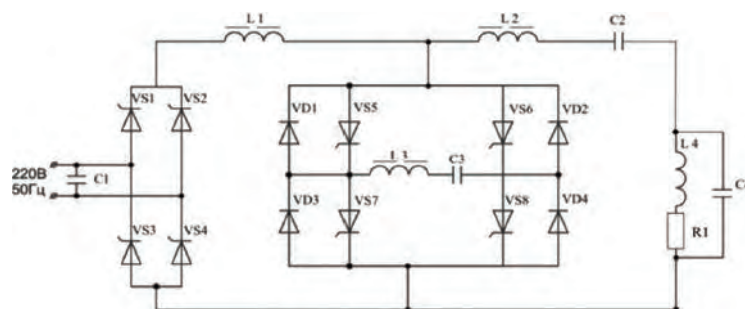


Рис. 4. Схема преобразователя частоты мощностью 5 кВт (15 кВт)

димости соответствующих вентиляльных ячеек моста имеет вид, показанный на рис. 5.

Схема (рис. 5) описывается следующей системой дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} (L_k + L_3) \frac{di_1}{dt} = U_{Cp} - U_{Ck} - U_H + (L_k - L_3) \frac{di_2}{dt}; \\ (L_k + L_3) \frac{di_2}{dt} = U_{Cp} - U_{Ck} - U_H + (L_k - L_3) \frac{di_1}{dt}; \\ C_k \frac{dU_{Ck}}{dt} = i_1 - i_2; \\ C_p \frac{dU_{Cp}}{dt} = I_d - i_1 - i_2; \\ C_H \frac{dU_H}{dt} = i_H - I_d + i_1 + i_2; \\ L_H \frac{di_H}{dt} = -R_H i_H - U_H. \end{cases} \quad (1)$$

С учетом того, что напряжение на вентиле определяется как

$$u_{VT}(t) = u_{Ck}(t) + u_{Lk}(t) \quad (2)$$

поскольку нагрузка работает в режиме резонанса токов, при котором поведение нагрузки можно считать как чисто активное ($Z_H = R_H$), получаем:

$$I_{VTmax} = \frac{4U_d}{\omega_1 L_k} B n^2 e^{-\alpha \operatorname{ctg} \alpha} \sin \alpha; \quad (3)$$

$$I_{VDmax} = \frac{4U_d}{\omega_1 L_k} B n^2 e^{-(\alpha+\pi) \operatorname{ctg} \alpha} \sin(\alpha + \pi), \quad (4)$$

где $n = (1 - e^{-\frac{\pi}{2Q}})^{-1}$;

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\omega}{\delta}; \quad B = \left[1 + (2n-1)^2 - \frac{2}{\pi} (2n-1) \sin(2\alpha) \right]^{-1}; \quad (5)$$

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{L_k C_k} - \left(\frac{R_H}{2L_k} \right)^2}; \quad \delta = \frac{R_H}{2L_k}. \quad (6)$$

С помощью приведенных преобразований по-

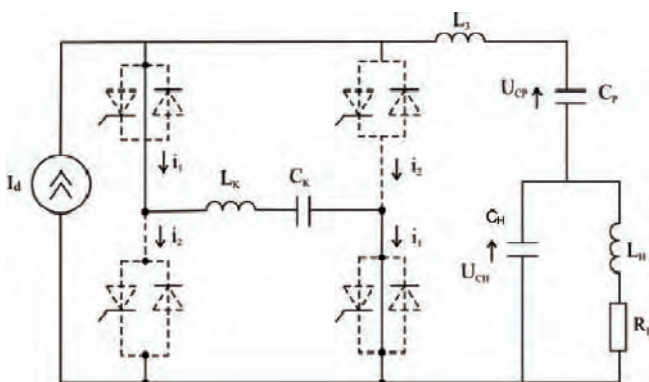


Рис. 5. Эквивалентная схема преобразователя на интервале проводимости вентиляльных ячеек моста

лучены следующие аналитические выражения для расчета параметров преобразователя [1, 2, 9, 10].

Действующее значение тока через тиристор (I_{VS}) и через диод (I_{VD}) соответственно определяются в виде

$$I_{VS} = (2U_d / \rho_k) B n \sqrt{\operatorname{tg} \alpha (2n-1)}; \quad (7)$$

$$I_{VD} = (1-1/n) I_{VT}; \quad (8)$$

$$\rho_k = L_k / C_k. \quad (9)$$

Величину I_d входного тока инвертора можно найти, если учесть соотношение между максимальным током тиристора и I_d [1, 10]:

$$\frac{I_{VTmax}}{I_d} = \frac{2\pi n^2 e^{-\alpha \operatorname{ctg} \alpha}}{(2n-1) \sin \alpha}. \quad (10)$$

С учетом (7) и (10) получим значение тока на выходе выпрямителя

$$I_d = \frac{2U_d}{\pi \omega_1 L_0} B \cdot (2n-1) \sin(2\alpha). \quad (11)$$

Действующее и мгновенное значения тока нагрузки равны соответственно:

$$I_H = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_H^2(\vartheta) d\vartheta}; \quad (12)$$

$$i_H(\vartheta) = \frac{U_d}{\omega L_0} \exp\left(\frac{-\delta}{\omega} \vartheta\right) - I_d. \quad (13)$$

Тогда для действующего значения тока нагрузки получим

$$I_H = \sqrt{I_d^2 + \frac{2I_d I_0 (e^{-a\pi} + 1)}{\pi(a^2 + 1)} + \frac{I_0^2 (a+1)(1 - e^{-2\pi a})}{2\pi a(a+2)}}, \quad (14)$$

где $\vartheta = \omega t$; $U_0 = 4Bn^2 U_d$;

$$I_0 = \frac{U_0}{\omega L_0}; \quad a = \frac{\delta}{\omega}.$$

Максимальное значение напряжения на тиристоре определяется из (2) с учетом того, что $dU_{VT}/dt = 0$ и $t = (\pi + \alpha)/\omega$. Таким образом,

$$U_{VTmax} = B U_d \left\{ 1 + (2n-1)^2 - 4n^2 e^{-\delta t} \times \right. \\ \left. \times [(k_L - 1) \cos \alpha - (1 + k_L) \operatorname{ctg} \alpha \sin \alpha] \right\}, \quad (15)$$

где $k_L = L_k / (L_k + L_3)$ – защитная индуктивность. Обычно k_L выбирают в пределах $(0,7 \leq k_L \leq 1,0)$ [4].

Схемы смоделированы и исследованы [9] с помощью прикладных компьютерных программ *MATLAB* и *OrCAD 9.2* [9]. На рис. 6 приведены временные диаграммы токов и напряжений для схемы рис. 2,

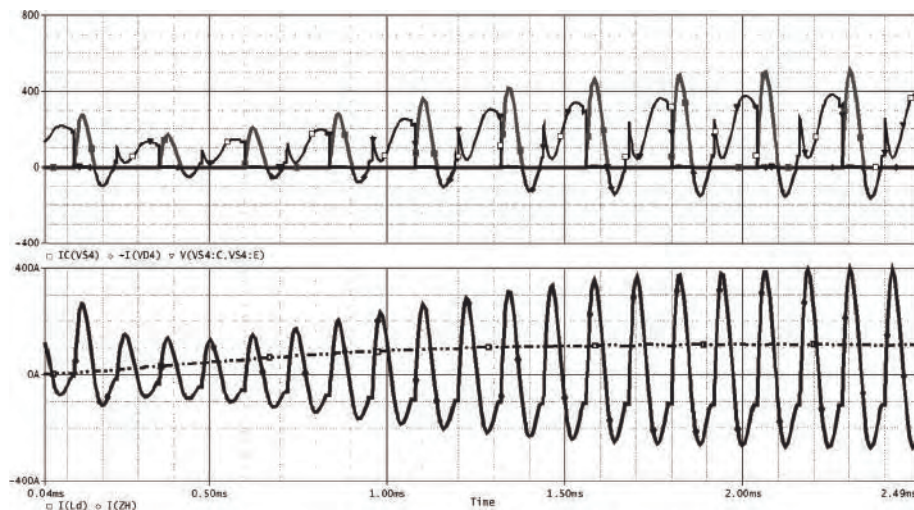


Рис. 6. Временные диаграммы токов и напряжений

полученные с помощью системы OrCAD 9.2 при параметрах: $P_H=40$ кВт; $f=15,0$ кГц; $Q=1,25$; $k_L=0,7$.

Полученные выше выражения были использованы для расчета параметров и выбора элементов источников питания при создании установок индукционного нагрева разных мощностей.

Достигнуто повышение КПД установок, разработанных как на основе усовершенствованных традиционных схем, так и на основе собственных разработок [11].

На основании выполненных исследований раз-

работаны, изготовлены, испытаны, поставлены заказчиком и успешно эксплуатируются промышленные образцы установок и преобразователей – источников питания для индукционной плавки металлов малой и средней мощности.

На рис. 7 показаны экспериментально снятые осциллограммы для установки мощностью 40 кВт (схема 1).

Как видно преобразователь устойчиво работает и обеспечивает рабочий режим при эксплуатации. Аналогичные диаграммы получены также для других

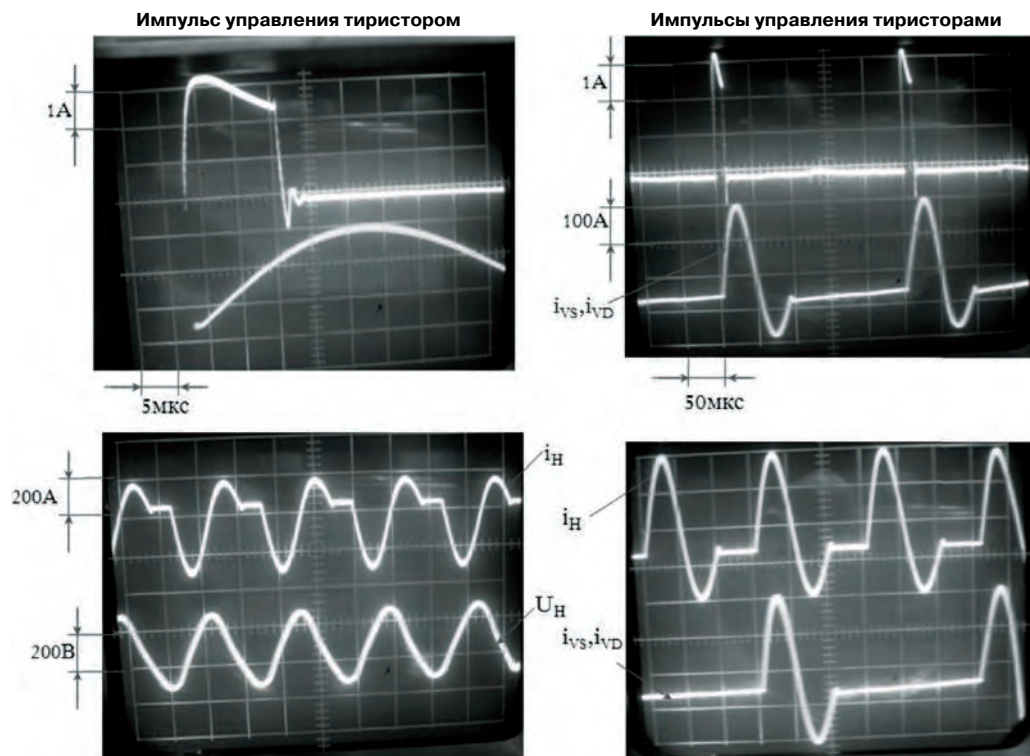


Рис.7. Осциллограммы токов и напряжений

преобразователей разных мощностей, но из-за большого объема здесь эти осциллограммы не приводятся.

На рис. 8, 9, 10 показаны экспериментальные промышленные образцы установок разных мощностей, которые успешно эксплуатируются на разных промышленных предприятиях Армении и в других государствах СНГ.

В конце отметим, что в качестве силовых элементов инвертора и выпрямительного моста были использованы тиристоры типа ТЧ 100-9 и ТБ 133-400-10 и диоды ВЧ-160-9, в качестве коммутирующих и разделительных конденсаторов использованы конденсаторы типа ЭСВ и К78-2.

Выводы

1. В соответствии со сформулированной целью и задачей на основе усовершенствованных нами традиционных схем резонансных инверторов, разработаны и исследованы высокоэффективные индукционные высокочастотные установки для плавки черных и цветных металлов средней и большой мощности.

2. На основании выполненных исследований изготовлены, испытаны, поставлены заказчикам и успешно эксплуатируются промышленные образцы установок и преобразователей – источников питания разных мощностей для индукционной плавки металлов.



Рис. 8. Установка для плавки цветных металлов емкостью 50 кг по схеме 1

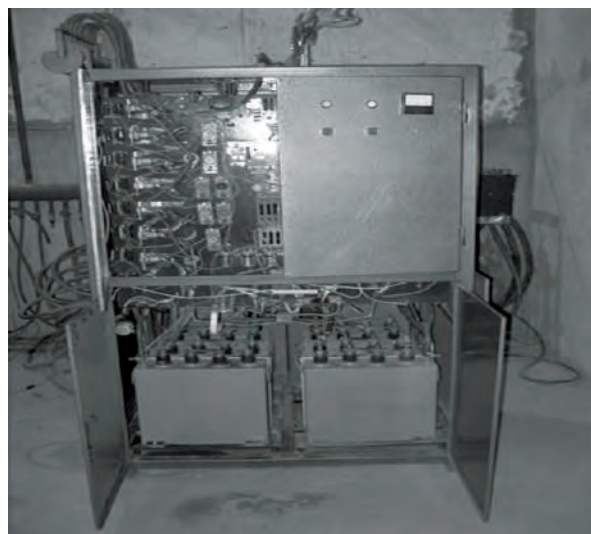


Рис.9. Преобразователь мощностью 60 кВт по схеме 2



Рис.10 Преобразователь универсальный мощностью до 15 кВт для плавки цветных металлов, обжига прямоугольных стальных труб и пайки резцов по схеме 3

Литература

1. *Слухоцкий А. Е., Немков В. С., Павлов Н. А., Бамунер А. В.* Установки индукционного нагрева / Под ред. А. Е. Слухоцкого. – Л.: Энергоиздат, 1981. – 328 с.

2. Тиристорные преобразователи повышенной частоты для электротехнологических установок / Е. И. Беркович, Ю. С. Иоффе и др. – Л.: Энергоатомиздат, 1983. – 206 с.

3. *Гитгарц Д. А., Иоффе Ю. С.* Новые источники питания и автоматика индукционных установок для нагрева и плавки. – М.: Энергия, 1972. – 105 с.

4. *Руденко В. С., Сенько В. И., Чиженко И. М.* Основы преобразовательной техники. – М.: Высшая школа, 1980. – 424 с.

5. *Шапиро С. В.* Тиристорные генераторы ультразвуковой частоты. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 144 с.

6. Электрические конденсаторы и конденсаторные установки: Справочник / В. П. Берзан, Б. Ю. Геликман, М. Н. Гураевский и др.

7. *Кит Супер.* Силовая электроника: Руководство разработчика. – М.: "Додэка-ХІ", 2007. – 252 с.

8. *Евтюкова И. П., Кацевич Л. С., Некрасова Н. М., Свенчанский А. Д.* Электротехнологические промыш-

ленные установки / Под ред. А. Д. Свенчанского. – М.: Энергоиздат, 1982. – 400 с.

9. *Зикин Ю. М.* Методика схемотехнического моделирования и реновация резонансных инверторно-индукционных электротехнических комплексов // Вестник УГАТУ. – 2005, Т-6, № 2(13).

10. *Петросян Н. Н., Давидян Ж. Д., Манукян П. С.* Анализ резонансного инвертора с закрытым входом для индукционного нагрева // Известия НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. – 2008. – Т. 61. № 1. – С.78–87.

11. *Петросян Н. Н., Манукян П. С.* Анализ резонансных инверторов с закрытым входом для индукционного нагрева с широтно-импульсным регулированием входного напряжения // Практическая силовая электроника № 1(33), 2009, С. 37–41.

Норик Нагапетович Петросян, зав. кафедрой "Электронной техники", к. т. н., доцент Государственного инженерного университета Армении (ГИУА), г. Ереван, тел. (374-10) 58-36-62, (374-94) 32-94-62;

Паргев Суренович Манукян, к. т. н., ассистент кафедры Электроэнергетики ГИУА, г. Ереван, тел. (374-10) 55-17-42, (374-99) 47-45-69;

Анна Мартыновна Арутюнян, ассистент кафедры Электроэнергетики ГИУА, г. Ереван, тел. (374-10) 22-50-53.

Л. Р. Гутер, А. В. Тифлов

ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗРАБОТКИ РАДИАЦИОННО-СТОЙКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ НА ОТЕЧЕСТВЕННОЙ ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЕ

L. R. Guter,
A. V. TiflovProspects For Radiation-Resistant Voltage Converters
Development On The Basis Of Domestically Made
Electronic Components

Приведено обоснование целесообразности разработки ряда модульных источников питания. Рассмотрены характеристики созданного ряда DC/DC модулей на импортной элементной базе и возможности их реализации на отечественной радиационно-стойкой элементной базе.

Ключевые слова: радиационная стойкость, преобразователь постоянного напряжения, отечественная элементная база

The practicability justification of the variety of modular power sources development is given. The paper also considers the performances of the developed variety of DC/DC modules based on imported products as well as possibilities of their realization on the basis of domestically made radiation-resistant electronic components.

Key words: radiation resistance, DC/DC converter, domestically made electronic components

Несмотря на перенасыщенность рынка силовой микроэлектроники, выбор модулей электропитания (преобразователей DC/DC) для аэрокосмических приложений весьма ограничен. Известны модули фирм *Interpoint*, *International Rectifier*, *MDI*, но они отличаются и “космическими” ценами и известными трудностями поставки. Являясь продукцией двойного назначения, поставка может быть затруднена или прекращена полностью по решению страны поставщика. В настоящее время уже предпринимаются попытки жесткого контроля использования соответствующей продукции. К сожалению, их технические характеристики (склонность к возбуждениям, значительные помехи в спектре пульсаций выходного напряжения, реальный КПД) также оставляют желать лучшего.

Возможный альтернативный вариант – применение импортных модулей класса *Industry* с последующими испытаниями на радиационную стойкость – нашел применение в НПО “Орион”. Ряд бортовых блоков питания построен на базе моделей фирмы *Vicor*, которые подтвердили радиационную стойкость на уровне поглощенной интегральной дозы свыше 100 крад. Однако радиационную стойкость модулей питания необходимо подтверждать испытаниями каждый раз, от партии к партии в связи с возможными изменениями в технологии изготовления со стороны фирмы-производителя, что резко удорожает продукцию.

Однако и этим модулям присущ ряд недостатков:

- для обеспечения номинальных (паспортных) пульсаций выходного напряжения они нуждаются в подгрузке на (5...10)% от номинального значения тока;
- не все типоминималы имеют выводы для внешней обратной связи, необходимой для охвата

развязывающих диодов, обеспечивающих резервирование;

- типоминималы, имеющие внешнюю обратную связь, не обеспечивают охват выводов обоих полярностей двухпроводного выходного фильтра – модуль начинает работать неустойчиво и появляется паразитная генерация;
- модули фирмы *Vicor* имеют ограниченный, крупнодискретный ряд по выходной мощности и габаритным размерам, не позволяющий выбрать модуль с оптимальными характеристиками.

Дополнительные трудности возникают из-за нормативного требования загрузки источников питания током, не более 0,6 от номинального значения.

Следует отметить, что источники питания собственной разработки свободны от этого требования, так как имеют карты режимов примененных комплектующих изделий, где подтверждаются необходимые запасы по режимам на все компоненты. В результате этого источник может быть нагружен на номинальную мощность.

Последнее обстоятельство существенно облегчает проведение собственных разработок источников питания.

На российском рынке широко известны модули электропитания некоторых российских производителей, представленные в Перечне МОП 44 001. Основное внимание в этих разработках уделяется вопросам повышения энергетической плотности, но качество выходного напряжения не всегда удовлетворяет потребителей. В частности, в режимах холостого хода или близкого к нему не обеспечиваются паспортные пульсации выходного напряжения, реакция модуля питания на динами-

ческую нагрузку тоже оставляет желать лучшего (глубокие провалы, выбросы), имеют место отказы запуска модуля на внешнюю нагрузку при значительной емкостной составляющей.

Таким образом, опыт работы с покупными модулями отечественного и импортного производства выявил ряд их типичных недостатков, что инициировало возобновление собственных разработок.

Работа была направлена на решение следующих вопросов:

- обеспечение устойчивой работы во всем диапазоне изменения тока нагрузки от номинального значения до нуля при минимальной внутренней подгрузке (0,5... 1)% от номинального тока;
- обеспечение возможности подключения к выходу значительной емкости (до десятков тысяч мкФ);
- поддержание высокой стабильности выходного напряжения, в том числе, при динамическом (скачкообразном) изменении тока нагрузки;
- обеспечение повышенной помехоустойчивости (отсутствие влияния одного модуля на другой при работе в комплексе от одного первичного источника).

В результате проведения работы в НПО «Орион» имеется ряд образцов модулей электропитания с выходной мощностью от 5 до 50 Вт (рис. 1). Основные схемотехнические решения модулей защищены патентами РФ.

В процессе разработки было установлено, что решение поставленных вопросов возможно только при отказе от традиционного подхода к созданию топологии силовых схем преобразования и от традиционно применяемой элементной базы в цепях управления.

Модули с выходной мощностью от 5 до 30 Вт выполняются по одноконтурной схеме преобразования (как с «обратноходовым», так и с «прямоходовым» преобразованием), показанной на рис. 2а. Двухтактный выход выпрямителя с использованием центрального отвода от выходной обмотки трансформатора обеспечивает двукратное снижение пульсаций выходного напряжения при том же количестве витков обмотки. Вид импульсов напряжения на выходе выпрямителя показан на рис. 2б. В этих модулях используются как комбинированная



Рис. 1. Модули DC/DC: а – 15 и 30 Вт; б – 5 и 10 Вт

широко-частотная модуляция, так и широтно-импульсная модуляция (для мощностей 25–30 Вт).

Модули с выходной мощностью 50 Вт выполняются по двухтактной схеме (рис. 3а), обеспечивающей переключение силовых транзисторов при нуле напряжения («мягкое переключение»), предложенной в [1] и проанализированной в [2]. В этих модулях используется комбинированная амплитудно-широкая модуляция. Вид импульсов напряжения на выходе выпрямителя показан на рис. 3б.

Анализ характеристик типовых микросхем – контроллеров широтно-импульсной модуляции показал, что, к сожалению, они не могут обеспе-

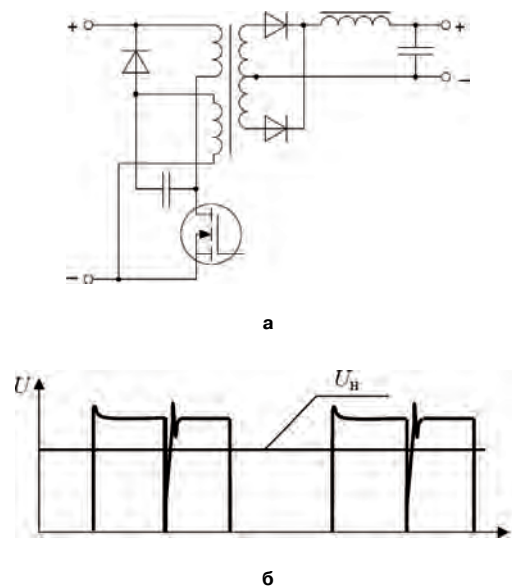


Рис. 2. Одноконтурный преобразователь (а); импульсы напряжения на выходе выпрямителя (б)

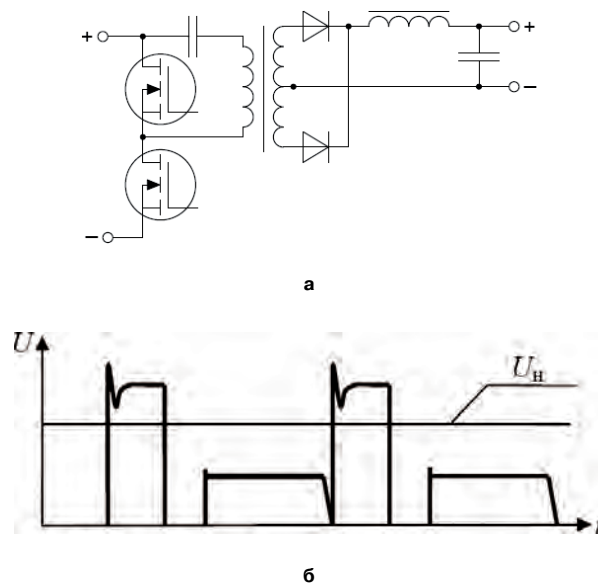


Рис. 2. Одноконтурный преобразователь (а); импульсы напряжения на выходе выпрямителя (б)

чить решение поставленных задач. В частности, исследовались типовые, фактически стандартные для настоящего времени микросхемы, выпускаемые фирмой *Unitrode* и копируемые отечественной промышленностью. Эти же микросхемы явились базовым прототипом для многих других импортных микросхем.

По ширине диапазона регулирования (ширине формируемого импульса), критичности к напряжению питания и помехоустойчивости они не удовлетворили требованиям проводимой разработки. Известно, что многие зарубежные фирмы – лидеры в области производства источников питания – разрабатывают собственные интегральные микросхемы, не поставляемые на рынок, которые обеспечивают исключительно высокий технический уровень конечного продукта.

Достижение поставленной цели оказалось возможным путем применения универсальных микросхем средней степени интеграции (биполярных и КМОП). Это, естественно, привело к некоторому увеличению количества дискретных компонентов, по сравнению с типовыми решениями. Однако проведенная оптимизация схемотехнических решений позволила реализовать модули в общепринятых современных габаритных размерах и резко улучшила эксплуатационные параметры. Дешевизна универсальных микросхем общего назначения и пренебрежимо малая стоимость дискретных компонентов обеспечивают низкую суммарную стоимость комплектующих изделий.

Можно отметить, что фирма *Interpoint* в ряде разработок также отказалась от специализированных микросхем ШИМ-контроллеров в пользу универсальных компараторов, обладающих высокой радиационной стойкостью.

Как известно, в преобразователях с “мягким” переключением минимизация коммутационных потерь достигается рациональным использованием энергии, накапливаемой в индуктивности рассеяния трансформатора. Из-за квадратичной зависимости этой энергии от тока нагрузки минимизация потерь возможна лишь в малом диапазоне его изменения. При отсутствии нагрузки преобразователя потери могут даже превышать свое максимальное значение в режиме полной мощности. Решение этого вопроса путем организации адаптируемой коммутационной паузы предложено в [3].

Весьма существенным недостатком многих серийно выпускаемых модулей является их низкая динамическая стабильность при скачкообразном изменении тока нагрузки. Вид этих процессов в типовом случае показан на рис. 4, из которого видно, что подключение нагрузки вызывает значительный провал выходного напряжения. В некоторых случаях, например, при загрузке процессоров такое явление недопустимо. Радикальное улучшение

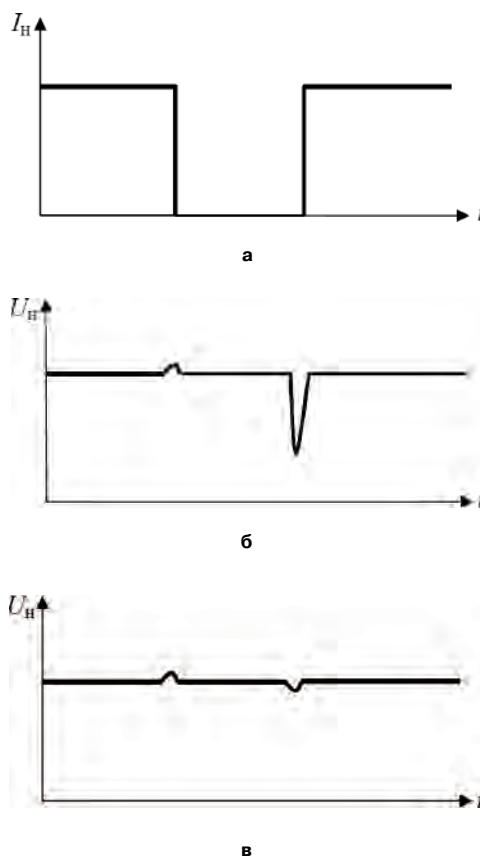


Рис. 4. Динамические процессы на выходе преобразователя: а – ток нагрузки; б, в – напряжение на нагрузке

динамических характеристик достигается применением специальных нелинейных цепей коррекции, предложенных в [4]. Также замечено, что применение указанных цепей коррекции повышает общую устойчивость преобразователя к возникновению паразитных генераций.

Следует отметить также, что рассматриваемые модули допускают последовательное включение выходов без дополнительных компонентов, а модули с наименьшей и наибольшей мощностью (5 и 50 Вт) допускают параллельное объединение выходов. Последняя возможность реализуется с помощью технического решения, по которому также оформлена заявка на изобретение.

Конструктивно модули выполнены в открытом (незаливаемом компаундом) исполнении на стекло-текстолитовых печатных платах. Такое исполнение, характерное для модулей фирм *Lambda* и *Artesin*, улучшает технологичность изготовления и снижает стоимость модулей. При отсутствии компаунда локальные перегревы в области установки мощных полупроводников и моточных изделий не влияют на нагрев электролитических конденсаторов. Нарботка на отказ полупроводников и моточных компонентов при высокой температуре значительно выше, чем для конденсаторов и, таким образом,

общий ресурс модулей повышается [5].

Разработаны варианты фрезерованных (более жестких, но более дорогих) корпусов и более дешевых – из гнutoго дюралевого листа (рис. 1).

КПД модулей составляет 0,81–0,82 при уровне выходного напряжения 5 В и 0,91–0,93 при уровне выходного напряжения 27 В.

Типовое значение пульсаций выходного напряжения: (0,1–0,5)% от $U_{\text{ном}}$.

Всплески и провалы выходного напряжения при динамических воздействиях со стороны нагрузки понижены до (2–4)% от $U_{\text{ном}}$.

Остальные характеристики – на типовом современном уровне.

Созданные модули выполнены на импортной элементной базе в металлопластиковых корпусах и могут применяться в наземной аппаратуре как коммерческого, так и специального назначения по аналогии с некоторыми отечественными производителями.

Однако их применение в аппаратуре космического назначения требует длительного и дорогостоящего цикла испытаний: на радиационную стойкость, воздействие вакуума и т. д.

Учитывая объективную потребность предприятий ВПК и, в частности, космического приборостроения, в радиационно-стойких модулях электропитания, выполненных на отечественной элементной базе, их разработка представляется весьма актуальной.

В настоящее время предприятия Воронежа, Брянска, Александрова, Зеленограда, а также Минска освоили производство ряда силовых полупроводниковых приборов (транзисторов и диодов) в бескорпусном исполнении. Имеется также возможность использования управляющих микросхем в бескорпусном исполнении. Применение кристаллов (разварка выводов и их корпусирование) освоено многими предприятиями. В частности, компания “Совтест АТЕ” предлагает как услуги, так и оборудование для реализации технологии COB (*Chip-on-Board*) [6].

Предприятия-смежники освоили технологию производства монтажа ЧИП-элементов на поверхность изолированных алюминиевых плат – теплоотводов. При применении силовых компонентов в виде кристаллов на подложках тепловое сопротивление такой конструкции снижается в 4–5 раз. Следует отметить, что лучшие зарубежные образцы выполняются с применением гибридной толстопленочной технологии, освоение и использование которой сильно удорожает производство. В то же время, повсеместное распространение ЧИП-компонентов типономиналов 0603 и 0402, а также многослойных печатных плат, делает возможным достижение высокой энергетической плотности и без технологии ГИС.

Таким образом, имеющиеся заделы (схемотехника и технология), а также достижения отечественной электронной промышленности позволяют разработать конкурентоспособные отечественные аналоги импортных изделий. Такая работа может быть организована в НПО “Орион” по кооперации с заинтересованными предприятиями, с учетом их потребностей.

Литература

1. Гутер Л. Р. Стабилизированный преобразователь напряжения. – Патент РФ № 2080734, 1997 г.
2. Гутер Л. Р. Преобразователи напряжения с амплитудно-широтной модуляцией. – Радиопромышленность, 1996 г., № 1.
3. Гутер Л. Р. Стабилизированный преобразователь напряжения. – Патент РФ № 2264685, 2005 г.
4. Гутер Л. Р. Стабилизированный преобразователь напряжения. – Патент РФ № 2333525, 2008 г.
5. Жданкин В. К. Преимущества бескорпусных преобразователей постоянного тока. – “СТА” № 4, 1998 г.
6. Мухина Е., Башта П. Технология CHIP-on-BOARD: основные процессы и оборудование. – ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес 3/2008 г.

В. Г. Еременко, С. И. Яблочкин, Д. О. Варламов

УСТРОЙСТВО ВЫРАВНИВАНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ БАТАРЕИ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА

V. G. Eremenko, S. I. Yablochkin, D. O. Varlamov

Voltage Leveling Unit For Spacecraft Battery

Во избежание преждевременного выхода из строя аккумуляторной батареи на космическом аппарате необходимо применять устройство выравнивания напряжения (УВН). Существуют пассивные и активные УВН. В статье приводится описание наиболее перспективной схемы УВН и результаты ее моделирования в программе PSpice.

Ключевые слова: аккумуляторная батарея, методы выравнивания, устройство выравнивания напряжения, моделирование

To avoid premature battery failure on board a spacecraft it is necessary to implement voltage leveling unit (VLU). There are both passive and active VLU's. The paper describes one of the most promising among VLU structures and its simulation with PSpice.

Key words: spacecraft battery, leveling methods, voltage leveling unit, simulation

Современные высоковольтные Ni-MH и Li-Ion батареи космических аппаратов из-за большого числа последовательно соединенных аккумуляторных ячеек обладают большей вероятностью отказа, чем батареи на основе одной ячейки. Вследствие производственных допусков и неравномерного температурного распределения в батарее происходит ухудшение характеристик отдельных ячеек, которые перезаряжаются или недозаряжаются, что приводит к их преждевременному отказу [1].

Батарея считается несбалансированной, если напряжения на ее отдельных ячейках отличаются от среднего значения на определенную величину (например, 100 мВ). Если напряжения на отдельных ячейках практически одинаковы, то такую батарею можно считать сбалансированной.

Для балансировки батарей используется специальное устройство выравнивания напряжения (УВН).

Существует два метода выравнивания напряжения на ячейках аккумуляторной батареи: “пассивный” и “активный” [2]. Пассивный метод еще иногда называют методом “рассеивающих резисторов”.

Схемотехническое решение “пассивного” метода выравнивания напряжения для батареи из четырех аккумуляторных ячеек Cell1–Cell4 представлено на рис. 1.

Параллельно каждой аккумуляторной ячейке (Cell1–Cell4) установлен резистор высокой мощности (R1–R4) и силовой транзистор (VT1–VT4), которым управляет специальная микросхема. Напряжение на каждой аккумуляторной ячейке с помощью датчиков-компараторов измеряется микросхемой управления. Микросхема управления, силовые транзисторы и резисторы высокой мощности входят в состав УВН. Когда фиксируется превышение допустимой величины разброса напряжений на отдельных ячейках от среднего значения напря-

жений (например, более 100 мВ) УВН шунтирует аккумуляторные ячейки с наибольшим напряжением. При разряде батареи они будут разряжаться током большей величины, чем другие ячейки, а при заряде батареи они будут заряжаться меньшим током, чем другие ячейки. Таким образом, разброс напряжения между аккумуляторными ячейками при разряде и заряде батареи будет сокращаться.

Основным недостатком “пассивного” метода является низкий КПД, в связи с рассеиванием на шунтирующих резисторах энергии ячеек при разряде аккумуляторной батареи и энергии от зарядного устройства при ее заряде.

Наиболее перспективным методом считается “активный”. Такое УВН перераспределяет энергию от аккумуляторных ячеек с большим зарядом к ячейкам с меньшим зарядом.

В ОАО “АВЭКС” был разработан свой вариант “активного” устройства выравнивания напряже-

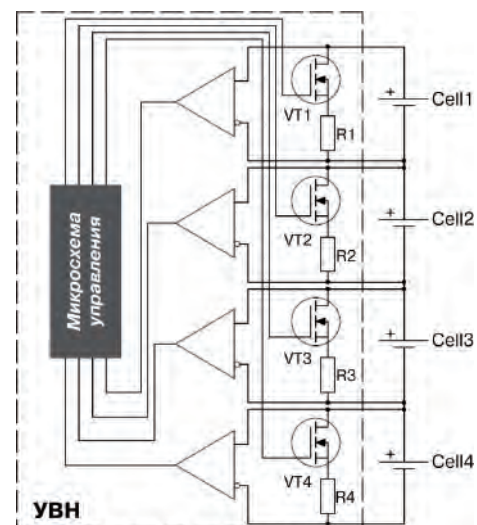


Рис. 1. УВН “пассивного” метода выравнивания

ния (УВН), относящегося к трансформаторному типу [3]. На рис. 1 представлен один из возможных вариантов выполнения такого УВН для батареи, состоящей из 4-х последовательно соединенных ячеек Cell1–Cell4 Li-Ion аккумуляторной батареи.

В ОАО “АВЭКС” был разработан свой вариант “активного” устройства выравнивания напряжения (УВН), относящегося к трансформаторному типу [3]. Один из возможных вариантов выполнения такого УВН для батареи, состоящей из 4-х последовательно соединенных ячеек Cell1–Cell4 Li-Ion аккумуляторной батареи представлен на рис. 2.

Устройство содержит трансформатор с четырьмя одинаковыми по количеству витков рабочими обмотками. T1:1–T1:4 и управляемые ключевые элементы УКЭ1–УКЭ8. Система управления этими ключевыми элементами состоит из формирователя сигналов управления (ФСУ) и генератора импульсов. Все обмотки намотаны на одном сердечнике и имеют хорошее потоко сцепление. Устройство работает по двухтактной схеме: в первом такте ФСУ замыкает УКЭ1, 4, 5, 8 а УКЭ2, 3, 6, 7 остаются в разомкнутом состоянии. При этом ячейки соединяются параллельно через обмотки трансформатора: Cell1 через обмотку T1:1, Cell2 через обмотку T1:2 и т. д. Если напряжение на любой из ячеек выше чем на других (с учетом падения напряжения в цепях коммутации), то за счет энергии отячейки с большим напряжением будет происходить подзаряд ячеек с меньшим напряжением. Во втором такте управляющие сигналы подаются на выход ФСУ так, что УКЭ1, 4, 5, 8 размыкаются а УКЭ2, 3, 6, 7 замыкаются. При этом перераспределение энергии между аккумуляторами Cell1, Cell2, Cell3 и Cell4 происходит

соответственно через обмотки T1:2, T1:1, T1:4 и T1:3. В процессе выравнивания напряжения на всех накопителях токи между аккумуляторами уменьшаются до нуля. В этом состоянии КПД устройства определяется только динамическими потерями в управляющих ключевых элементах. При работе устройства перемагничивание сердечника трансформатора происходит по полной петле гистерезиса.

По заказу ОАО “АВЭКС” Варламовым Д. О. было произведено моделирование работы этого УВН в программе PSpice вместе с моделью Li-Ion аккумуляторной батареи космического спутника на геосинхронной орбите (1 виток за 24 часа) с автоматически ориентируемыми солнечными батареями. Емкость аккумуляторной батареи – 50 А · ч.

Задачей на моделирование было проверить работу устройства выравнивания при следующем режиме работы:

- заряд батареи производится в течение 4 часов током $0,1 \cdot C$ [A];
- пауза (заряд и разряд не производится);
- за 0,5 ч до наступления тени включается заряд батареи током $0,02 \cdot C$ [A], а отключение питания батареи также происходит при достижении одной из ячеек уровня заряда 4,1 [В];
- с наступлением тени начинается разряд продолжительностью 1,5 [ч], глубина 40%.

Для ячеек батареи был задан разброс заряда от 50% до 80%. При моделировании использовалась упрощенная модель ячейки аккумуляторной батареи с линейной зависимостью напряжения от емкости (3,1 [В] – 0% заряда, 4,1 [В] – 100% заряда). Таким образом, изменение напряжения батареи ΔU на 10 мВ соответствует изменению емкости батареи на 1%, например, напряжение батареи, заряженной на 70%, будет 3,8 [В].

Результаты моделирования представлены на рис. 3 и в таблице 1.

Следует отметить, что из-за особенностей совместного моделирования аккумуляторной батареи

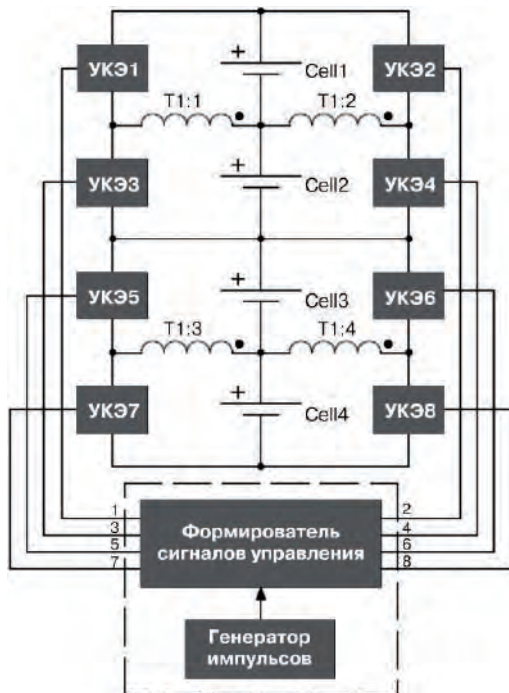


Рис. 2. УВН трансформаторного типа

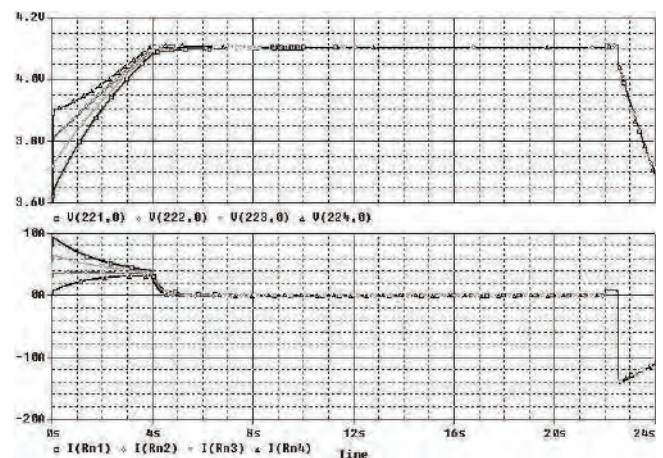


Рис. 3. Результаты моделирования устройства выравнивания

Таблица 1. Результаты моделирования устройства выравнивания

Момент времени T , ч	Напряжение на ячейках аккумуляторной батареи, В				$U = U_{\max} - U_{\min}$, мВ
	U_1	U_2	U_3	U_4	
0	3,60	3,80	3,70	3,90	300
2	3,90	3,95	3,92	3,98	80
4	4,09	4,10	4,10	4,11	30
8	4,10	4,10	4,10	4,10	0

и устройства выравнивания было необходимо пересчитать емкость аккумуляторной батареи, поэтому масштаб полученной характеристики составляет 1:3600 (1с → 1ч) [4].

Кроме того, для сглаживания пульсаций, возникающих при работе УВН, напряжения и токи ячеек аккумуляторной батареи в модели устройства подаются на соответствующие RC-фильтры, а затем выводятся на график.

На верхней осциллограмме представлено изменение напряжений аккумуляторных ячеек батареи при ее заряде и разряде с включенным УВН. Уже через 4 часа (к концу заряда) разброс напряжений ΔU сокращается в 10 раз (с 300 [мВ] до 30 [мВ]). Через 8 часов батарею можно считать полностью сбалансированной.

На нижней осциллограмме приведены токи аккумуляторных ячеек. Видно, что ячейки, имеющие меньший заряд под воздействием УВН заряжаются большим током, а разряжаются меньшим током. Ячейки, имеющие больший заряд, наоборот, заряжаются меньшим током, а разряжаются большим током. Таким образом, заряд и напряжение на аккумуляторных ячейках со временем выравниваются,

следовательно, разница в величине их зарядных/разрядных токов уменьшается.

Выводы

Результаты моделирования УВН показывают, что его применение позволяет в течении 4 часов сбалансировать аккумуляторную батарею космического аппарата.

Литература

1. Еременко В. Г., Жирнова Н. Б., Токарев А. Б., Воронцов К. А. Устройство выравнивания напряжения накопителей энергии (аккумуляторов или ионисторов). — Сборник научных статей кафедры “Электротехнические комплексы автономных объектов”, МЭИ 2008 г.
2. Варламов Д. О., Еременко В. Г. Анализ методов выравнивания заряда на аккумуляторных ячейках Li-Ion тяговой высоковольтной батареи. — Автомобильная Промышленность, № 10, 2008 г.
3. Полезная модель № 2003137118. Устройство выравнивания напряжения в батарее.
4. Варламов Д. О., Еременко В. Г. Метод моделирования длительных процессов в аккумуляторной батарее — Материалы XIII международной конференции аспирантов и студентов, МЭИ, 2008 г.

Еременко В. Г., д.т.н., профессор кафедры “ЭКАО” МЭИ, тел. 8(499) 362-71-00, e-mail: eremenko1937@yandex.ru;

Яблочкин С. И., зам. нач. ОГК-1, ОАО “АВЭКС”, тел. 8(499)2571893, e-mail: avelkomm@mail.ru;

Варламов Д. О., соискатель, МГТУ “МАМИ” кафедра “АТЭ”, тел. 8(499)1635156, e-mail: varlamovd@mail.ru.

А. М. Криваткин, Ю. И. Сакуненко

РАДИАТОРЫ ИЗ ТЕПЛОРАСSEИВАЮЩИХ ПЛАСТМАСС

А. М. Krivatkin, Y. I. Sakunenko

Heat sinks made of heat-dissipating plastics

Одной из последних инноваций в области полимерных композитов является освоение промышленного выпуска теплоотсеивающих пластмасс – пластмасс с многократно увеличенной теплопроводностью. Эти материалы позволяют в ряде случаев успешно заменить алюминиевые сплавы при изготовлении радиаторов охлаждения, сделать их легче, дешевле и эффективнее.

Ключевые слова: полимерные композиты, теплопроводность, теплоотсеивающие пластмассы, радиатор охлаждения

The implementation of heat-dissipating plastics commercialization (i. e. plastics possessing much greater heat conduction) is one of the latest innovations in the field of polymer composites. In certain cases these materials allow to successfully replace aluminum alloys when manufacturing heat-sinks and make them make them lighter, cheaper and more efficient.

Key words: polymer composites, heat conduction, heat-dissipating plastics, heat-sink

Можно ли заменить алюминий в радиаторах охлаждения на пластмассу? – Можно, но только пластмасса нужна не обычная, а теплоотсеивающая.

Пластмассы в силу своей высокомолекулярной структуры плохо проводят тепло. Теплопроводность у всех пластмасс практически одинакова (колеблется в узком интервале от 0,1 до 0,2 Вт/м·К). Поэтому все пластмассы относятся к классу теплоизоляторов и успешно используются в многочисленных изделиях, в которых необходимо сохранять тепло.

Теплопроводность λ металлов (железо, алюминий, медь, и т. д.), из которых изготавливаются радиаторы, достигает значений несколько сотен единиц (200–400 Вт/м·К), что в тысячи раз больше чем у пластмасс. Такое различие, казалось бы, раз и навсегда закрывает возможность полноценной замены металлов на пластмассы в охлаждающих устройствах. Однако учет специфики некоторых режимов процессов охлаждения и современные успехи в области полимерных композитов сделали такую возможность реальной.

Оговоримся сразу, такая замена возможна не всегда, а целесообразна в радиаторах с т. н. естественным (конвективным) охлаждением, в которых не применяется принудительный обдув воздухом радиаторов с помощью вентиляторов.

Естественная конвекция состоит из непрерывного процесса подхода к поверхности радиатора “холодных” частиц воздуха и их локального нагрева. Нагретые частицы воздуха (они характеризуются большим удельным объемом) перемещаются вверх, освобождая место для новых, холодных частиц воздуха. Полученное при этом тепло в дальнейшем постепенно отдается (рассеивается), за счет многократных столкновений с соседними частицам воздуха. Окружающий воздух играет, таким образом, роль своеобразного “теплоотсеивающего насоса”.

Именно теплоотсеивание в пограничных (к поверхности радиатора) слоях воздуха является

лимитирующей стадией теплообмена в системе “генератор тепла–воздух”.

Строгий теплофизический расчет показывает, что окружающий воздух в условиях естественной конвекции просто не в состоянии рассеять (принять) более 5–10 Вт тепловой энергии с единичной поверхности теплообмена. Другими словами воздушный “теплоотсеивающий насос” имеет вполне ограниченную производительность, а при выборе материала для радиаторов следует учитывать, что теплопроводность λ материала в интервале 5–10 Вт/м·К необходима и достаточна, чтобы передать на поверхность охлаждения все тепло, которое максимально может быть принято окружающим воздухом. Применение материалов с большей теплопроводностью поэтому является технически избыточным.

Уровень теплопроводности именно этого интервала являлся ориентиром при разработке рецептур и технологий получения нового класса полимерных композитов – теплоотсеивающих (теплопроводящих) полимерных композитов (ТРПК), (*Thermally Conductive Plastics, Wärmeleitfähige Kunststoffe*).

ТРПК – это гранулированная пластмасса, перерабатываемая на стандартных термопластавтоматах в любые изделия, отличающаяся от обычных пластмасс способностью принципиально лучше (в 10–100 раз больше) проводить через себя тепло и

Таблица 1. Производители ТРПК

Торговая марка	Производитель	Теплопроводность, Вт/м·К
COOLPOLY	CoolPolymers, USA	1,0–40,0
LATICONTER	Lati, ITALY	1,0–15,0
FORTRON (*)	TICONA	1,1–3,0
RTP (99x)	RTP, Imagineering Plastics, USA	1,0–18,0
ТЕПЛОСТОК, ТЕПЛОМОСТ	СПЕЦПЛАСТ-М, РОССИЯ	1,0–13,0

передавать (рассеивать) его в окружающий воздух.

Первые ТРПК появились на мировом рынке за последние 2–3 года (таблица 1).

Именно из этих пластмасс были изготовлены реальные радиаторы для экспериментальной проверки вышеприведенных теоретических выводов.

Результаты сравнительных тепловых испытаний одинаковых по форме и размерам радиаторов изготовленных из алюминия и ТРПК приведены на рис. 1, 2 и в таблице 2.

Как видно тепловые параметры охлаждения у них практически одинаковы (несмотря на различие в уровне теплопроводностей более че в 30 раз!). Таким образом, эти результаты полностью подтвер-

дили теоретические выводы о том, что увеличение теплопроводности материалов радиатора свыше некоторых “предельных” не влияет на эффективность охлаждения.

Из приведенных результатов следует, что **теплопроводящая способность алюминия реально востребована в системах естественного охлаждения в лучшем случае всего лишь на 5%!**

Теплорассеивающие пластмассы – конкуренты алюминия – легче, точнее, эффективнее, дешевле

При практически одинаковой теплорассеивающей способности ТРПК по ряду технико-экономических характеристик имеют значительные преимущества перед алюминием:

- ☞ изделия из ТРПК в среднем на 40%–50% легче аналогичных алюминиевых (удельный вес ТРПК колеблется в интервале 1,3–1,7 г/см³. Это позволяет существенно уменьшить полетный вес ряда ответственных изделий, снизить носимые массы коммуникационного оборудования, высокомошных фонарей подсветки и т. д., изготовленных из ТРПК (рис. 3);
- ☞ изделия из ТРПК получаются точнее, чем детали отлитые из алюминия (пластмассы перерабатываются методом литья под давлением, имеют меньшую усадку (0,1–0,3)% по сравнению с алюминиевым литьем (0,7–1,3)%; поверхность их литья не шероховатая, а имеет «зеркальное качество»). Они не требуют никакой постфинишной доработки (удаление литников, сверление, фрезерование, шлифовка посадочных мест и т. д.), полностью готовы к сборке;
- ☞ радиаторы из ТРПК, как правило, имеют черный матовый цвет (обеспечивающий максимальное охлаждение за счет радиационной составляющей внешнего теплообмена), и поэтому не требуют, в отличие от алюминиевых, (с серебристой, слабо излучающей тепло окраской) радиаторов дополнительной операции черного матирования;

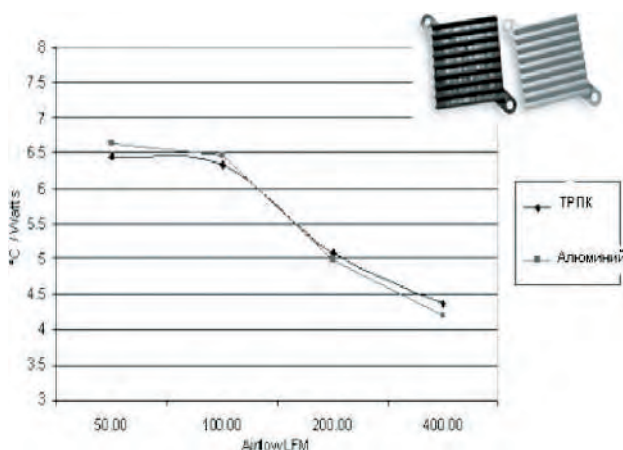


Рис. 1. Экспериментальное сравнение характеристик охлаждения радиаторов из алюминия и ТРПК марки “CoolPoly” (теплопроводность 10–20 Вт/м · К) фирмы CoolPolymers (США)



Рис. 2. Светильник формата MR16 (LG, Корея)

Таблица 2. Экспериментальное сравнение температурных полей светильника формата MR16 (LG, Корея) с радиаторами охлаждения, изготовленными из алюминия и ТРПК марки «ТЕПЛОСТОК» (теплопроводность 5–10 Вт/м · К) фирмы СПЕЦПЛАСТ-М, (Россия)

Материал радиатора	Температуры, °С		Максимальный перепад температур светильника ΔT, °С
	Температура перехода LED кристалла, T _{кр} , °С	Температура поверхности корпуса-радиатора, T _{рад} , °С	
Алюминий	99,8	75,8	24
Теплорассеивающая пластмасса “ТЕПЛОСТОК”	101,1	76,7	24,4



Рис. 3. Сравнение весовых характеристик (а) и себестоимости (б) радиаторов, изготовленных из алюминиевых сплавов и ТРПК

☞ из ТРПК могут быть легко изготовлены изделия сложной формы, с повышенной теплоотсеивающей эффективностью (литье ТРПК под давлением позволяет получать высокоточные, разнотолщинные изделия самой сложной формы – т. н. 3D-дизайн, в отличие от большинства алюминиевых изделий получаемых экструзией – 2D-дизайн). Классический пример: переход от традиционной ребристой (пластинчатой) конструкции радиаторов к игольчатой (штырьковой) конструкции дает увеличение эффективности охлаждения радиатора на 60–100% *при сохранении установочных габаритов* (рис. 4);

☞ из ТРПК могут быть спроектированы и изготовлены детали конструкции двойного назна-



Рис. 4. Радиаторы из ТРПК

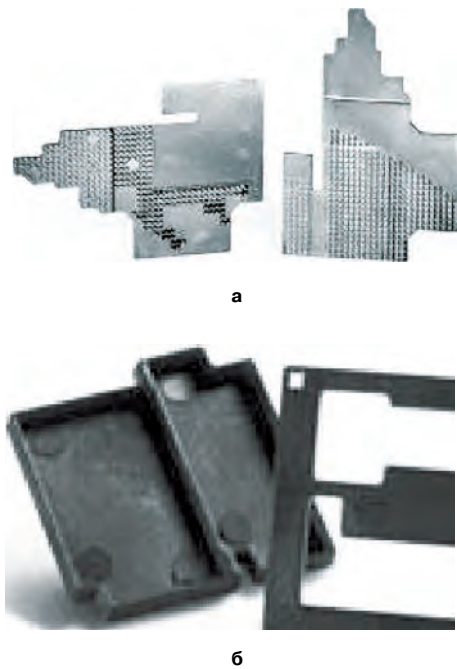


Рис. 5. Детали двойного назначения из ТРПК ноутбука APPLE: внешние элементы корпуса (а), теплоотсеивающая панель радиатора охлаждения видеопроцессора (б)

чения: с одной стороны – это всевозможные корпуса, оболочки, монтажные стойки, переходники и другие детали, с другой стороны – это эффективные теплоотсеивающие поверхности (рис. 5).

☞ себестоимость деталей из ТРПК при серийном производстве существенно (в 2–3 раза ниже), чем аналогичных деталей из алюминия (по состоянию на 2010 год стоимость 1 см³ детали высокоточного алюминиевого литья с расходами на постфинишную механическую и химическую доработку колеблется от 1,1 до 1,80 руб., в то же время стоимость 1 см³ деталей из ТРПК составляет лишь 0,4–0,7 руб., при этом сразу получается высокоточная, полностью готовая к сборке деталь) (рис. 3б).

☞ в зависимости от наполнителя ТРПК могут либо сохранять характерные для пластмасс электроизоляционные свойства либо иметь на 5–10 порядков более низкие поверхностные электрические сопротивления, т. е. одновременно соответствовать требованиям, предъявляемым к антистатическим и электропроводящим пластмассам. Такое сочетание явилось весьма востребованным, так как у радиаторов изготовленных из частично электропроводных ТРПК **отсутствует т. н. “антенный эффект”** (характерный для алюминиевых радиаторов). Изделия специальной техники с такими радиаторами (рис. 6) имеют гораздо более низкий уровень радиозаметности, с них существенно затруднен несанкционированный сбор информации.

☞ из ТРПК могут быть изготовлены высоко-



Рис. 6. Радиаторы с низким уровнем радиозаметности изготовленные из электропроводных ТРПК



Рис. 7. Высокоэффективные «радиатор–тепловая труба» изготовленные из ТРПК

эффективные и недорогие радиаторы использующие эффект т. н. “тепловой трубы” – поглощение тепла при испарении специальных жидкостей внутри теплопринимающей панели – выделение тепла при ее конденсации внутри отдаленной теплорассеивающей панели. Из ТРПК отливается как сама теплопринимающая панель так и внешняя часть – конденсатор с развитой теплорассеивающей поверхностью (рис. 7).

Заключение

В заключение следует отметить, что кроме радиаторов охлаждения теплорассеивающие пластмассы уже находят и будут находить применение везде, где есть необходимость управления процессами передачи тепла (в первую очередь это всевозможные светильники на основе жидких кристаллов

(LED), интегрированные системы охлаждения с низким уровнем для микроэлектронных устройств; миниатюрные шаговые электродвигатели, малогабаритные теплообменные устройства в т. ч. “тепловые трубы”; химически стойкие, повышенной надежности высоконагруженные узлы трения; низкобюджетные солнечные коллекторы; кристаллизаторы для пищевой и биохимической промышленности и ряд других технических приложений гражданских и специальных технологий).

Криваткин Александр Моисеевич, к. т. н., “Изобретатель СССР”, Генеральный директор ооо СПЕЦПЛАСТ-М, тел.: +7(495) 730-95-57, e-mail: spezplastm@mail.ru;

Сакуненко Юрий Иванович, к. т. н., “Изобретатель СССР”, Зам. Генерального директора ооо СПЕЦПЛАСТ-М, тел.: +7(495) 730-95-57, e-mail: spezplastm@mail.ru.

И. Н. Соловьев

СПОСОБЫ РЕЗОНАНСНОГО ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ МОСТОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С СИЛОВЫМИ КЛЮЧАМИ НА IGB-ТРАНЗИСТОРАХ

I. N. Soloviev

Resonant Switching Techniques For Full-Bridge Converters With IGBT Power Switches

Способ резонансного переключения, широко используемый при разработке преобразователей постоянного напряжения и источников питания для индукционного нагрева, до настоящего времени практически не используется в преобразователях переменного напряжения (преобразователях частоты). При рассмотрении современных полупроводниковых приборов, особенно IGBT и IGCT, созданных для работы без снабберов, способы резонансного переключения, как варианты, вытекающие из схем запираания тиристоров, кажутся устаревшими и достаточно сложными. В статье делается попытка привести ряд аргументов в пользу использования резонансного способа переключения как альтернативу жесткому переключению.

Ключевые слова: мостовой преобразователь, преобразователь частоты, резонансное переключение, мягкое переключение, резонансная стойка; резонансный преобразователь постоянного напряжения

Resonant switching techniques widely used when designing DC-DC converters or converters for induction heating are not yet applied in three-phase AC-AC (frequency) converters. Considering modern semiconductor devices, such as IGBT or IGCT designed for snubberless operation the resonant switching techniques stem from thyristor turn-off circuits seems to be obsolete and rather complex. The paper attempts to give several arguments for the benefit of resonant switching techniques application instead of or as an alternative to hard switching.

Key words: full-bridge converter, AC-AC (frequency) converter, resonant switching, soft switching, resonant pole, resonant DC-DC link

Общий обзор свойств IGB-транзисторов и возможных результатов при использовании их мягкого переключения приведены на рис. 1.

Во-первых, особенно в приборах с высоким запирающим напряжением, частота переключений ограничена достаточно низкими величинами. Во-вторых, вследствие больших скоростей переключения крайне высокими оказываются величины изменения напряжения и тока, т. е. dv/dt и di/dt . Структуры с резонансным переключением уменьшают оба эти явления. По сравнению со схемами ограничения, в которых потери на переключение рассеиваются во внешних резисторах, или в случае преобразователей очень большой мощности возвращаются в сеть постоянного тока, структуры с резонансным переключением позволяют избежать возникновения потерь на переключение. Потери на переключение полупроводниковых приборов не передаются в пассивные компоненты. Это обеспечивается за счет принудительного приведения во время переключения к нулю либо напряжения (переключение при нуле напряжения – ППН), либо тока (переключения при нуле тока – ПНТ), либо и того, и другого (ПННТ). В принципе, существуют две возможности осуществления этих режимов. Либо это резонансные схемы для каждой стойки инвертора, либо одна резонансная схема для всего мостового коммутатора (резонансный преобразователь постоянного напряжения). Последняя структура представляется оптимальной с точки зрения коли-

чества электронных компонентов в дополнительной схеме. Общим для всех резонансных структур является то, что эти применяемые схемы имеют крайне малое затухание для снижения потерь в пассивных компонентах, которых избежать невозможно.

Возможные способы реализации обоих вариантов структур резонансного переключения показаны на рис. 2.

Обе структуры имеют то общее свойство, что резонансный режим обеспечивается за счет использования дополнительных силовых ключей. Таким образом, в них отсутствуют цепи со свободными колебаниями, недостаток которых состоит в ограничении моментов переключения и крайне плохом спектре токов. Режим резонанса возникает только тогда, когда необходимо изменить состояние силовых ключей мостового коммутатора. Это обеспечивает возможность использования в рассматриваемых структурах режима ШИМ. Такие структуры принято называть квазирезонансными преобразователями.

В обоих случаях отсутствует необходимость в проведении пассивными компонентами тока нагрузки. Поэтому в резонансной схеме отсутствуют компоненты больших габаритов. Их задача – обеспечение переключения без потерь энергии, а не передача энергии от источника питания к нагрузке, как в резонансных преобразователях постоянного напряжения. Кроме того, они не являются частью нагрузки, как в случае преобразователей для индукционного нагрева.



Рис. 1. Обоснование использования мягкого переключения мостового коммутатора на IGBT

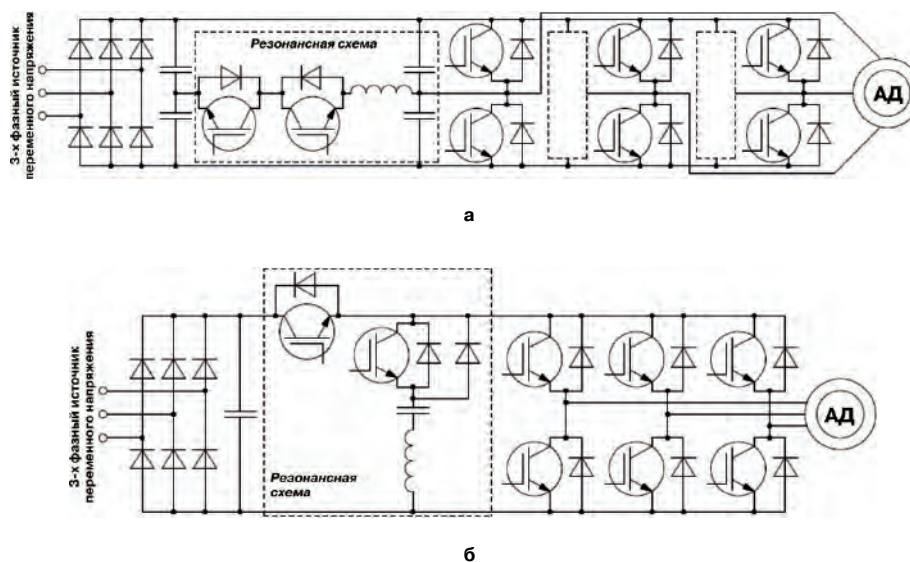


Рис. 2. Структуры, обеспечивающие мягкое переключение: а – резонансная стойка; б – резонансный преобразователь постоянного напряжения

В соответствии с их назначением – обеспечение форм напряжения и/или тока перед моментом переключения и после него, постоянные времени резонансных схем необходимо выбирать намного меньшими, чем постоянная времени нагрузки. Таким образом, за период резонанса ток нагрузки принимается постоянным. Вследствие инжекции тока со стороны нагрузки во время резонансного периода, за время резонанса спектр тока нагрузки не изменяется. При этом резонансный ток в нагрузку не передается.

Потери в IGBT модуле состоят, в основном, из статических и динамических потерь. В статье не рассматриваются потери на управление и запираение. Суммарная величина потерь ограничивается способностью модуля отводить образовавшееся тепло от поверхности кристалла. Минимизировать эти потери за счет улучшения технологии производства

полупроводниковых приборов невозможно, поскольку этому препятствуют физические явления, вызывающие этот эффект. При разработке устройства на динамические потери можно повлиять с помощью схем ограничения и или мягкого переключения, а на статические потери – нет.

При использовании IGBT, особенно при достаточно больших величинах коммутируемых напряжений, будет разумным применить мягкое переключение, поскольку в таких устройствах частота переключений ограничивается типовыми значениями менее 1 кГц, а в случае использования мягкого переключения, она может быть повышена до 3 кГц, что приведет к улучшению спектра выходного тока.

Благодаря возможности регулирования скорости изменения напряжения на выходе за счет соответствующего выбора величин пассивных компо-

нентов, отпадает необходимость в дополнительном фильтре для защиты изоляции соединительных кабелей и обмоток двигателя от больших величин dv/dt . Лучшее использование полупроводниковых приборов за счет повышения частоты переключения при неизменных суммарных потерях в силовом модуле и отсутствие необходимости в пассивном выходном фильтре скомпенсируют дополнительные затраты на компоненты, позволяющие реализовать мягкое переключение.

В настоящее время стандартные *IGB*-транзисторы разработаны и оптимизированы для работы в режиме жесткого переключения без дополнительных ограничителей. Но их чувствительность к перенапряжениям при переключении, вызванным большими значениями di/dt , а также неизбежно возникающие в конструкции преобразователя паразитные индуктивности требуют небольших защитных цепочек снабберов, особенно когда используются одиночные *IGBT* модули, а не интегрированные полумостовые или трехфазные мостовые модули. Структуры с резонансным переключением делают такие снабберы необязательными. Как указано выше, пассивные компоненты резонансной схемы необходимы для формирования форм напряжения и/или тока на периоде резонанса. За счет обеспечения более гладких кривых выходного напряжения может быть повышена надежность всего преобразователя, поскольку при этом снижаются перегрузки на полупроводниковых компонентах.

Сравнение типовых траекторий переключения при обеспечении области безопасной работы (ОБР) в случае мягкого и жесткого переключений приведено на рис. 3. В случае жесткого переключения площадь под кривыми значительно больше, а в случае мягкого переключения – траектории переключения существенно приближены к осям.

Безусловно, структура полупроводникового прибора также влияет на коэффициент передачи структур резонансного переключения. При коммутируемых напряжениях свыше 1000 В в продаже имеются только *IGB*-транзисторы *n-p-n* типа. Следовательно, во время отключения неизбежно возникает малый по величине, но большой по продолжительности шлейф тока. При мягком переключении длительность его увеличивается. При больших частотах переключений возможно включение *IGB*-транзистора, когда переходный процесс отключения еще не закончился, что приводит к увеличению потерь на переключение. Крайне желательно появление усовершенствованных *IGB*-транзисторов, разработанных специально для схем с мягким переключением. В последнее время все больше производителей предлагают такие специализированные *IGB*-транзисторы. *IGB*-транзисторы *p-n-p* типа, наиболее подходящие для использования в преобразователях с мягким переключением вследствие значительно меньшей



Рис. 3. Траектории ОБР при мягком и жестком переключении

длительности шлейфа тока, не существуют для области больших мощностей, из-за их свойств и сложности производства.

Структуры с резонансным переключением несвободны и от некоторых недостатков. Во-первых, независимо от используемой структуры при резонансе, происходит некоторое увеличение перегрузок по напряжению и/или току. Следует отметить потребность в дополнительных устройствах измерения и оценивания для управления последовательностью переключений *IGB*-транзисторов в резонансной схеме. При работе в режиме ШИМ для каждого момента переключения мостового коммутатора необходимо переключение транзисторов резонансной схемы. При этом, применение ШИМ на основе формирования одного напряжения треугольной формы требует шестикратного увеличения частоты переключений транзисторов резонансной схемы. Такое ограничение не существует для структуры с резонансной стойкой, но совершенно очевидно, что в этом случае требуется большее, по сравнению с предыдущей структурой, количество электронных компонентов. Для гарантированного обеспечения работоспособности резонансной схемы переключений при малых нагрузках необходимо принимать такие меры, как увеличение тока за счет закорачивания промежуточного преобразователя постоянного напряжения постоянного тока. В некоторых структурах требуется накопление определенного количества энергии в резонансном контуре для обеспечения резонанса. Таким образом, в конце периода резонанса, эту энергию необходимо восстанавливать. В обоих случаях повышаются затраты на управление преобразователем с резонансным переключением.

Выводы

Несмотря на то, что в настоящее время отсутствует промышленное применение трехфазных преобразователей частоты с резонансным переключением, в печати наблюдается повышенный интерес к таким структурам. Их преимущества скомпенсируют дополнительные затраты на компоненты за счет выигрыша в технических и финансовых аспектах.

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 не выше *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);
- ✧ текст с иллюстрациями, который может быть разбит на разделы;
- ✧ 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 kruychikov_v_v@mail.ru

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

Требования к оформлению статей:

- ☞ Поля: верхнее, нижнее – по 2 см; левое – 3 см, правое – 1,5 см;

- ☞ Шрифт: *Times New Roman*, размер: 10;
- ☞ Текст без расстановки переносов в словах;
- ☞ Межстрочный интервал: одинарный;
- ☞ Отступ первой строки: 0,5 см;
- ☞ Выравнивание текста: по ширине;
- ☞ Исполнение формул: редактор формул *Microsoft Equation* или *Math Type* (стиль математический). Обозначения в тексте, по возможности, не делать в редакторе формул;
- ☞ Шрифт обозначений устройств (С – конденсатор, VD – диод, L – дроссель и т.п.) – прямой:
 - цифровое окончание обозначения устройства (C1, VD2 и т.п.) – не в индексе, шрифт прямой;
 - буквенное, цифровое+буквенное окончания обозначения устройства (C_d , L_{m1} и т.п.) – в индексе, шрифт прямой.
- ☞ Шрифт обозначений параметров (С – емкость, I – ток, L – индуктивность и т.п.) – наклонный:
 - буквенное, цифровое, буквенное+цифровое окончания обозначения параметров (I , L_s , $U_{упр1}$ и т.п.);
 - в индексе, цифровое и буквенное русское окончание – шрифт прямой, буквенное латинское окончание – шрифт наклонный.
- ☞ Формат иллюстраций: *.tif*, *.eps*, *.ai* (прилагать отдельными файлами, дублируя в тексте статьи). Подписи к рисункам не вносить в рисунки.

Стоимость размещения полноцветной рекламы в журнале “Практическая силовая электроника”

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

Требования к рекламным макетам

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

График выхода журнала

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

Подробная информация о журнале “Практическая силовая электроника” представлена на сайте:

www.mmp-irbis.ru