

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 02.09.2011. Тираж 500 экз.

Адрес редакции:

111024, Москва, Андроновское шоссе, 26,

ЗАО “ММП-Ирбис”

Тел/факс: (495) 987-10-16

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

Информация о журнале: www.mmp-irbis.ru

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

Содержание

А. В. Лукин, А. А. Герасимов, Д. В. Дейнеко, М. Ю. Кастров
Перспективы развития силовой преобразовательной электроники 2

И. Г. Буре, А. Б. Буре, И. М. Хевсуриани, Д. Р. Нурмеева
Оптимизация параметров пассивных элементов силовых гибридных фильтров 10

Е. Е. Чаплыгин, А. Е. Вилков
Трехфазные активные выпрямители с пофазовым управлением 14

С. В. Аверин, Т. В. Анисимова, А. Н. Данилина, В. С. Коняхин, В. В. Крючков, Ю. Г. Следков
Моделирование процессов в трехфазных транзисторных инверторах при возникновении межфазных коротких замыканий 21

В. В. Бочаров, С. Ф. Коняхин, С. Б. Резников, И. Н. Соловьев
Двухуровневая транспортно-бортовая система электроснабжения постоянного тока 26

О. А. Коржавин, В. В. Балакин
Анализ возможностей равномерного распределения токов многомодульных конверторов распределенных систем электропитания 29

Г. А. Белов, В. С. Моросин, А. А. Павлова
Уточнение динамических моделей повышающего импульсного преобразователя 35

С. Б. Резников, В. В. Бочаров, Г. А. Дубенский, Б. В. Кабелев, С. Ф. Коняхин, И. Н. Соловьев
Термостойкие электронные балласты наружного применения на базе однотактного двуполярного импульсного модулятора — циклоинвертора 43

Д. Б. Соловьев, И. А. Богодайко
Измерительный модуль на операционных усилителях 46

Д. А. Шевцов, Д. Р. Манбеков
Метод расширения области устойчивой работы двухтактных преобразователей постоянного напряжения с подчиненным регулированием в режиме безразрывных токов 49

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

ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ СИЛОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

A. V. Lukin, A. A. Gerasimov,
D. V. Deineko, M. U. Kastrov

Development Prospects
of Power Electronics

На основе материалов зарубежных источников рассмотрены перспективные направления развития силовых МДП-транзисторов, преобразователей переменного напряжения в постоянное, преобразователей постоянного напряжения в постоянное, а также новые возможности разработки преобразователей электроэнергии при использовании цифрового управления как преобразователями электроэнергии, так и управления электропитанием систем. Дан обзор перспективных сегментов рынка полупроводниковых компонентов и преобразователей электроэнергии.

Ключевые слова: силовой МДП-транзистор, преобразователь переменного напряжения в постоянное, преобразователь постоянного напряжения, цифровое управление преобразователями, цифровое управление электропитанием.

Based on foreign information sources prospective trends of development of power MOSFETs, AC-DC converters, as well as new possibilities for electrical energy converters design when employing digital control either for individual converter, or for system power management control are considered. The review of prospective market segments of semiconductor devices and electrical energy converters.

Key words: power MOSFET, AC-DC converter, DC-DC converter, digital control for converters, power management control.

Быстро развивающиеся технологии разработки и производства новых силовых полупроводниковых приборов, интегральных схем управления полупроводниковыми преобразователями электроэнергии, микроконтроллеров и цифровых сигнальных процессоров, а также новые принципы управления на основе полностью цифровых устройств открывают перед разработчиками преобразовательной техники новые возможности. Обзор перспектив развития новых направлений преобразовательной техники дан на основе зарубежных источников и аналитических материалов.

Новые разработки МДП-транзисторов

В октябре 2010 года фирма **IXYS Corp.** объявила о выпуске силового МДП-транзистора MMIX1F520N075T2 (75 В/500 А). В этом транзисторе сочетаются высокоэффективная технология фирмы **IXYS Trench T2™** и мощный корпус с высокой плотностью тока.

Транзистор MMIX1F520N075T2 разработан, чтобы удовлетворить быстро растущие требования рынка, касающиеся компактных дискретных компонентов с малыми потерями и высокой плотностью тока. Эти транзисторы обеспечивают разработчиков наилучшим сочетанием высоких скоростей переключения при больших значениях допустимых токов, компактном корпусе, малом сопротивлении в открытом состоянии и низкой стоимости при использовании в различных импульсных устройствах большой мощности. Такие устройства

включают в себя: преобразователи постоянного напряжения, источники бесперебойного питания, аккумуляторные мотоциклы, устройства управления электродвигателями, твердотельные реле, а также сильноточные промышленные устройства для заряда аккумуляторов.

В декабре того же года фирма **NXP Semiconductors N. V.** анонсировала первый мощный МДП-транзистор в диапазоне **NextPower** с допустимым напряжением 30 В в корпусе SO8, имеющий по их сведениям наименьшее во всей отрасли сопротивление в открытом состоянии $R_{ds(on)} = 1,4$ мОм при 4,5 В. Этот новый МДП-транзистор, оптимизированный для работы в импульсных устройствах при напряжении 4,5 В в корпусе **LFPACK** описываемом, как самый стойкий среди всех корпусов типа **Power-SO8**. Технология **NextPower** специально оптимизирована для применения в высокоэффективных устройствах преобразования постоянного напряжения, например синхронных понижающих регуляторов, синхронных выпрямителей в источниках питания с гальванической развязкой и схем защиты.

В январе этого года фирма **Renesas Elctronics Corp.** объявила о выпуске нового высоковольтного *n*-канального мощного МДП-транзистора **RJK60SSDPK**, предназначенного для мощных источников питания с высоким КПД. Этот новый мощный МДП-транзистор позволяет обеспечить малое энергопотребление серверами, центральными коммуникационными станциями и системами генерации энергии от солнечных панелей.

МДП-транзистор RJK60SSDPK хорошо подходит для применения в мощных переключающих схемах источников питания, преобразующих переменное напряжение в постоянное. Это первое изделие серии мощных МДП-транзисторов фирмы *Renesas Electronics Corp.*, в котором использована структура *super junction*, что обеспечивает показатель качества (ключевая эксплуатационная характеристика мощных силовых МДП-транзисторов) на 90% выше, чем у ранее существовавших изделий фирмы.

В конце месяца фирма *Cree Inc.* представила, по заявлениям ее представителей, первый в отрасли серийно выпускаемый мощный МДП-транзистор на основе карбида кремния. Утверждается, что его появление устанавливает новую исходную точку для высокоэффективных силовых ключей и дает возможность разработчикам создавать высоковольтные схемы с очень высокими скоростями переключений и сверхмалыми потерями на переключение.

МДП-транзисторы на основе карбида кремния (*SiC MOSFET*) могут быть использованы в инверторах, питаемых от солнечных батарей, высоковольтных источниках питания и устройствах повышения качества электроэнергии для большого числа промышленных устройств. Добавление *SiC MOSFET* к семейству мирового класса диодов Шоттки на основе карбида кремния, выпускаемого фирмой *Cree Inc.* даст возможность разработчикам электронных устройств проектировать полностью карбидо кремниевые варианты особо важных импульсных схем и систем с уровнями КПД, размерами и снижением веса, которые невозможно достигнуть, используя другие серийно выпускаемые кремниевые компоненты с сопоставимыми допустимыми параметрами.

Согласно заявлениям представителей фирмы *Fairchild Semiconductor*, разработчикам импульсных источников питания необходимы высоковольтные МДП-транзисторы, способные выдерживать броски тока при восстановлении обратного сопротивления диода, а также обеспечивать низкие потери на переключение. Фирма разработала и оптимизировала силовой МДП-транзистор – *UniFETTM II MOSFET* – содержащий внутренний диод с улучшенными свойствами, позволяющий снизить потери на переключение и способный выдерживать удвоенную токовую перегрузку в режиме dv/dt при восстановлении обратного сопротивления диода.

Представители *Fairchild* утверждают, что транзистор *UniFETTM II MOSFET*, выпущенный в январе, обеспечивает на 50% улучшенное восстановление обратного сопротивления диода, по сравнению с альтернативными решениями. Медленное восстановление обратного сопротивления диода может

привести к неспособности выдерживать выброс тока, увеличению потерь на переключение и чрезмерному нагреву МДП-транзистора. Транзистор фирмы *Fairchild* может выдерживать в два раза большие перегрузки по току, по сравнению с существующими приборами.

В феврале фирма *International Rectifier* представила семейство мощных МДП-транзисторов *Direct-FET[®] plus*, представляющее новое поколение кремниевых транзисторов, устанавливающее новый стандарт по КПД для синхронных понижающих устройств с входным напряжением 12 В, включая серверы следующего поколения, настольные компьютеры и ноутбуки.

Первые два транзистора семейства *Direct-FET[®] plus* – IRF6811 и IRF6894 имеют по сравнению с транзисторами предыдущего поколения меньшее сопротивление в открытом состоянии ($R_{ds(on)}$) и заряд затвора (Q_g), что позволяет повысить КПД устройств на 2%. Кроме того, этим транзисторам присуще крайне низкое сопротивление затвора (R_g), что позволяет еще более повысить КПД преобразователей постоянного напряжения за счет снижения потерь на переключение.

В конце февраля фирма *ON Semiconductor* объявила о выпуске шести новых одноканальных силовых МДП-транзисторов АЕС-Q101, работающих на логическом уровне и предназначенных для модулей транспортных объектов, выполненных в небольших корпусах с плоскими выводами. Выпускаемые в корпусах SO-8FL размером 5 × 6 мм и WDFN-8 размером 3,3 × 3,3 мм эти транзисторы занимают 50% и менее поса-дочной поверхности стандартных промышленных корпусов *DPAK*, но при этом имеют такое же или меньшее сопротивление в открытом состоянии. Эти приборы, по сравнению с корпусами *DPAK* позволяют экономить ценное пространство на печатной плате и идеально подходят для переключения нагрузок, преобразования постоянного напряжения и распределения электроэнергии в транспортных устройствах, например, в системах впрыска топлива и устройствах управления двигателем.

При сочетании транзисторов с допустимыми напряжениями 30, 40 и 60 В с *n*- и *p*-каналами фирма *ON Semiconductor* предлагает потребителям широкий выбор для новых разработок. Крайне низкое сопротивление в открытом состоянии сводит к минимуму статические и динамические потери, в то время как величины допустимых токов – от 6,3 до 65 А (в зависимости от транзистора) обеспечивают устойчивую работу нагрузки. Модификация АЕС-Q101 полностью пригодна для использования в транспортных устройствах.

Также в феврале фирма *Picor* (филиал фирмы *Vicor Corp.*) объявила о выпуске транзистора PI5101,

который заявлен как первый в отрасли МДП-транзистор, имеющий “микроомную” величину сопротивления в открытом состоянии. Хорошо подходящий для использования в низковольтных с большими токами устройствах распределения электроэнергии, новый транзистор $\mu\text{RDS(on)FETTM}$ сочетает в себе достоинства крайне малой величины сопротивления в открытом состоянии с улучшенным по температурным параметрам корпусом *LGA*. Транзистор PI5101 является сопутствующим компонентом микросхем интегральных контроллеров управления электропитанием фирмы *Picor*. При совместном использовании с контроллером фирмы *Picor* транзистор PI5101, согласно заявлению компании, обеспечивает наилучшую в отрасли минимальную мощность рассеяния в открытом состоянии при использовании в устройствах активного резервирования, устройствах управления горячим резервированием, переключателях нагрузок и преобразователях постоянного напряжения с большими токами.

Совсем недавно фирма *Vishay Intertechnology Inc.* выпустила два новых *n*-канальных мощных МДП-транзистора с допустимым напряжением 100 В и, как утверждают, с минимальными значениями сопротивления сток-исток в открытом состоянии при напряжениях затвор-исток до 4, 5 В в корпусах SO-8 и PowerPAK® SO-8. Объявлено, что за счет использования новой технологии *ThunderFET®* фирмы *Vishay* транзисторы SiR870DP и Si4190DY обеспечивают наименьшее в отрасли сопротивление в открытом состоянии для приборов с напряжением 100 В при напряжении затвор-исток 4,5 В. Кроме того, заявлено, что произведение величины сопротивления в открытом состоянии на величину заряда затвора, являющееся ключевым критерием качества МДП-транзисторов при использовании в преобразователях постоянного напряжения, также наилучшее в своем классе.

Перспективы развития внешних преобразователей переменного напряжения в постоянное (AC-DC)

Ожидается, что перспективы мирового рынка внешних преобразователей переменного напряжения в постоянное останутся устойчивыми в течение последующих нескольких лет. Развивающиеся архитектуры систем электропитания, меньшие коэффициенты формы, более эффективные разработки и прогрессивные технологии управления электропитанием, в сочетании с постоянно растущей потребностью в новых устройствах, создают новые возможности для промышленности. Согласно отчету *Darnell Group* потребности сместятся от традиционных областей вычислительных, коммуникационных и бытовых устройств в сторону возникающих

новых областей, например освещения на основе светодиодов [2,3].

Несмотря на то, что в настоящее время основными потребителями продукции являются такие сегменты рынка, как компьютерный, бытовой, портативного медицинского оборудования и осветительных приборов, производители внешних преобразователей переменного напряжения в постоянное получают целый ряд перспектив, но, в тоже время, и потенциальных неприятностей, по мере того, как производители оборудования прикладывают усилия к производству изделий, разработанных для самых новейших высокотехнологичных устройств ответственного применения. Особенно существенные технологические и архитектурные усилия для производителей источников питания включают в себя возрастающую тенденцию к меньшим габаритам конструкций, оставляющим пространство для дополнительных выполняемых функций и производительности вычислительных устройств.

Однако, желание производить изделия с меньшими габаритами и весом ставит серьезные задачи перед разработчиками источников питания, поскольку источники питания часто должны подходить под стандартные уже используемые размеры, чтобы избежать дорогостоящего перепроектирования всей системы. Несмотря на эти трудности, ряд компаний с успехом представили новые изделия меньших габаритов и с более высоким КПД, удовлетворяющие жестким нормативным требованиям.

Появление осветительных устройств на основе светодиодов, питаемых от внешних источников питания, представляет собой существенное расширение поля деятельности для отрасли источников питания. Популярность светодиодных осветительных приборов растет, вследствие их полного соответствия основным направлениям осветительной отрасли, включающим в себя настоящую потребность в осветительном оборудовании меньших габаритов, более эффективных и с большей яркостью.

Световая реклама представляет собой широчайшее поле возможностей для светодиодов и дает ряд преимуществ для этого рынка. Два наиболее очевидных – это низкое энергопотребление (до 80% эффективнее, чем неоновое освещение) и более продолжительный срок службы по сравнению с неоновыми или другими альтернативными вариантами освещения. Другая специфическая перспективная область – это светодиодная бегущая строка для рекламы, так как системы бегущих символов на основе светодиодов легко монтируются и многие из них можно питать от простого внешнего источника питания.

Одним из наиболее важных направлений, рассматриваемых на рынке источников питания, является снижение резервной мощности в потребительских товарах, таких, как бытовые электроприборы, портативные электронные устройства и компьютерные системы. Конечные потребители, поддерживаемые более жесткими нормативами, требуют, чтобы производители источников питания обеспечивали характеристики изделий, позволяющие достигнуть ультранизкой резервной мощности.

В попытке решить эту задачу, ряд компаний производителей полупроводниковых компонентов представили интегральные микросхемы, позволяющие выполнить эти требования по энергопотреблению при холостом ходе и дежурном режиме. Многие новые микросхемы предназначены для зарядных устройств, сетевых адаптеров для обширного ряда небольших переносных устройств, таких как мобильные телефоны, медиа-плееры, электронные книги и электроинструменты.

Цифровое управление электропитанием и коррекция коэффициента мощности начинают вторгаться на рынок внешних преобразователей переменного напряжения в постоянное. Ряд компаний предлагают AC-DC адаптеры и зарядные устройства, предназначенные для цифрового управления ими. Другие в настоящее время предлагают контроллеры для автономных устройств, например, радиотелефонов, мини-адаптеров, беспроводных модемов и других внешних AC-DC адаптеров и зарядных устройств.

Кроме того, предпринятые шаги по регламентированию в Европе, США и ряде других стран, санкционируют высокий коэффициент мощности для большого числа электронных устройств с потребляемой мощностью более 75 Вт и осветительных устройств мощностью более 5 Вт. Эти правила объединяются с целым рядом специализированных стандартов, которые требуют обеспечения высокого КПД источника питания во всем диапазоне нагрузок – от полной нагрузки до 10% от полной нагрузки.

Одной из наиболее важных задач управления электропитанием для товаров широкого потребления, портативных электронных устройств и вычислительных комплексов является снижение потребления электроэнергии в дежурном режиме. В типовом домашнем хозяйстве потребление электроэнергии происходит большим числом устройств, каждое из которых имеет собственный источник питания. Ряд последних исследований показал, что суммарная энергия, потребляемая электронным оборудованием и соответствующими им адаптерами как под нагрузкой, так и в дежурном режиме достаточно велика.

Согласно данным министерства энергетики США (*U. S. Department of Energy*), суммарное количество электроэнергии, проходящее через встроенные источники питания и внешние адаптеры составляет примерно 470 млрд. кВт·час в год. В министерстве энергетики США утверждают, что в США количество энергии, потребляемое устройствами в дежурном режиме в течение года эквивалентно энергии, вырабатываемой 26 электростанциями средней величины.

Несмотря на то, что Управление по охране окружающей среды США (*U. S. Environmental Protection Agency*) объявило о том, что рынок внешних адаптеров более не будет иметь права на получение знака *Energy Star*, по-прежнему существует целый ряд рекомендательных и обязательных программ, цель которых регулирование потребления электроэнергии нагрузками внешних источников питания и эффективности их эксплуатации. В США существуют три основные программы: Комиссия по энергетике Калифорнии (*California Energy Commission – CEC*); Акт конгресса США *Energy Independence and Security Act (EISA)* – обе эти программы являются обязательными, а также программа *Energy Star* – рекомендательная.

В Европе существуют Указ об изделиях, относящихся к потреблению электроэнергии (*Energy-related Products – ErP*), официально известный как “Указ об изделиях, использующих электроэнергию” (*Energy Using Products (EuP) Directory*), а также Европейский кодекс поведения (*European Code of Conduct – CoC*). В других странах, где принимаются соответствующие законы, они основываются на существующих требованиях программы *Energy Star*.

В проекте, который может оказать существенное влияние на производителей внешних источников питания Институт инженеров по электротехнике и электронике (*Institute of Electrical and Electronics Engineers – IEEE*) начал разработку стандартного интеллектуального источника постоянного напряжения, который в итоге исключит потребность использования многочисленных адаптеров. Чтобы довести проект до конца в *IEEE* создана рабочая группа, называемая P1823, цель которой – разработка технических требований к устройству, которое они называют “универсальный адаптер для мобильных устройств” (*universal power adapter for mobile devices*), сокращенно *UPAMD*.

Одна из очевидных угроз рынку внешних источников питания исходит от все более расширяющегося использования универсальной последовательной шины (*universal serial bus – USB*) на потребительском рынке электроники. Примерами тому могут служить рынки мобильных телефонов, MP3/MP4 плееров и ридеров электронных книг (*eBook reader*). *USB* с успехом заменила целый

ряд разнообразных интерфейсных устройств, например последовательный и параллельный порт (*serial, parallel port*) и представляет серьезную конкуренцию для маломощных внешних источников питания. Кроме того, ожидается, что появление беспроводных зарядных приставок, возрастающее использование технологии, позволяющей передавать удаленному устройству вместе с данными электрическую энергию через стандартную витую пару в сети *Ethernet (Power Over Ethernet – POE)*, а также возможное появление сетей питания постоянного напряжения, могут составить серьезную конкуренцию внешним преобразователям переменного напряжения в постоянное.

Power Over Ethernet – это технология для проводной сети *Ethernet*, являющейся в настоящее время наиболее распространенной технологией для локальных вычислительных сетей. Она позволяет передавать электроэнергию, необходимую конечным устройствам сети (так называемым “питаемым устройствам” – *powered devices (PDs)*) через информационный кабельный канал вместе с данными, а не по отдельным питающим шнурам.

Передача энергии по кабелям *Ethernet* исключает необходимость прокладки кабелей переменного тока в труднодоступных местах, например потолка и других местах, где прокладка кабеля затруднительна. Таким образом, технология *Ethernet* позволяет свести к минимуму число проводов при прокладке сети, что приводит к снижению стоимости, сокращению времени простоев, упрощению технического обслуживания и значительно большей гибкости при установке.

Возрастающее использование технологии *POE* существенно упрощает размещение сетевых устройств за счет передачи данных и электроэнергии по кабельной сети *Ethernet*. Фактически, использование систем *POE* приводит к образованию унифицированной инфраструктуры, которую проще расширять, модернизировать и обслуживать без дополнительных розеток питания от сети переменного тока.

Несмотря на то, что индустрия внешних источников питания чрезмерно велика для того, чтобы одна или две компании смогли оказать существенное влияние на всю отрасль, в настоящее время образовалось несколько партнерств и объединений, указывающих на направленность к объединению среди компаний, представляющих дополнительные сферы интересов и профессиональных знаний. Некоторые из этих партнерств состоят из производителей источников питания и бытовых и коммерческих электронных устройств, в то время, как другие – из производителей полупроводниковых компонентов и источников питания, а третьи – из компаний, продукция которых на первый взгляд находилась

совсем в других областях. Общей связью между этими партнерствами и объединениями было то, что никто из них не вносил никаких усовершенствований в конкретные технологии или линейки изделий.

Направления развития преобразователей постоянного напряжения в постоянное (DC-DC)

Производителям систем требуются более эффективные изделия с меньшими габаритами при, так называемых, “объективных” уровнях цен. Однако большое разнообразие устройств в различных областях промышленности позволяет рынку преобразователей постоянного напряжения разрастаться как в традиционных, так и в специализированных сегментах. Решения, основанные на встроенных преобразователях, вытесняются модульными устройствами. Тем не менее, они по-прежнему находят применение [4].

Причиной тому, что модульные и встроенные (или “*down*”) преобразователи будут востребованы, является тот факт, что развитие структур систем электропитания переросло классическую модель распределенной системы электропитания, адаптируясь к потребностям производителей систем с большим количеством шин питания с низкими напряжениями. Кроме того, для новых устройств, например светодиодов (*LED*), и сетей постоянного тока в строительстве требуются новые улучшенные компоненты и материалы, соответствующие новым уникальным условиям эксплуатации. Тем не менее, для многих традиционных устройств, например промышленных и транспортных, просто необходимы апробированные надежные изделия.

В основе этих направлений лежат новые конструкции корпусов с повышенной степенью интеграции. Меньшие размеры корпусов порождают больше проблем, связанных с тепловыми процессами. Поэтому многие компании ищут пути повышения КПД и, в то же время, управления отводом тепла. Сложной задачей для компаний, производящих модульные преобразователи постоянного напряжения, является решение вопроса о том, как развивать архитектуру с промежуточной шиной (*Intermediate Bus Architecture*) – потребители требуют более высокого КПД, а также способность к изменению конфигурации и оптимизации [8]. Это привело к созданию архитектуры с динамической шиной (*Dynamic Bus Architecture*), которая включает в себя преобразователи постоянного напряжения, размещенные на отдельной печатной плате, либо регуляторы напряжения, размещенные в непосредственной близости от потребителя (*POL – point-of-load*), которые связаны с единым управлением централизованной системы электропитания через цифровой канал связи. Программно-аппаратное обеспечение по-

зволяет частичную реконфигурацию для конкретных устройств за счет встроенных “алгоритмов оптимизации электропитания” [6–8].

Большая часть используемых в настоящее время структур распределенного электропитания и, конечно, будущие системы имеют некоторую форму цифрового управления распределением энергии и контроля. Цифровое управление распределением энергии стало неотъемлемой частью многих систем, особенно вычислительных и коммуникационных. “Разработчики источников питания” становятся “разработчиками систем”. При этом многие из них, когда это целесообразно, применяют способы цифрового, а не аналогового управления. Развитие архитектуры с промежуточной шиной – от архитектуры централизованного управления (*Central Control Architecture*) к архитектуре с динамической шиной (*Dynamic Bus Architecture*) происходит вследствие того, что при цифровом управлении регулирование потребления энергосистемы может быть более эффективным.

В архитектуре с динамической шиной используется преобразователь с цифровой шиной (ПЦШ), позволяющий динамически оптимизировать его собственный КПД и полный КПД всей системы за счет управления и контроля. Помимо этого, появление ПЦШ может угрожать тому, что все современные преобразователи с аналоговой шиной выйдут из употребления, включая нерегулируемые, частично регулируемые и даже полностью регулируемые устройства.

Несмотря на вынуждающие факторы, например стоимость и КПД, реальные изменения, происходящие в модулях преобразователей постоянного напряжения и на рынке интегральных микросхем, находятся на уровне архитектуры систем электропитания и новых материалов. По существу, появление архитектуры динамической шины является одним из наиболее важных новшеств за последнее десятилетие.

ДШ уже предусматривается в конструкции некоторых систем высокого технического уровня, а ее широкое распространение прогнозируется в течение нескольких последующих лет.

Поскольку мировая экономика выходит из кризиса, компании начинают искать пути поддержания низких цен и оптимизации имеющегося у них оборудования. Это означает повышение эффективности во все устройствах. Современные материалы с улучшенными свойствами, например двуокись кремния и нитрид галлия, постепенно становятся экономически более выгодными в устройствах большой мощности, работающих при высокой температуре (двуокись кремния), либо в высокоэффективных вычислительных и коммуникационных устройствах (нитрид галлия). За счет снижения

цен, применение этих материалов может привести к повышению КПД преобразователей и частоты преобразования, а также уменьшению габаритов преобразователей.

Развитие компонентов и архитектур систем электропитания, а также новые подходы к проектированию, перераспределяют акценты во всем спектре источников питания. Например, применение встроенных в кристалл (“*on-chip*”) источников питания подразумевает распределение электроэнергии с высокой скоростью. Использование высокосложных интегральных схем с уровнями мощностей, превышающими многие десятки ватт, обеспечивает создание источников питания с выходными напряжениями менее одного вольта. Фирма *Intel* добилась возможности размещения в кристалле тонкопленочных магнитных компонентов, что может ускорить признание изделий такого типа. Устойчив прогресс в исследованиях и разработке источников питания, встроенных в кристалл, хотя до коммерческого использования этой технологии пройдет еще несколько лет.

Перспективы развития “интеллектуальных сетей” (“*Smart Grid*”) по-прежнему определяются, но большинство компаний рассматривают интеллектуальные счетчики электроэнергии как “первый шаг” в классе подобных устройств. Некоторые компании, производящие интегральные микросхемы, считают, что линейка их изделий достаточно широка, чтобы охватывать любые устройства, относящиеся к устройствам интеллектуальной сети, в то время, как другие занимают выжидательную позицию с точки зрения оценки успешности того или иного пути развития.

Другое направление, полностью подходящее под концепцию интеллектуальной сети – это распределение энергии постоянного тока в зданиях, которые обслуживаются коммунальными службами, где интеллектуальное управление осуществляет связь с этими службами. Использование сетей постоянного тока позволяет эффективно расходовать электроэнергию, применять “энергосберегающие” технологии и автоматизацию управления зданием. Интерес к снабжению зданий энергией постоянного тока не нов. Но массовое использование энергии постоянного тока в зданиях трудно достигается традиционными средствами, за исключением телекоммуникационной сферы. Вычислительные центры возобновили интерес к питанию постоянным напряжением, но проблемы с аккумуляторными батареями и традиционными системами переменного тока делают эти соображения достаточно запутанными, особенно в Северной Америке и Европе.

Однако “питание зданий энергией постоянного тока” выходит за пределы вычислительных центров. Открытая промышленная ассоциация *EMerge*

Alliance сосредоточила исследования на распределении низко-вольтовой энергии постоянного тока и его использовании в помещениях промышленного назначения. В октябре 2009 года ассоциация выпустила стандарт, названный *Alliance Standard*, в котором “установлены более эффективные способы питания быстрорастущего числа цифровых устройств, питаемых энергией постоянного тока, например, датчиков, осветительных приборов и вычислительных устройств”. Наряду с такими компаниями, как *Armstrong World Industries*, в Ассоциацию входят более семидесяти членов, включая такие фирмы, как *Delta* и *Tyco Electronics*.

Кроме того, в 2010 году *EMerge Alliance* огласила первый список из 26 зарегистрированных изделий. Такие компании, как *Armstrong World Industries*, *Cooper Industries*, *Finelite Inc.*, *Lunera Lightning*, *Nextek Power Systems*, *Northwire Inc.* и *Tyco Electronics* выпускают продукцию, зарегистрированную в стандарте *Alliance Standard*.

Безусловно, стандарты способствуют изменениям на рынке преобразователей постоянного напряжения. *PMBus*TM обнародовала технические условия 2.1 на передачу цифровой информации. Ассоциация *Distributed Power Open Standards Alliance (DOSA)* выпустила свой стандарт по преобразователям без гальванической развязки *MICRO. PCI Industrial Computer Manufacturing Group (PICMG)* предложила официальные улучшения стандарта архитектуры *Advanced Telecom Computing Architecture* для военных, оборонных, медицинских, серверных и научных устройств, а стандартом *Power-over-Internet (PoE) Plus* теперь поддерживаются порты до 30 Вт и, в зависимости от питаемого интерфейса, могут быть сконфигурированы даже сверх этого.

Сегодня перспективы производителей преобразователей постоянного напряжения и интегральных микросхем значительно лучше, чем за все предыдущие годы, благодаря появлению новых устройств, новых структур систем электропитания, прогрессивных материалов и компонентов, а также стандартов по эффективности использования электроэнергии. Промышленность источников питания может воспользоваться перечисленными разработками, с учетом того, что в недалеком будущем могут возникнуть дополнительные рынки для их продукции.

Оценка *Darnell Group* возникающего рынка ИПКО и ИПКР

Одиннадцатая редакция аналитического исследования *Darnell Group* “Прогнозы развития микросхем для преобразователей постоянного напряжения: области применения, амперные нагрузки и развивающиеся разработки” является первым обзором, дающим количественные перспективы

внедрения изделий *PwrSiP* и *PwrSoC* (*power supply in package* – источник питания в корпусе (ИПКО) и *power supply on chip* – источник питания, встроенный в кристалл (ИПКР)). За рассматриваемый период 2011–2016 гг. этот возникающий сегмент рынка будет быстро расти и обеспечит значительные возможности объема продаж. Кроме того, в этом уникальном отчете определяются несколько других важных направлений на этом рынке, например, продолжающееся быстрое освоение цифровых технологий управления электроэнергией, постоянный рост на рынке доли интегральных схем управления импульсными регуляторами за счет стабилизаторов с низким падением напряжения (*low-drop-out regulator – LDO*), разработки генераторов подкачки заряда и т. д. [7].

Во главе всех изменений стоит внедрение ИПКО и ИПКР”, – утверждает старший аналитик *Darnell Group* Линнеа Браш (*Linnea Brush*). “В настоящий момент на переднем крае этого рынка находятся ИПКО, и они могут стать тем “авангардом”, который, в конечном счете обеспечит внедрение ИПКР. Ожидается, что к 2016 г. объем продаж на рынке ИПКО и ИПКР составит более 100 млн. единиц, поскольку ИПКР уже выпускаются серийно и они становятся все более и более конкурентоспособными”.

“В течение прогнозируемого периода этот сегмент будет быстро расти и создаст благоприятные возможности для увеличения ежегодных доходов, поскольку средние цены реализации как ИПКО, так и ИПКР будут выше, чем остальных интегральных схем преобразователей постоянного напряжения», – заключает Линнеа Браш.

Одним из наиболее быстро растущих сегментов рынка полупроводниковых устройств является сегмент интегральных схем управления электропитанием. Система проектирования включает в себя как аналоговые решения, так и системы на кристалле на основе цифровых технологий. Несмотря на то, что большинство компаний, производящих микросхемы управления электропитанием ориентируются на мобильные телефоны “следующего поколения”, существуют многие другие устройства, которые могут обеспечить в будущем дополнительные возможности. Ожидается, что как технология будущего, устройства управления электропитанием станут шире использоваться по мере того, как все шире будут использоваться портативные устройства со множеством сложных функций.

Предполагается, что интегральные схемы преобразователей постоянного напряжения не заменят модули преобразователей постоянного напряжения, хотя способы компоновки указывают на то, что гибридные варианты могут быть определены обоими вариантами. Распространение портативных

малогабаритных устройств, требующих все более сложных устройств питания, безусловно, приведет к новым разработкам корпусов и компоновок. Это направление распространится и на стационарные системы, в которых используется все большее число шин питания

Литература

1. *Doug Bess*. Product Focus: Recent Developments in Power MOSFETs. – PowerPulse.Net.
2. Converging Product Demands and Emerging Markets are Reshaping the External AC-DC Power Market. – Darnell Group News, PowerPulse.Net.
3. Industry News: Special Report from Darnell Group: Opportunities Strong, but Shifting, for External AC-DC Power Supplies. PowerPulse.Net, March 29, 2011.
4. Industry News: DC-DC Converter Trends: A Special Report from Darnell Group. – PowerPulse.Net, March 24, 2011.
5. Emergence of PwrSiP/PwrSoC Market Quantified by Darnell. – PowerPulse.Net.
6. New Dynamic Bus Architecture to Shake Up DC-DC Modules Market. – PowerPulse.Net.
7. Darnell Quantifies Emergence of PwrSiP/PwrSoC Market. – PowerPulse.Net, April 25, 2011.
8. *Тузов А., Никитин М.* Системы питания: с ИВА или без? – Силовая Электроника, № 5, 2010, С. 78–79.

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

Дейнеко Дмитрий Сергеевич, заместитель Генерального директора ЗАО “ММП-Ирбис” по маркетингу, тел.: +7(495) 987-10-16;

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

И. Г. Буре, А. Б. Буре, И. М. Хевсуриани, Д. Р. Нурмеева

ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ПАССИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ СИЛОВЫХ ГИБРИДНЫХ ФИЛЬТРОВ

I. G. Bure, A. B. Bure, I. M. Khevsuriani,
D. R. Nurmeeva

Parameter Optimization of Power Hybrid Filters
Passive Components

Рассмотрена возможность выбора оптимальных значений емкости и индуктивности резонансных LC-контуров в схемах гибридных силовых фильтров для низковольтных промышленных сетей, приведены расчетные формулы по минимизации реактивной мощности конденсаторов, проиллюстрированные расчетными зависимостями.

Ключевые слова: качество электроэнергии, электромагнитная совместимость, нелинейная нагрузка, высшие гармоники тока, фильрокомпенсирующее устройство, гибридный фильтр, резонансный контур.

The paper considers the possibility of selection optimal capacitance and inductance values of resonant LC-circuits for hybrid power filters for low-voltage industrial mains. Design equations for capacitors reactive power minimization are given and illustrated by calculated characteristics.

Key words: power quality, electromagnetic compatibility, nonlinear load, current high-order harmonics, filtering and compensating means, hybrid filter, resonant circuit.

В настоящее время одной из наиболее актуальных проблем электроснабжения является повышение качества электрической энергии и связанной с ней проблемы улучшения электромагнитной совместимости (ЭМС) приемников электрической энергии, получающих питание от одной электрической сети. Последняя проблема во многом связана с широким применением в промышленности регулируемых электроприводов и специальных источников питания, которые имеют в своем составе различные типы вентильных преобразователей (неуправляемые и управляемые выпрямители, инверторы, преобразователи частоты и т. п.) или регуляторы (мощности, напряжения).

Для питающей сети такие источники являются нелинейной нагрузкой, что приводит к возникновению в питающей сети несинусоидальных режимов, т. е. появлению высших гармоник токов и напряжения, и дефициту реактивной мощности. В связи с этим к энергетическим характеристикам нелинейных потребителей предъявляются повышенные требования. В результате встает вопрос об электромагнитной совместимости приемников электрической энергии, получающих питание от одной распределительной сети предприятия.

Для уменьшения негативного влияния нелинейных нагрузок в распределительных сетях промышленных предприятий и цеховых сетях наибольшее распространение получили пассивные резонансные однозвенные или многозвенные фильтры, настроенные на отдельные гармоники, а так же фильрокомпенсирующие устройства (ФКУ), которые используются одновременно и в качестве фильтров высших гармоник, и в качестве устройств компенсации реактивной мощности. Эти фильтры просты и экономичны.

Однако наличие ряда серьезных недостатков, таких как низкая добротность, технологический разброс параметров реакторов и конденсаторов фильтра, возможность возникновения опасных резонансных явлений и негативное влияние на переходные процессы в электрической сети при установке фильтра, привели к значительному сокращению и ограничению использования пассивных фильтров.

С развитием преобразовательных средств силовой электроники появилась возможность создания активных и гибридных фильтров высших гармоник, которые обеспечивают высокую эффективность фильтрации высших гармоник.

Активные фильтры должны быть рассчитаны на полную мощность компенсируемых гармоник, что экономически, особенно для низковольтных сетей, может быть не оправдано. Наиболее перспективными являются гибридные фильтры.

Гибридные фильтры — это новый класс силовых фильтров, сочетающих свойства силовых пассивных и активных фильтров, имеющие меньшую мощность активной части по сравнению с чисто активными фильтрами.

Гибридные фильтры представляют собой комбинацию резонансного LC-фильтра и активного элемента на базе маломощного активного фильтра [1]. Гибридный фильтр содержит один или два резонансных контура, настроенных на наиболее значимые гармоники тока (напряжения). В большинстве схем это один контур, настроенный на 5-ю гармонику.

Близким по принципу действия к гибридным фильтрам является разработанный на кафедре электроснабжения промышленных предприятий МЭИ (ТУ) комбинированный фильтр, состоящий из последовательно соединенных фильроком-

пенсующего устройства (ФКУ) и активного элемента [2]. ФКУ содержит до четырех резонансных LC-контуров, настроенных на наиболее значимые высшие гармоники тока (напряжения). Как правило, это гармоники 5, 7, 11, 13-го порядков. Активный элемент в комбинированном фильтре один, и через него проходит суммарный ток резонансных контуров ФКУ. Принципиальная схема комбинированного фильтра показана на рис. 1. Как в гибридных фильтрах, так в комбинированном через резонансный $L_n C_n$ -контур проходит не только ток соответствующей n -ой гармоники, но и ток основной (первой) гармоники $f_0 = 50$ Гц. Поэтому результирующий ток первой гармоники через фильтр определяется как:

$$I_1 = \omega_0 U_c \sum C_n, \quad (1)$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$ – угловая частота первой гармоники, U_c – напряжение сети в точке присоединения фильтра, C_n – емкость конденсатора n -го контура ($n = 5, 7, 11, \dots$).

При этом реактивная мощность по первой гармонике, отдаваемая конденсаторами резонансных контуров в сеть, может быть значительной и возможно возникновение такого эффекта как перекompенсация, что нежелательно. Следовательно, при выборе параметров конденсаторов пассивной части необходимо это учитывать и стремиться свести значения C_n к минимальным.

Однако поскольку при резонансе должно выполняться условие $\omega_n = (L_n C_n)^{-0,5}$, то уменьшение C_n приводит к увеличению L_n – индуктивности реакторов и, следовательно, их активных сопротивлений, что скажется на ухудшении добротности резонансных контуров. Это повлечет за собой увеличение мощности активной части фильтра и мощности резонансных контуров и их элементов.

Мощность n -го $L_n C_n$ -контура определяется суммой мощностей его реактивных элементов:

$$Q_n = I_n^2 x_{C_n} + I_n^2 x_{L_n}, \quad (2)$$

где I_n – ток n -ой гармоники контура, $x_C = (\omega_0 n C_n)^{-1}$ и $x_L = \omega_0 n L_n$ – реактивные сопротивления конденсатора и реактора.

При резонансе, когда $x_{C_n} = x_{L_n}$, справедливо выражение:

$$Q_n = 2I_n^2 x_{C_n} = 2I_n^2 x_{L_n}. \quad (3)$$

Ток n -ой гармоники определяется видом и мощностью нелинейной нагрузки [3], его наибольшее значение дает неуправляемый мостовой преобразователь:

$$I_n = \frac{S_n}{\sqrt{3} U_c n}, \quad (4)$$

где $n \leq 13$.

Поскольку рассматриваемый фильтр соединен по схеме с нулевой точкой, то к конденсаторам приложено фазное напряжение $U = U_c / \sqrt{3}$. Полагая $\cos \varphi = 1$ ($S_n = P_n$) выражение (4) можно записать в следующем виде:

$$I_n = \frac{P_n}{3nU}. \quad (5)$$

Компенсующая мощность и ток n -го контура по первой гармонике равны:

$$Q_1 = \frac{U}{\omega_0 L_n - \frac{1}{\omega_0 C_n}} = \frac{U^2 n^2 \omega_0 C}{n^2 - 1}; \quad (6)$$

$$I_1 = \frac{Q_1}{U}. \quad (7)$$

Мощность конденсатора в n -ом контуре Q_{C_n} будет определяться токами первой и n -ой гармоник

$$Q_{C_n} = \frac{I_1^2}{\omega_0 C} + \frac{I_n^2}{\omega_0 n C_n}. \quad (8)$$

С учетом (5), (6) и (7) получим:

$$Q_{C_n} = \left(\frac{n^2 U}{n^2 - 1} \right)^2 \omega_0 C_n + \frac{0,111 P_n^2}{U^2 n^3 \omega_0 C_n}. \quad (9)$$

Зависимости $Q_{C_n} = \varphi(C_n)$ для контура 5-й гармоники при разных мощностях нагрузок P_n при напряжении питающей сети $U_c = 380$ В показаны на рис. 2. Эти зависимости имеют минимум при:

$$C_{n\min} = \frac{0,333 P_n}{U^2 n \sqrt{n \omega_0}} \cdot \frac{n^2 - 1}{n^2}. \quad (10)$$

Здесь же на рис. 2 построена зависимость мощности первой гармоники $Q_1(C_n)$, проходящей через каждый из резонансных контуров, которая для все контуров примерно одинакова $Q_1(C_5) \approx Q_1(C_7) \approx Q_1(C_{11}) \approx Q_1(C_{13})$. Как видно из рис. 2 все мини-

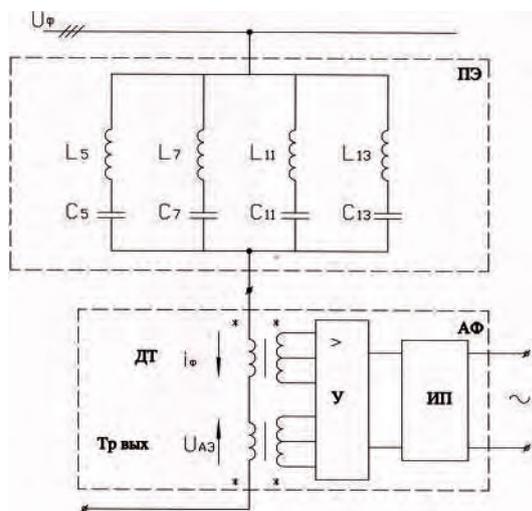


Рис. 1. Принципиальная схема комбинированного фильтра

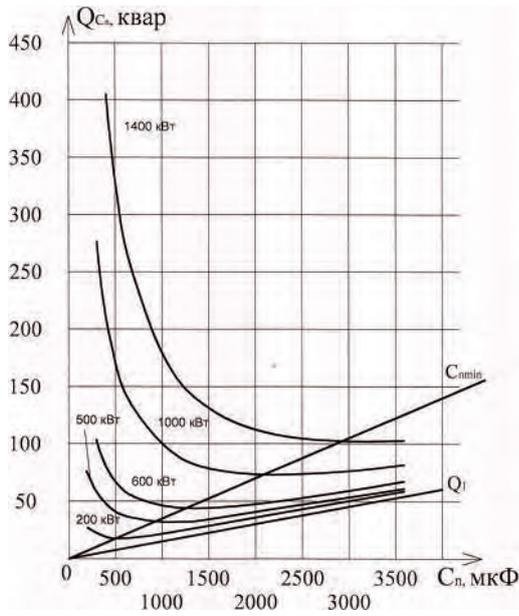


Рис. 2. Зависимости $Q_l(C_n)$ и $Q_{C_n}(C_n)$ для контура 5-й гармоники при разных мощностях нагрузки

мумы кривых $Q_{C_n} = \varphi(C_n)$ лежат на одной прямой $C_{n\min} = \varphi(P_H)$ (пунктир на рис. 2).

По рис. 3 для любой мощности нагрузки и любой гармоники можно найти значение емкости C_n конденсатора, при которой его мощность будет минимальна, а по рис. 2 значение этой мощности.

В качестве примера на рис. 4 приведены зависимости $Q_{C_n}(C_n)$ при $P_H = 600$ кВт для всех четырех гармоник и минимумы этих кривых так же лежат на одной прямой $Q_{C_n}(C_{n\min})$. Так, для мостового выпрямителя мощностью $P_H = 600$ кВт емкость контура 5-й гармоники $C_{5\min} = 1140$ мкФ и мощность $Q_{C_5} = 37,3$ кВАР.

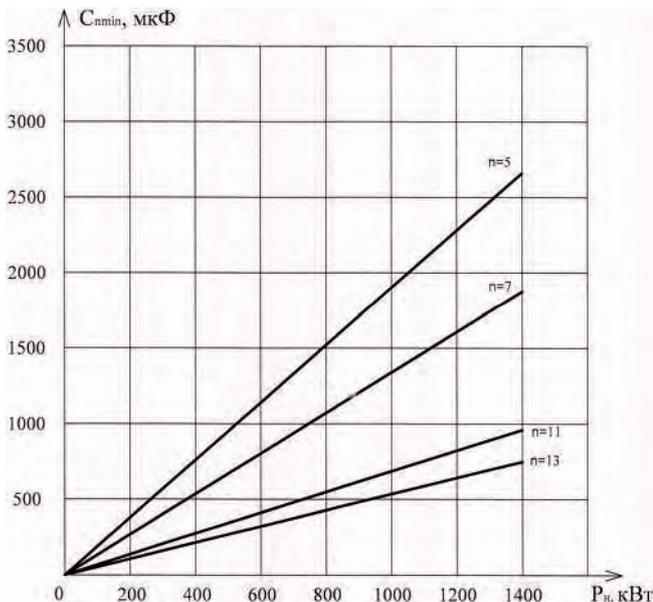


Рис. 3. Зависимость $Q_{n\min}(P_n)$ для контуров 5, 7, 11, 13 гармоник

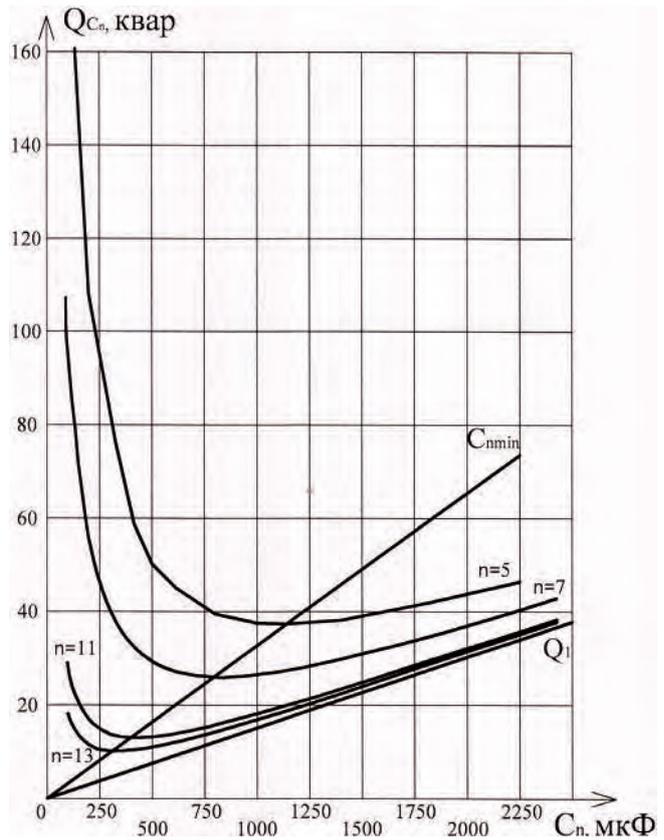


Рис. 4. Зависимости $Q_l(C_n)$ и $Q_{C_n}(C_n)$ при $P_H = 600$ кВт для контуров 5, 7, 11, 13 гармоник

Насколько будет оптимально значение мощности $Q_{C_{n\min}}$ и, соответственно, значение емкости $C_{n\min}$ следует судить по значению индуктивности контуров, определяемой из условия резонанса:

$$L'_n = \frac{1}{(\omega_0 n)^2 C_{n\min}} \quad (11)$$

Две зависимости $P_H = \varphi(C_{n\min})$ и $P_H = \varphi(L'_n)$ совмещены на рис. 5. Как видно, при малых значениях P_H с уменьшением $C_{n\min}$, величина L'_n резко растет, что влечет за собой увеличение мощности активной части фильтра.

Поэтому, учитывая пологий характер кривых $Q_{C_n} = \varphi(C_n)$ в зоне минимума, можно без значительного увеличения мощности $Q_{C_{n\min}}$ существенно увеличить значение емкости $Q_{C_{n\min}}$. Например (рис. 2), для контура 5-й гармоники при $P_H = 600$ кВт увеличение в 2 раза емкости конденсатора с $C_{5\min} = 1140$ до $C_5 = 2280$ мкФ приводит к росту реактивной мощности конденсатора на 25% (с 37,3 кВАР до 46,8 кВАР). При этом индуктивность реактора L'_5 может быть снижена в 2 раза.

Ограничением такого решения может быть возможная перекомпенсация реактивной мощности по первой гармонике.

Полученные формулы и приведенные зависимости позволяют определить для любой мощности нелинейной нагрузки и любого резонансного контура,

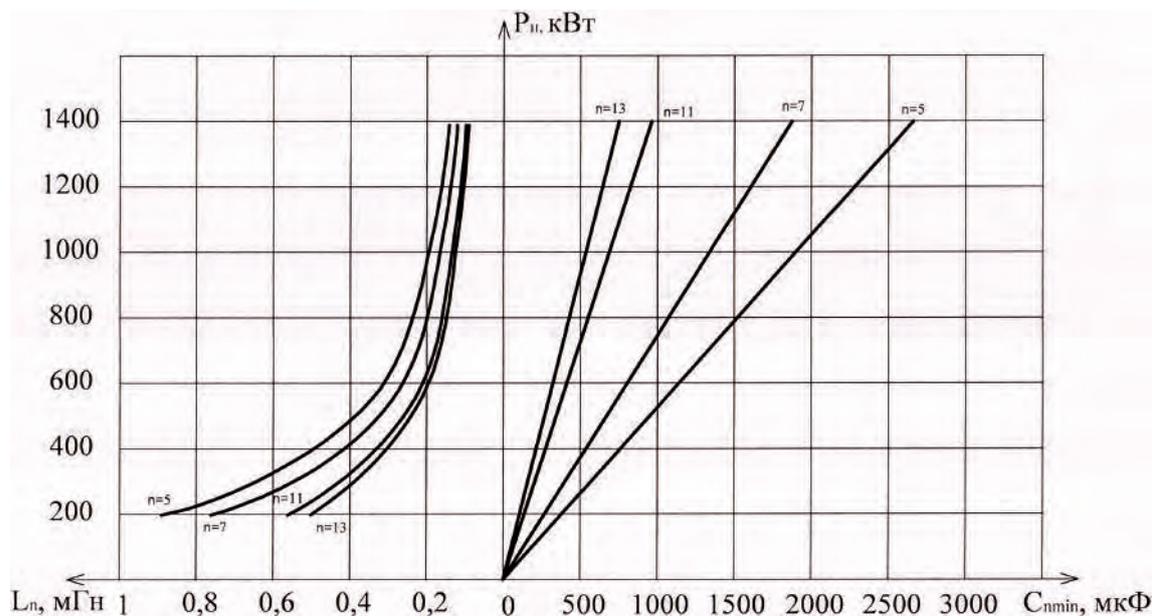


Рис. 5. Зависимости $P_n(C_{n\min})$ и $P_n(L'_n)$ для контуров 5, 7, 11, 13 гармоник

входящего в схему гибридного фильтра, определить минимальные значения как емкости конденсатора, так и его реактивной мощности.

Данная работа проведена в рамках реализации ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 годы.

Литература

1. Akagi H. et al. A New Control Scheme of Series Active Filters. — IPEC — Jocoama'95, 1995.

2. Буре И. Г., Хевсуриани И. М., Буре А. Б., Нурмеева Д. Р. Силовые гибридные фильтры для улучшения электромагнитной обстановки в промышленных сетях // Электрооборудование, № 9, 2008.

3. Жежеленко И. В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промпредприятий. — М.: Энергоатомиздат, 2004.

Буре Ирина Георгиевна, к. т. н., доцент кафедры «Электроснабжения промышленных предприятий» МЭИ (ТУ), тел. (495)362-70-74;

Буре Александр Борисович, к. т. н., старший научный сотрудник кафедры «Электроснабжения промышленных предприятий» МЭИ (ТУ), тел. (495)362-70-74

Хевсуриани Иван Михалович, к. т. н., доцент кафедры «Электроснабжения промышленных предприятий» МЭИ (ТУ), тел. (495)362-70-74;

Нурмеева Диана Римовна, аспирантка кафедры «Электроснабжения промышленных предприятий» МЭИ (ТУ).

Е. Е. Чаплыгин, А. Е. Вилков

ТРЕХФАЗНЫЕ АКТИВНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ С ПОФАЗОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Е. Е. Chaplygin,
А. Е. VilkovThree-Phase Active Rectifiers With
Phase-By-Phase Control

Определены проблемы, возникающие при построении замкнутого контура управления активного выпрямителя, построенного на базе мостового трехфазного инвертора напряжения, обусловленные взаимовлиянием фаз. Отмечены преимущества пофазового управления, рассмотрены две схемы активных выпрямителей с пофазовым управлением. Проведено сравнение основных параметров трехфазных активных выпрямителей при питании от несимметричной цепи, определен оптимальный закон формирования сетевого тока, выведены расчетные соотношения для выбора индуктивностей дросселей и частоты коммутации из условия обеспечения требуемого коэффициента мощности.

Ключевые слова: трехфазный активный выпрямитель, пофазовое управление, широтно-импульсная модуляция (ШИМ), инвертор напряжения.

The paper specifies the problems associated with interdependence of phases emerging while active rectifier based on three-phase bridge voltage inverter closed control loop design. Benefits of phase-by-phase control are noted, and two structures of active rectifiers with phase-by-phase control are considered. Comparison of three-phase active rectifiers main parameters fed by asymmetrical circuit is made, mains current optimum principle is determined and design equations for choke inductance switching frequency selection are derived under condition of providing necessary power factor.

Key words: three-phase active rectifier, phase-by-phase control, pulse-width modulation (PWM), voltage inverter.

Увеличение доли устройств силовой электроники в энергетических сетях требует широкого применения сетевых преобразователей с активной коррекцией коэффициента мощности, использующих широтно-импульсную модуляцию (ШИМ). При мощности установок мощностью свыше нескольких кВт применяют трехфазные активные выпрямители [1], которые, главным образом, выполняются на основе силовых схем инверторов напряжения (активные выпрямители напряжения – АВН). Активные выпрямители позволяют повысить коэффициент мощности до значений, максимально близких к единице, повысить напряжение на выходе выпрямителя до требуемых значений и стабилизировать его, обеспечить при необходимости двухсторонний обмен энергией между сетью и нагрузкой.

При создании активных выпрямителей необходимо учитывать свойства реальной питающей сети, нормируемые ГОСТ 13109-97, в частности несимметрию и несинусоидальность сети. Как показано в [2, 3] для исключения кондуктивных искажений, генерируемых АВН в сеть, основная гармоника сетевого тока выпрямителя должна быть синфазна прямой последовательности основной гармоники напряжения сети. Отступления от этого закона приводят к усилению несимметрии напряжения сети, снижению коэффициента мощности и увеличению пульсации на стороне постоянного тока.

В настоящее время трехфазные АВН создаются на основе трехфазного мостового инвертора напряжения рис. 1а. Формирование сетевого тока в таком устройстве аналогично принципу работы

корректора коэффициента мощности: к дросселю L прикладывается напряжение, основная гармоника которого с частотой сети опережает ту же гармонику напряжения сети на 90 градусов и обеспечивает протекание тока, синфазного напряжению сети. Напряжение на каждом дросселе представляет собой разность фазного напряжения сети и ШИМ-последовательности фазного напряжения, формируемого преобразователем на стороне переменного тока. Алгоритм переключения силовых транзисторов схемы формируется при работе замкнутого контура управления с обратной связью по сетевому току АВН.

В схеме рис. 1а фазное напряжение на стороне переменного тока при равенстве индуктивностей дросселей всех фаз определяется:

$$\begin{aligned} u_a &= \frac{2}{3}\varphi_a - \frac{1}{3}\varphi_b - \frac{1}{3}\varphi_c; \\ u_b &= \frac{2}{3}\varphi_b - \frac{1}{3}\varphi_a - \frac{1}{3}\varphi_c; \\ u_c &= \frac{2}{3}\varphi_c - \frac{1}{3}\varphi_a - \frac{1}{3}\varphi_b, \end{aligned} \quad (1)$$

где $\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$ – потенциалы фаз a, b, c относительно отрицательного полюса напряжения на стороне постоянного тока.

Выражение (1) показывает, что фазные напряжения зависят не только от работы канала управления данной фазы, но определяется и работой каналов управления других фаз, т. е. имеет место взаимовлияние фаз. Это обуславливает принципиальные отличия процессов в формировании сетевого тока

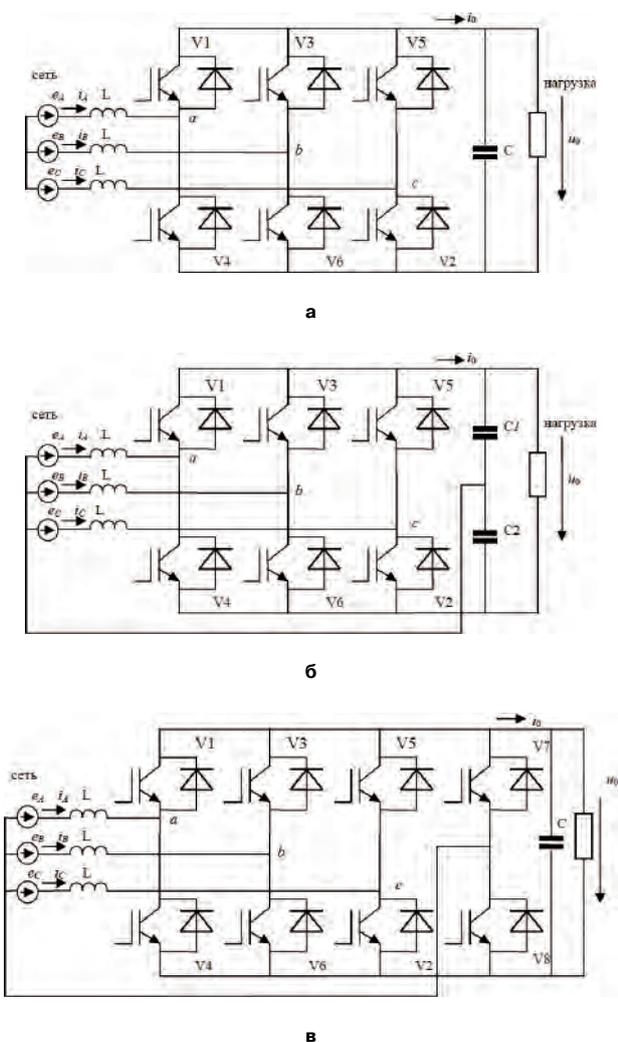


Рис. 1

в трехфазных АВН от однофазных активных выпрямителей и корректоров коэффициента мощности:

1. В отличие от однофазных преобразователей, коммутация полупроводниковых приборов в какой-либо фазе может не изменить производную сетевого тока данной фазы, т. е. отсутствует однозначность воздействия системы управления на сетевой ток.

2. Возмущения в одной фазе сети, воздействуя через систему управления АВН, могут вызвать возмущения в работе каналов управления других фаз.

3. Динамические процессы, возникающие в одной фазе АВН, транслируются в другие фазы устройства.

В силу этого, процессы управления трехфазным АВН приобретают стохастический характер. В то же время не существуют методы корректного учета взаимовлияния фаз при проектировании замкнутого контура управления АВН, при расчете цепей обратной связи взаимовлиянием фаз, как правило, пренебрегают. Это приводит к тому, что в ряде режимов, как показывает опыт применения трехфазных АВН, проявляется неустойчивая работа АВН, а в ряде случаев возникают аварийные режимы.

В силу этих обстоятельств в настоящее время в большинстве случаев системы управления АВН строятся по асинхронному принципу и работают с переменной частотой коммутации, что обеспечивает повышение надежности работы системы управления. Однако в таких преобразователях возникают обратимые срывы слежения за током, которые приводят к ухудшению гармонического состава сетевого тока и снижению коэффициента мощности [4]. В ряде случаев разработчики отказываются от использования трехфазных активных выпрямителей, используя однофазные активные выпрямители или корректоры коэффициента мощности с суммированием их мощности с помощью специальных узлов. В этом случае, как правило, показатели установки ухудшаются, снижается надежность и к. п. д., увеличивается стоимость. При использовании в каждой фазе такого многоячейкового преобразователя автономных (несинхронизированных) систем управления в сеть генерируются кондуктивные искажения.

Указанные проблемы могут быть решены при использовании трехфазных АВН с пофазовым управлением, в которых принципиально исключается взаимовлияние фаз, и системы управления могут выполняться на основе известных способов, применяемых в однофазных активных выпрямителях и корректорах коэффициента мощности, рассмотренных в [5, 6]. В таких устройствах подключение сети осуществляется по четырехпроводной системе (сеть с выводом нейтрали). Схемы трехфазных АВН с пофазовым управлением приведены на рис. 1б и в. При четырехпроводном подключении к сети пофазовое управление может быть осуществлено и в схеме Виенна-выпрямителя [7]. Поскольку Виенна-выпрямитель является одноквadrантным преобразователем, в данной работе он не рассматривается.

Задачей данной статьи является сравнение основных показателей схем рис. 1, выполненное с целью определения издержек, которые вызывает применение АВН с пофазовым управлением.

Основные соотношения

Основная гармоника несимметричного питающего напряжения может быть представлена в виде разложения на симметричные составляющие:

$$\begin{aligned}
 u_A &= \sqrt{2}U \left[\sin(\theta) + k_{обр} \sin(\theta + \nu_{обр}) + k_{нул} \sin(\theta + \nu_{нул}) \right]; \\
 u_B &= \sqrt{2}U \left[\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + k_{обр} \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3} + \nu_{обр}\right) + k_{нул} \sin(\theta + \nu_{нул}) \right]; \\
 u_C &= \sqrt{2}U \left[\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) + k_{обр} \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3} + \nu_{обр}\right) + k_{нул} \sin(\theta + \nu_{нул}) \right],
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

где U – среднее действующее значение основной гармоники сетевых фазных напряжений; $k_{обр}$ и $k_{нул}$ – коэффициенты, определяющие величину напряжения обратной и нулевой последовательностей; $\nu_{обр}$ и $\nu_{нул}$ – фазовые углы обратной и нулевой последовательностей, $\theta = \omega_{сети} t$.

Для обеспечения синфазности сетевого тока прямой последовательности основной гармоники напряжения сети усредненное напряжение на дросселях должно равняться

$$\begin{aligned} u_{L,A^*} &= k_p \cos(\theta); \\ u_{L,B^*} &= k_p \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right); \\ u_{L,C^*} &= k_p \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right), \end{aligned} \quad (3)$$

где k_p – коэффициент регулирования, определяющий активную мощность активного выпрямителя. Знаком * маркируем усредненные составляющие.

Действующее значение основной гармоники фазного сетевого тока равно

$$I = \frac{k_p U}{\omega_{\text{сети}} L} \quad (4)$$

Отсюда при пренебрежении потерями в преобразователе

$$k_p = \frac{I \cdot \omega_{\text{сети}} L}{U} = \frac{P \cdot \omega_{\text{сети}} L}{3U^2}, \quad (5)$$

где P – активная мощность на выходе АВН в данном режиме.

Из выражений (2) и (3) можно найти усредненную составляющую ШИМ-последовательностей формируемых преобразователем на стороне переменного тока:

$$\begin{aligned} u_{п.а^*} &= u_A - u_{L,A^*}; \\ u_{п.б^*} &= u_B - u_{L,B^*}; \\ u_{п.с^*} &= u_C - u_{L,C^*}. \end{aligned} \quad (6)$$

Таким образом, аналитически определен закон формирования фазных ШИМ-последовательностей АВН, который в реальных преобразователях формируется за счет работы замкнутого контура управления. Поскольку в АВН по схеме рис. 1а нулевые последовательности в фазных токах отсутствуют при подстановке выражения (2) в (6) нулевые последовательности сетевых напряжений следует исключить, так как они не влияют на формирование тока.

Определим влияние выбора индуктивности дросселей АВН L и частоты коммутации $f_k = Af_{\text{сети}}$ на коэффициент мощности χ .

Инверторы напряжения с ШИМ по синусоидальному закону на стороне переменного тока формируют напряжение, спектр которого в низкочастотной области содержит только основную гармонику, а в высокочастотной области комбинационные составляющие, расположенные вблизи гармоник, кратных частоте коммутации. В [8] для оценки качества выходного напряжения инверторов напряжения предложен коэффициент гармоник

$$k_{г.2к} = \frac{\sqrt{\sum_{k=A-w}^{A+w} C_k^2 + \sum_{k=2A-w}^{2A+w} \left(\frac{C_k}{2}\right)^2}}{C_1}.$$

Здесь обозначены: k – номер гармоники относительно частоты сети; C_k – амплитуда k -й гармоники, w – ширина области, в которой располагаются существенные по величине комбинационные составляющие (при реализации ШИМ по синусоидальному закону $w = 7 \dots 9$).

Особенностью данного критерия оценки является то, что при $A > 30$ его величина не зависит от выбора частоты коммутации. Поскольку высшие гармоники тока создаются только комбинационными составляющими напряжения преобразователя (высшими гармониками сетевого напряжения пренебрегаем), то действующее значение эквивалентной высшей гармоники сетевого тока с частотой коммутации равно

$$I_{\text{в.экв.}} = \frac{C_1}{\sqrt{2} A \omega_{\text{сети}} L} \cdot k_{г.2к}. \quad (7)$$

Стабилизированное напряжение на стороне постоянного тока АВН равно $U_0 = 2\sqrt{2}U \cdot k_U$, а амплитуда первой гармоники напряжения преобразователя на стороне переменного тока

$$C_1 = \frac{U_0 \sqrt{1+k_p^2}}{2k_U} \approx \frac{U_0}{2k_U}. \quad (8)$$

Действующее значение основной гармоники тока сети $I = P/(3U)$. В таком случае коэффициент мощности определяется по формуле

$$\chi = \frac{I}{\sqrt{I^2 + I_{\text{в.экв.}}^2}}. \quad (9)$$

В таблице 1 приведены значения коэффициента гармоник $k_{г.2к}$ от коэффициента k_U для разновидностей ШИМ, применяемых в АВН рис. 1. Коэффициенты определены при работе АВН от симметричной сети.

В результате модельного эксперимента установлено, что при несимметрии сети в пределах,

Таблица 1

Разновидности ШИМ	K_U						
	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7
Двухсторонняя трехфазная ШИМ	0,93	1,16	1,36	1,54	1,70	1,84	1,96
Однофазная двухполярная ШИМ	1,35	1,54	1,82	2,04	2,25	2,44	2,62
Двухсторонняя двухфазная ШИМ	1,26	1,38	1,52	1,65	1,78	1,90	2,00

установленных ГОСТ 13109-97, значения коэффициентов гармоник, приведенные в таблице 1, отклоняются не более чем на ±5%, что вполне достаточно для проведения инженерных расчетов.

Таким образом, приведенные соотношения позволяют определить основные параметры АВН. Задавшись U_0 и минимальным коэффициентом мощности χ (при минимальной мощности нагрузки P) по выражению (9) определяем $I_{в.экр}$, далее по (8) находим амплитуду гармоники C_1 , а с помощью таблицы 1 из (7) определяем произведение $A \cdot L$. При выборе частоты коммутации находим индуктивность дросселей L .

Более точные и полные результаты получены с помощью цифрового моделирования, на основе которого проведено сравнение показателей схем рис. 1. Учитывая большой объем модельного эксперимента, для моделирования выбран наиболее производительный модифицированный спектральный метод [9], достоверность результатов проверена при сопоставлении результатов с моделированием ряда режимов в базисе *MATLAB-Simulink*. При всех модельных экспериментах основная гармоника сетевого тока синфазна прямой последовательности основной гармоники напряжения сети. Потерями в АВН пренебрегаем, силовые ключи считаем идеальными. Ниже приведены результаты моделирования.

Трехфазный мостовой АВН

В трехфазном мостовом АВН (рис. 1а) со стороны преобразователя к дросселю приложена трехфазная ШИМ-последовательность. При формировании трехфазной ШИМ преимущества в гармоническом составе напряжения на стороне постоянного тока имеют преобразователи с двухсторонней модуляцией (модуляция и фронта, и среза импульса) [8], поэтому для моделирования

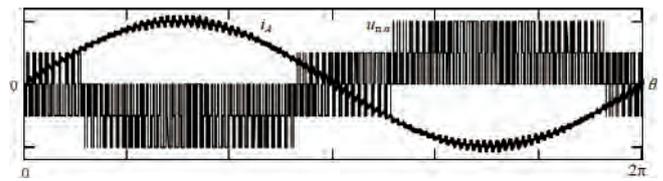


Рис. 2

выбрана именно двухсторонняя ШИМ (коэффициенты гармоник приведены в таблице 1). При моделировании всех преобразователей рис. 1 приняты следующие исходные данные: частота коммутации 5 кГц, напряжение на стороне постоянного тока 750 В (пульсациями напряжения на стороне постоянного тока пренебрегаем), действующее фазное напряжение сети 220 В, сеть синусоидальная, индуктивность дросселей $L = 10$ мГн, амплитуда основной гармоники фазного сетевого тока, потребляемого выпрямителем, 10 А.

Осциллограммы напряжения фазы “a” АВН на стороне переменного тока и сетевой ток той же фазы приведены на рис. 2.

Ток i_0 формируется как сумма токов ключей V1, V3 и V5:

$$i_0 = F_1 i_A + F_3 i_B + F_5 i_C,$$

где F_1, F_3, F_5 – переключающие функции ключей V1, V3, V5.

Преобразователи сравниваются по следующим параметрам: коэффициент мощности χ , отношение амплитуды второй гармоники тока i_0 (рис. 1) к постоянной составляющей того же тока C_2/C_0 (%), отношение действующих и средних значений токов через силовые полупроводниковые приборы (транзисторы и диоды) к действующему значению фазного сетевого тока I . Моделирование проведено в выпрямительном (передача энергии из сети в цепь постоянного тока) и инверторном (реку-

Таблица 2

Режим	Параметр	Симметричная сеть	$k_{обр}=0,02$	$k_{обр}=0,02$	$k_{обр}=0,04$
			$k_{нул}=0,00$	$k_{нул}=0,02$	$k_{нул}=0,04$
Выпрямительный и инверторный	χ	0,999	0,999	0,999	0,998
	$C_2/C_0, \%$	0	2,1	2,35	3,9
Выпрямительный	$I_{тр.сп}/I$	0,079	0,082	0,080	0,082
	$I_{тр.д}/I$	0,272	0,279	0,274	0,279
	$I_{диод.сп}/I$	0,372	0,375	0,374	0,377
	$I_{диод.д}/I$	0,654	0,657	0,655	0,657
Инверторный	$I_{тр.сп}/I$	0,372	0,373	0,374	0,377
	$I_{тр.д}/I$	0,654	0,654	0,655	0,657
	$I_{диод.сп}/I$	0,079	0,081	0,080	0,082
	$I_{диод.д}/I$	0,272	0,269	0,274	0,279

перация энергии в сеть) режимах. Моделировалась работа от симметричной сети и от сети, несимметрия которой находится в пределах, ограниченных ГОСТ 13109-97.

Результаты моделирования трехфазного мостового АВН приведены в таблице 2. В процессе моделирования параметры несимметрии сети (углы $\nu_{обр}$ и $\nu_{нул}$) варьировались с целью выявления режимов, в которых влияние несимметрии сети на показатели АВН наиболее негативно, в таблице приведены результаты для этих наихудших режимов. Также в таблице приведены наибольшие значения среди токов полупроводниковых приборов разных фаз.

Проведенный модельный эксперимент показал:

- несимметрия сети не оказывает значительного влияния на коэффициент мощности χ ;
- при несимметрии сети появляются пульсации тока i_0 на частоте $2f_{сети}$, однако эти пульсации во много раз меньше, чем в однофазных активных выпрямителях и корректорах коэффициента мощности;
- в выпрямительном режиме токи через диоды больше, чем токи через транзисторы, в инверторном режиме больше токи транзисторов;
- при несимметрии сети токовая нагрузка полупроводниковых приборов может незначительно возрастать по сравнению с симметричным режимом.

АВН по схеме “три однофазных полумоста”

В схеме рис. 1б с четырехпроводным подключением АВН к сети осуществляется пофазовое управление, электромагнитные процессы в каждой фазе развиваются независимо. К дросселям со стороны преобразователя прикладывается однофазная двухполярная ШИМ-последовательность, которая характеризуется большими коэффициентами гармоник по сравнению с трехфазной ШИМ (таблица 1).

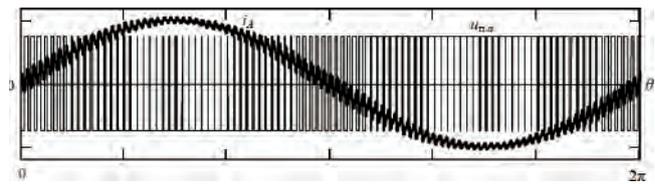


Рис. 3

Гармонический состав ШИМ-последовательности практически не зависит от выбора ШИМ по фронту (срезу) импульса или двухсторонней ШИМ.

Осциллограммы напряжения фазы “a” АВН на стороне переменного тока и сетевой ток той же фазы приведены на рис. 3.

Ток i_0 формируется как сумма токов ключей V1, V3 и V5:

$$i_0 = F_1 i_A + F_3 i_B + F_5 i_C.$$

Результаты модельного эксперимента сведены в таблице 3.

Все выводы, сделанные для трехфазной мостовой схемы рис. 1а, справедливы. Можно отметить следующее:

- коэффициент мощности несколько меньше, чем в схеме рис. 1а, что объясняется большими значениями коэффициентов гармоник при формировании двухполярной ШИМ-последовательности;
- пульсации тока i_0 и токовая нагрузка полупроводниковых приборов практически такие же, как в схеме рис. 1а.

В силу симметрии формируемых токов сети через нулевой провод не протекает основная гармоника тока, ток составляют только высокочастотные составляющие. Поэтому отклонений потенциала средней точки конденсаторов на стороне постоянного тока за счет протекания нулевой последова-

Таблица 3

Режим	Параметр	Симметричная сеть	$k_{обр}=0,02$	$k_{обр}=0,02$	$k_{обр}=0,04$
			$k_{нул}=0,00$	$k_{нул}=0,02$	$k_{нул}=0,04$
Выпрямительный и инверторный	χ	0,994	0,994	0,994	0,993
	$C_2/C_0, \%$	0	2,2	2,2	3,76
Выпрямительный	$I_{тр.ср}/I$	0,079	0,083	0,083	0,087
	$I_{тр.л}/I$	0,274	0,281	0,280	0,288
	$I_{диод.ср}/I$	0,371	0,373	0,375	0,377
	$I_{диод.л}/I$	0,650	0,656	0,653	0,656
Инверторный	$I_{тр.ср}/I$	0,374	0,373	0,374	0,377
	$I_{тр.л}/I$	0,653	0,654	0,656	0,658
	$I_{диод.ср}/I$	0,080	0,082	0,084	0,088
	$I_{диод.л}/I$	0,274	0,271	0,284	0,294

тельности в данной схеме не наблюдается. Схема рис. 1б содержит два конденсатора, емкость которых в два раза больше емкости конденсатора в схеме рис. 1а, но рабочее напряжение в два раза меньше, поэтому суммарная типовая мощность конденсаторов в схемах рис. 1а и б одинакова.

Однако АВН по схеме рис. 1б присущ типовой недостаток инверторов с выводом средней точки конденсаторов: возможность отклонения потенциала средней точки, обусловленная несимметрией компонентов. Для стабилизации потенциала средней точки на уровне $U_0/2$ необходимо введение обратных связей по постоянной составляющей в цепь управления.

АВР с дополнительным полумостом

В рассматриваемом преобразователе (рис. 1в) системы управления фаз функционируют независимо друг от друга и осуществляется пофазовое управление. В схеме усредненный потенциал средней точки ключей дополнительного полумоста V7 и V8 равен $U_0/2$ за счет формирования в дополнительном полумосте ШИМ-последовательности с нулевым коэффициентом модуляции. Таким образом к дросселю со стороны преобразователя прикладывается напряжение, сформированное с помощью двухфазной ШИМ [10], свойства которой близки к трехфазной ШИМ. Так гармонический состав напряжения на стороне переменного тока зависит от выбора способа модуляции фронтов импульсов, и наилучший коэффициент мощности обеспечивает

применение в основных и дополнительном полумостах АВН двухсторонней ШИМ. Коэффициенты гармоник для двухфазной двухсторонней ШИМ приведены в таблице 1.

Осциллограммы напряжения фазы “а” АВН на стороне переменного тока и сетевой ток той же фазы приведены на рис. 2.

Ток i_0 формируется как сумма токов ключей V1, V3 и V5, к которой добавляется ток через ключ V7:

$$i_0 = F_1 i_A + F_3 i_B + F_5 i_C - F_7 (i_A + i_B + i_C).$$

Результаты модельного эксперимента сведены в таблице 4. Дополнительно в таблицу включены сведения о токовой загрузке ключей дополнительного моста, например, ключа V7.

Коэффициент мощности АВН с дополнительным полумостом в соответствии с данными табл. 1 немного ниже, чем у мостового трехфазного АВН, но выше чем в схеме рис. 1б. Пульсации на стороне постоянного тока у всех преобразователей рис. 1 имеют значения одного порядка. Токи через ключи дополнительного моста значительно меньше токов ключей основных полумостов, поскольку при выбранном законе формирования сетевого тока через дополнительный полумост замыкаются только высокочастотные составляющие сетевых токов. При повышении коэффициента мощности (за счет увеличения частоты коммутации или увеличения индуктивностей дросселей L) эти токи уменьшаются. Например, при увеличении частоты коммутации до 10 кГц средний ток через диод (или транзистор)

Таблица 4

Режим	Параметр	Симметричная сеть	$k_{обр}=0,02$	$k_{обр}=0,02$	$k_{обр}=0,04$
			$k_{нул}=0,00$	$k_{нул}=0,02$	$k_{нул}=0,04$
Выпрямительный и инверторный	χ	0,997	0,997	0,996	0,994
	$C_2/C_0, \%$	0,000	2,670	2,570	3,850
Выпрямительный	$I_{тр.сп}/I$	0,072	0,081	0,082	0,086
	$I_{тр.д}/I$	0,271	0,277	0,280	0,288
	$I_{диод.сп}/I$	0,371	0,372	0,373	0,376
	$I_{диод.д}/I$	0,655	0,657	0,655	0,658
Инверторный	$I_{тр.сп}/I$	0,371	0,373	0,373	0,376
	$I_{тр.д}/I$	0,655	0,657	0,656	0,657
	$I_{диод.сп}/I$	0,078	0,081	0,082	0,086
	$I_{диод.д}/I$	0,271	0,278	0,280	0,287
Выпрямительный и инверторный	$I_{тр.сп}/I$		0,041		
	$I_{тр.д}/I$		0,094		
	$I_{диод.сп}/I$		0,041		
	$I_{диод.д}/I$		0,094		

равен $0,021I$, а действующее значение этих токов $0,47I$, т. е. значения токов обратно пропорциональны произведению $f_k \cdot L$. Исходя из этого, можно считать, что введение дополнительного полумоста незначительно изменяет стоимостные показатели силовой части преобразователя, а влияние потерь в ключах дополнительного полумоста на к.п.д. активного выпрямителя минимально. В схеме рис. 1в не возникает проблем с поддержанием усредненного потенциала средней точки дополнительного полумоста на уровне $U_0/2$.

На этом основании можно заключить, что АВН с дополнительным полумостом по своим параметрам может успешно конкурировать с известной схемой трехфазного мостового АВН рис. 1а, обладая таким несомненным преимуществом, как пофазовое управление, что обеспечивает упрощение процесса проектирования и обеспечивает повышенную устойчивость и надежность работы.

В схеме рис. 1в возможно применение двухфазной ШИМ с пассивной фазой (“векторной ШИМ”), позволяющей снизить потери в приборах [10]. Этот перспективный вариант управления требует проведения исследований, выходящих за рамки данной работы.

Выводы

1. При проектировании и использовании АВН на базе трехфазных мостовых инверторов напряжения возникают нерешенные проблемы, связанные с взаимным влиянием цепей управления разных фаз, что препятствует широкому применению трехфазных АВН.

2. При четырехпроводном подключении АВН к сети осуществимо пофазовое управление, которое базируется на глубоко изученных принципах построения систем управления однофазными активными выпрямителями и корректорами коэффициента мощности.

3. Среди схем АВН с пофазовым управлением преимуществами обладает схема на базе трехфазного инвертора с дополнительным полумостом, которая лишь незначительно уступает мостовому трехфазному АВН по коэффициенту мощности, имеет высокий к.п.д. и не требует значительных дополнительных затрат при ее разработке и изготовлении.

4. Система управления трехфазным АВН с пофазным управлением состоит из трех независимо работающих блоков, связанных общим трехфазным

источником эталонного тока, сигналы которого пропорциональны прямой последовательности первой гармоники напряжения сети.

Литература

1. Розанов Ю. К., Рябчицкий М. В., Кваснюк А. А. Силовая электроника: учебник для ВУЗов. – М. Издательский дом МЭИ, 2007. – 632 с.
2. Чаплыгин Е. Е. Несимметричные режимы трехфазного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности // *Электричество*, №9, 2005, С. 55–62.
3. Кондратьев Д. Е., Обухов С. Г. Управление трехфазным активным выпрямителем при искажениях напряжения сети // *Электричество*, № 6, 2007, С. 21–32.
4. Кондратьев Д. Е. Трехфазные выпрямители с активной коррекцией коэффициента мощности и двунаправленной передачей энергии: автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук. – М. МЭИ, 2008. 20 с.
5. Мелешин В. И., Овчинников Д. А. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии. – М. из-во Техносфера, 2011, 576 с.
6. Чаплыгин Е. Е., Вилков А. Е. Исследование коэффициента передачи инвертора с широтно-импульсной модуляцией // *Электричество*, № 8, 2010, С. 52–59.
7. Чаплыгин Е. Е., Во Минь Тьинь, Нгуен Хоанг Ан. Виенна-выпрямитель – трехфазный корректор коэффициента мощности // *Силовая электроника*, № 1, 2006. С. 20–23.
8. Обухов С. Г., Чаплыгин Е. Е., Кондратьев Д. Е. Широтно-импульсная модуляция в трехфазных инверторах напряжения // *Электричество*, № 8, 2008, С. 23–31.
9. Чаплыгин Е. Е., Малышев Д. В. Спектральные модели автономных инверторов напряжения с широтно-импульсной модуляцией // *Электричество*, №8, 1999, С. 60–66.
10. Чаплыгин Е. Е. Двухфазная широтно-импульсная модуляция в трехфазных инверторах напряжения // *Электричество*, № 8, 2009. С. 56–60.

Чаплыгин Евгений Евгеньевич, к. т. н., профессор кафедры Промышленной электроники МЭИ, e-mail: ChaplyginYY@tprei.ru, сайт <http://chaplyginyy.narod.ru>;

Вилков Андрей Евгеньевич, аспирант кафедры Промышленной электроники МЭИ.

С. В. Аверин, Т. В. Анисимова, А. Н. Данилина,
В. С. Коняхин, В. В. Крючков, Ю. Г. Следков

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ В ТРЕХФАЗНОМ ТРАНЗИСТОРНОМ ИНВЕРТОРЕ ПРИ ВОЗНИКНОВЕНИИ МЕЖФАЗНЫХ КОРОТКИХ ЗАМЫКАНИЙ

S. V. Averin, T. V. Anisimova,
A. N. Danilina, V. S. Koniakhin,
V. V. Kryuchkov, U. G. Sledkov

В статье приведены результаты моделирования работы трехфазных транзисторных инверторов с отдельным регулированием напряжения в каждой фазе при межфазных коротких замыканиях. Рассмотрены следующие факторы, влияющие на процессы в системе электроснабжения:

- способы формирования импульсного напряжения на входе силового фильтра инвертора;
- влияние величины нагрузки фазы на процессы, возникающие в момент межфазного короткого замыкания.

Показана зависимость интенсивности нарастания перенапряжений на питающих шинах мостовых коммутаторов фаз инвертора при различных режимах формирования импульсных напряжений на входе силового фильтра параметрах нагрузки. Приведены результаты моделирования способа устранения перенапряжений, возникающих при межфазных замыканиях.

Ключевые слова: трехфазный транзисторный инвертор, формирование многоимпульсное напряжение, аварийный режим, межфазное короткое замыкание.

Simulation of Operation Processes Emerging In Three-Phase Transistor Inverter In Case Of Line-To-Line Short-Circuit Failures

The paper introduces simulation results of three-phase transistor inverter with separate phase voltage control operation during line-to-line short-circuit failure. The following factors affecting power system operation are considered:

- methods of voltage pulse train generation at the input of inverter power filter;
- the effect of phase load value at the moment of line-to-line shorting starting.

The intensity of voltage stress build-up at the inverter full-bridge power stages feeding rails under different modes of voltage pulse train generation at the input of power filter characteristic is shown and simulation results of implementation of overvoltage suppression technique in the course of line-to-line short-circuit failure are presented.

Key words: three phase transistor inverter, pulse-train generation, line-to-line shorting, emergency mode, line-to-line shorting.

Надежная работа систем электроснабжения летательных аппаратов (ЛА) крайне важна для обеспечения бесперебойного и безопасного функционирования электронных и электромеханических бортовых потребителей электроэнергии. Для обеспечения высокого качества электропитания этих потребителей в статических и переходных режимах в состав системы электроснабжения входят трехфазные транзисторные инверторы, преобразующие электрическую энергию первичного генератора в энергию переменного тока с параметрами, определяемыми согласно [6]. Для повышения надежности системы электроснабжения особое значение имеет контроль аварийных режимов и их устранение.

Наиболее распространенными аварийными режимами являются короткие замыкания и обрывы цепей нагрузки. Подобные неисправности могут возникать по различным причинам. В момент короткого замыкания полное сопротивление между замыкаемыми компонентами падает практически нуля. При этом образуются паразитные контуры протекания тока [4], нарушающие работу системы электроснабжения. Величина тока короткого замыкания, как правило, на много порядков превышает

величину рабочего тока. Возникновение подобных аварийных режимов может привести к выходу из строя жизненно важного бортового электрооборудования.

Защита системы электроснабжения заключается в установке средств селективной защиты нагрузок или групп нагрузок, чтобы отключить вышедшую из строя нагрузку, и, таким образом, не нарушить работу всей системы распределения электроэнергии. Поэтому, одним из важных аспектов проектирования инверторов для систем электроснабжения ЛА является разработка внутренних схем защиты, которые не должны влиять на работу устройств защиты системы электроснабжения. Основная задача таких схем – фиксирование момента начала процесса короткого замыкания и локализация его последствий. В таких схемах по сигналам датчиков тока и/или температуры формируются команды (управляющие сигналы) на запирающие силовых транзисторов мостовых коммутаторов инвертора. При этом срабатывание схемы защиты инвертора не должно повлиять на алгоритм работы устройств селективной защиты системы электроснабжения.

В статье рассмотрен режим межфазного короткого замыкания нагрузки, его влияние на работоспособность трехфазного инвертора и возможности устранения его последствий.

Структура трехфазного транзисторного инвертора

Существует целый ряд режимов формирования многоимпульсных напряжений с улучшенным спектральным составом – формирование одного импульса на половине периода выходного напряжения, широтно-импульсное регулирование (ШИР), широтно-импульсное регулирование с кодовой модуляцией (ШИР-КД), широтно-импульсная модуляция по синусоидальному закону (ШИМ-СИН), широтно-импульсная модуляция ступенчатого напряжения (ШИМ-СТ) и др. Все особенности, достоинства и недостатки этих режимов описаны в [1–3]. Методика расчета выходного фильтра инвертора приведена в [1].

Блок-схема трехфазного транзисторного инвертора с отдельным регулированием выходного напряжения в каждой фазе показана на рис. 1. Эта схема справедлива для любого способа формирования импульсных напряжений с улучшенным спектральным составом.

Инвертор состоит из силовой части и схемы управления. Силовая часть включает в себя три нерегулируемых преобразователя (конвертера) постоянного напряжения (DC-DC), обеспечивающих необходимый уровень напряжения пи-

тания трех однофазных мостовых коммутаторов (фаз А, В и С), на выходах которых формируются многоимпульсные напряжения с заданным спектральным составом, и силовых фильтров (L, C), обеспечивающих заданное качество выходного напряжения.

Схема управления состоит из генератора тактовых импульсов (ГТИ), задающего частоту работы всего инвертора; трех формирователей пилообразного напряжения, трех компараторов (К) и трех устройств отрицательной обратной связи (ООС), необходимых для отдельного регулирования выходного напряжения каждой фазы; формирователя закона управления, необходимого для задания эталонной формы многоимпульсного напряжения; формирователя импульсов управления, на выходах которого формируются сигналы управления силовыми ключами мостовых коммутаторов всех фаз с длительностями импульсов, определяемыми устройствами отрицательной обратной связи и компараторами.

Моделирование режима межфазного короткого замыкания

Инвертор напряжения в системе электроснабжения является нелинейным устройством с дискретно изменяющимися параметрами. Поэтому при исследовании динамики инвертора, особенно в нестационарных режимах работы, необходимо проведение компьютерного моделирования для вы-

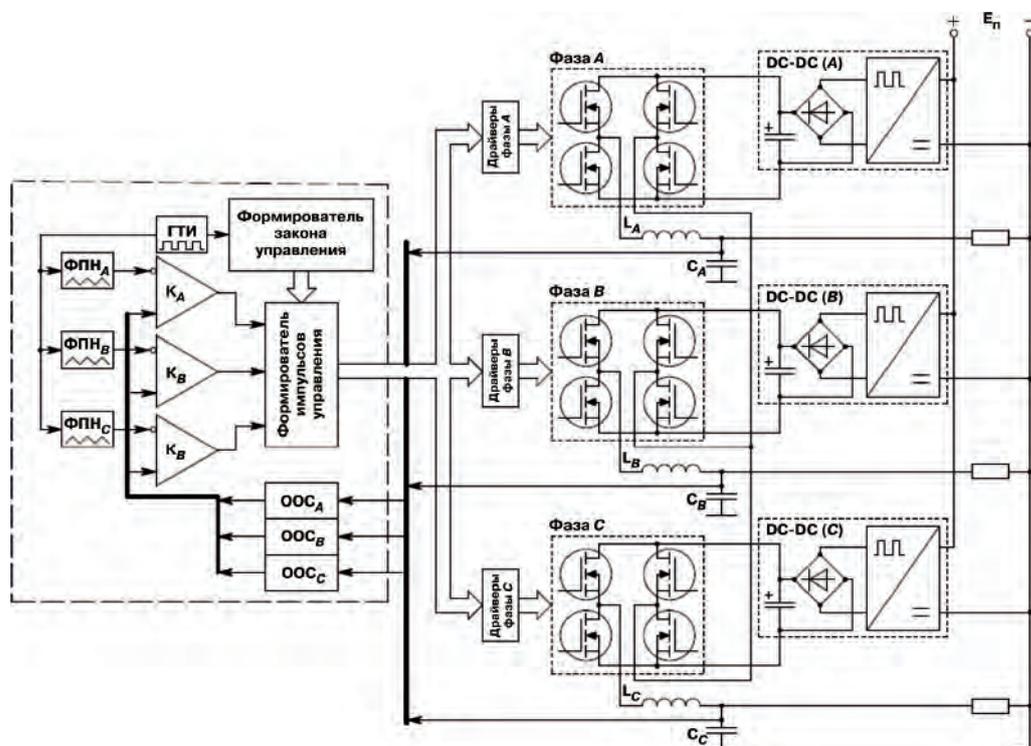


Рис. 1. Блок-схема трехфазного инвертора с отдельным регулированием выходного напряжения в каждой фазе (ГТИ – генератор тактовых импульсов; К – компаратор; ООС – устройство отрицательной обратной связи; ФИУ – формирователь импульсов управления; DC-DC – преобразователь постоянного напряжения)

явления особенностей процессов, происходящих в инверторе во время работы в таких режимах.

В статье рассмотрены трехфазные мостовые инверторы с отдельным регулированием выходного напряжения каждой фазы в режиме ШИМ-СИН при формировании на выходе мостовых коммутаторов двухуровневой и трехуровневой импульсных ШИМ-последовательностей. В первом случае напряжение на выходе мостового коммутатора за один период основной гармонии принимает значения $+E_{п}$, либо $-E_{п}$, а во втором: $+E_{п}$, 0, $-E_{п}$. Анализ эквивалентных схем силовой части инверторов при межфазном коротком замыкании приведен в [4].

Влияние контура отрицательной обратной связи

Результаты моделирования процессов при межфазном коротком замыкании в инверторе в режиме синусоидальной ШИМ при формировании на выходах мостовых коммутаторов напряжений режимов двухуровневой и трехуровневой ШИМ-СИН при отсутствии контура обратной связи приведены на рис. 2.

Из рис. 2 видно, что эффект нарастания напряжения на выходе конвертора (DC-DC преобразователя), питающего мостовой коммутатор, на выходе которого формируется напряжение отстающей фазы, происходит независимо вида режима ШИМ-СИН. При этом в случае режима двухуровневой ШИМ-СИН напряжение нарастает значительно более интенсивно.

Структуры контуров обратной связи инверторов в режимах двухуровневой и трехуровневой ШИМ-СИН имеют отличия [5]. Целесообразность применения каждой структуры определяется конкретными техническими требованиями к изделию.

Результаты моделирования инверторов в режимах двухуровневой и трехуровневой ШИМ-СИН, охваченных контуром отрицательной обратной связи, при наличии схемы ограничения тока приведены на рис. 3.

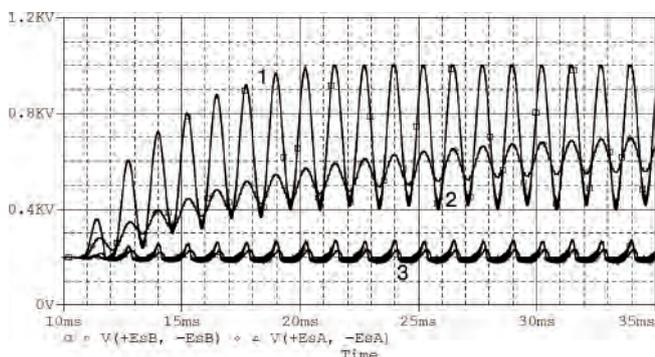
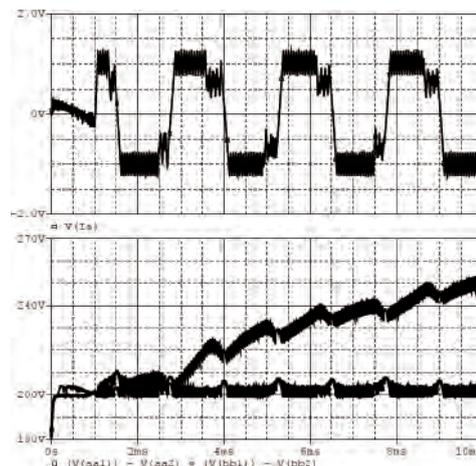
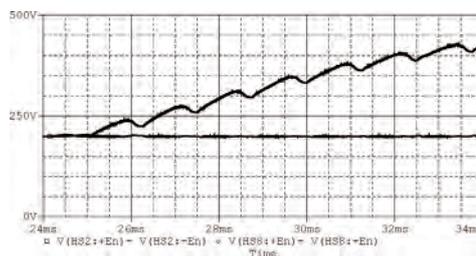


Рис. 2. Результаты моделирования инвертора в режимах двухуровневой (кривая 1) и трехуровневой (кривая 2) ШИМ-СИН при отсутствии контура обратной связи (3 – неповрежденная фаза)



a



б

Рис. 3. Результаты моделирования инвертора в режимах двухуровневой (а) и трехуровневой (б) ШИМ-СИН при наличии контура обратной связи и схемы ограничения тока

Результаты моделирования (рис. 3) показывают, что наличие контуров отрицательной обратной связи и схем ограничения тока фазы не устраняют эффекта нарастания напряжения, а только меняют характер протекания процесса. Более резкий рост напряжения на выходе конвертора наблюдается у инверторов, работающих в режиме двухуровневой ШИМ-СИН.

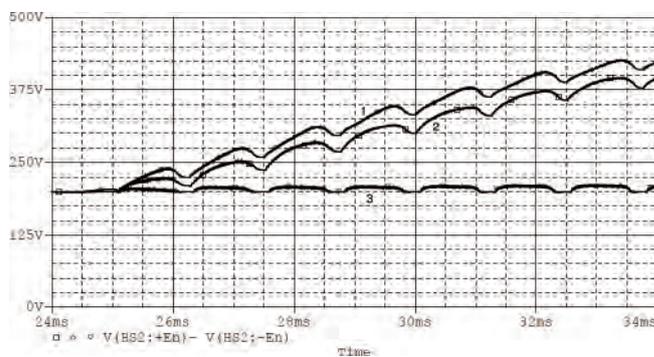


Рис. 4. Результаты моделирования при изменении сопротивления нагрузки (1 – удвоенная номинальная нагрузка; 2 – номинальная нагрузка; 3 – неповрежденная фаза)

В ходе моделирования рассмотрено влияние уровня ограничения тока фаз и ширины токового коридора на перенапряжения на выходных конденсаторах DC-DC преобразователей. Выявлено, что оно носит неоднозначный характер и не может рассматриваться как средство борьбы с перенапряжениями.

Влияние величины нагрузки

Результаты моделирования при различных нагрузках на выходе инвертора приведены на рис. 4.

Из рис. 4 видно, что наиболее неблагоприятными условиями протекания аварийных режимов являются возникновения межфазных коротких замыканий при малых нагрузках на фазы. Однако установлено, что при величинах сопротивлений нагрузки, меньших десятикратной величины характеристического сопротивления выходного фильтра, перенапряжения на выходах конверторов (DC-DC преобразователей) отсутствуют (независимо от изменения коэффициента мощности в пределах, оговоренных в [5]). Межфазные короткие замыкания наиболее опасны при работе фаз инвертора на холостом ходу.

Способы устранения перенапряжений

Проведено моделирование двух вариантов защиты от перенапряжений на выходах конверторов (DC-DC), питающих мостовые коммутаторы фаз инвертора.

Результаты моделирования способа защиты от перенапряжений, рассмотренного в [6], при котором в момент начала нарастания напряжения на выходном конденсаторе конвертора в схеме управления мостовым коммутатором закороченной фазы происходит уменьшение опорного напряжения, показаны на рис. 5.

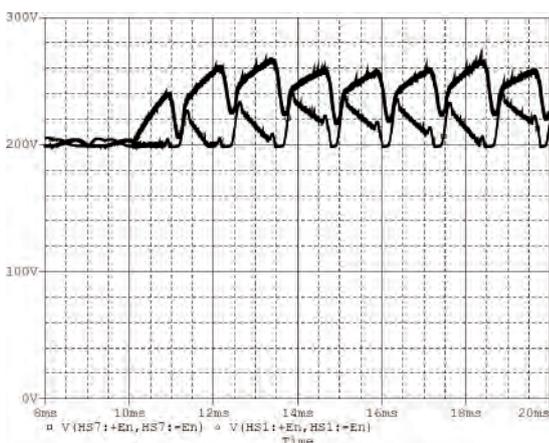


Рис. 5. Результаты моделирования при уменьшении опорного напряжения инвертора в схеме управления инвертором

Другим средством защиты может служить подключение балластного резистора параллельно входному конденсатору, результаты моделирования этого способа представлены на рис. 6.

Результаты моделирования (рис. 6) показывают, что такой метод дает лучшие результаты (в особенности при малых значениях балластных сопротивлений), однако следует учитывать, что сброс накапливаемой в контурах короткого замыкания энергии через резистор менее эффективен с энергетической точки зрения. Повысить эффективность этого метода можно за счет импульсного подключения балластного резистора.

Выводы

Моделирование процессов в трехфазном мостовом инверторе при возникновении межфазных коротких замыканий, позволившее выявить следующие особенности работы инвертора в таком режиме:

- ▶ при возникновении межфазных коротких замыканий в рассмотренной структуре трехфазного инвертора на выходном конденсаторе конвертора, питающего мостовой коммутатор отстающей фазы, возникают перенапряжения, которые могут привести к выходу инвертора из строя. При этом, их возникновение не зависит от режима формирования импульсных напряжений на выходе мостового коммутатора;

- ▶ наличие контуров ограничения фазных токов не устраняет перенапряжения на входе инвертора.

- ▶ наихудшим случаем при возникновении межфазных коротких замыканий является режим холостого хода.

Рассмотрены меры ограничения перенапряжений на входе мостовых коммутаторов фаз инвертора и проведено моделирование работы

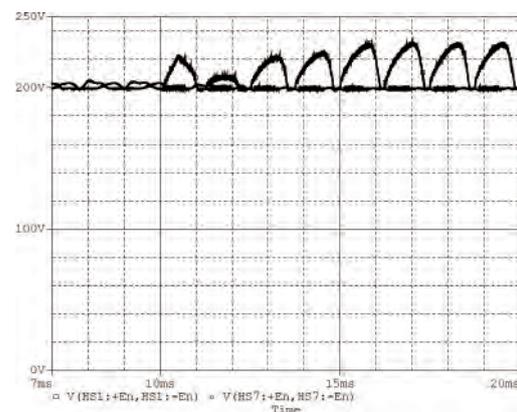


Рис. 6. Результаты моделирования защиты от перенапряжения на входе инвертора, при установке балластного сопротивления параллельного выходному конденсатору конвертора (DC-DC)

инвертора при различных способах защиты от перенапряжений.

Литература

1. Транзисторные преобразователи Электрической энергии / Под. ред. А. В. Лукина и Г. М. Малышкова. – М.: ЗАО “ММП-Ирбис”, 2001. – 228 с.: ил.
2. *Моин В. С.* Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 376 с.: ил.
3. *Mahesh A. Patel, Ankit R. Patel, Dhaval R. Vyas and Ketul M. Patel.* Use of PWM Techniques for Power Quality Improvement. – International Journal of Recent Trends in Engineering, Vol. 1, No. 4, May 2009, pp. 99–102.
4. *С. В. Аверин, С. Ф. Коняхин, В. С. Коняхин, А. М. Нагорнов, Д. А. Шевцов.* Анализ процессов в трехфазных транзисторных инверторах при межфазных замыканиях. – Практическая силовая электроника, № 1 (41), 2011, С. 25–28.
5. *Малышков Г. М., Соловьев И. Н.* Проектирование инверторов: Учеб. пособие. – М.: Изд-во МАИ, 1995 – 48 с.: ил.
6. ГОСТ 54073-2010. – Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии.
7. Преобразователь постоянного напряжения в трехфазное переменное. – Патент РФ Н02М 7/48 (2006.01). Авторы Коняхин С. Ф., Нагорнов А. М.

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

Анисимова Татьяна Викторовна, аспирант кафедры “Микроэлектронных электросистем” МАИ, тел. +7(499) 158-45-02;

Данилина Анастасия Николаевна, аспирант кафедры “Микроэлектронных электросистем” МАИ, тел. +7(499) 158-45-02;

Коняхин Вячеслав Сергеевич, старший инженер ОАО АКБ «Якорь», тел. +7 (499) 369-41-56, E-mail: akb.yakor@ru.net;

Следков Юрий Германович, к. т. н., доцент кафедры “Микроэлектронных электросистем” МАИ, тел. 8(499) 158-45-56, e-mail: dean3_dep5@mai.ru.

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

ДВУХУРОВНЕВАЯ ТРАНСПОРТНО-БОРТОВАЯ СИСТЕМА ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

*V. V. Bocharov, S. F. Koniakhin,
S. B. Reznikov, I. N. Soloviev*

**Two-Level On-Board DC Power-Supply System
For Transportation Vehicles**

Рассматривается новое схемотехническое решение для построения бортовых транспортных систем электроснабжения постоянного тока с двумя уровнями напряжений, позволяющее улучшить энергосберегающую способность, массо-энергетические показатели и надежность бортового электрооборудования электромобилей, электросетевого транспорта, судов и летательных аппаратов.

Ключевые слова: электромобиль, аккумуляторная батарея, электрооборудование, импульсный конвертор, инвертор, трансформаторно-выпрямительное устройство, тяговый электродвигатель, делитель напряжения.

The paper considers a new schematic solution for designing on-board DC power supply systems with two voltage levels that allows improvement of energy saving capacity, mass-energy characteristics, and reliability of on-board electrical equipment for battery-driven vehicles, electrically driven transport, vessels and flying vehicles.

Key words: battery-driven vehicle, battery, electrical equipment, switched mode converter, inverter, transformer-rectifier unit, driving motor, voltage divider.

К настоящему времени уровень мирового и отечественного автомобилестроения достиг возможности создания и широкого распространения электромобилей. При этом параллельно рассматриваются два типа электромобилей: с аккумуляторным и дизель-генераторно-аккумуляторным питанием. В обоих случаях в перспективе предполагается применение бесколлекторных (бесщеточных) электрических тяговых двигателей с транзисторным управлением.

Оптимальный уровень напряжения питания для тягового электропривода по массо-энергетическим критериям находится в пределах 100...500 В, что явно не согласуется с общепринятыми для аккумуляторных батарей и стандартного бортового электрооборудования уровнями напряжений (12 В и 27 В). Важнейшим достоинством низких напряжений, помимо хорошего согласования со стандартными аккумуляторными секциями, является отсутствие дугообразования в контакторах и реле из-за накопления энергии в предвключенных индуктивностях (например, кабеля).

Учитывая необходимость установки на электромобилях, электросетевом транспорте, судах и летательных аппаратах аккумуляторных батарей с относительно большой суммарной энергоемкостью (более 500...1000 А·ч), набираемых из многих аккумуляторно-элементных секций, разработчики получают вполне реальную возможность создания двухуровневой автономной системы электроснабжения постоянного тока, например, с уровнями напряжений 110 В (для электропривода) и 12 В (для стандартного оборудования). Такая система питания представляется оптимальной по массо-энергетическим критериям с учетом ограничительных показателей надежности и электробезопасности.

Основная сложность при реализации аккумуляторной батареи с повышенным напряжением (например, 110 В) заключается в необходимом обеспечении автоматического выравнивания степени заряженности всех ее элементных секций как в процессах потребления и рекуперации энергии, так и в зарядном процессе. Эта сложность усиливается, если нагрузками используются два уровня питающего напряжения, причем с произвольным соотношением токов.

Предлагается достаточно простое и эффективное схемотехническое средство для решения указанной проблемы. Оно основано на описанных в [1–3] схемотехнических предложениях на базе обратимых импульсных преобразователей с активными конденсаторными (аккумуляторными) делителями напряжения.

Вариант силовой части двухуровневой системы электроснабжения с однотактными импульсными конверторами (ИК) и одним трансформаторным инвертором (И), закольцовывающим (замыкающим) энергетические потоки самовыравнивания приведен на рис. 1. Схема содержит “*n*” аккумуляторных секций (Ас), соответствующее количество однотактных (однонаправленных) импульсных конверторов (ИК), а также составной конвертор, состоящий из автономного инвертора напряжения или тока (И) с выходным трансформатором (Тр) и выпрямителем (В).

Питание электроприводных тяговых двигателей электромобилей осуществляется от крайних зажимов с напряжением $\pm U_n$ (например, 110 В), а питание низковольтных нагрузок – от промежуточных зажимов с напряжением $\pm U_n/n$ (например, 12 В). Выходной трансформатор (Тр) инвертора (И) содержит также вспомогательную обмотку перемен-

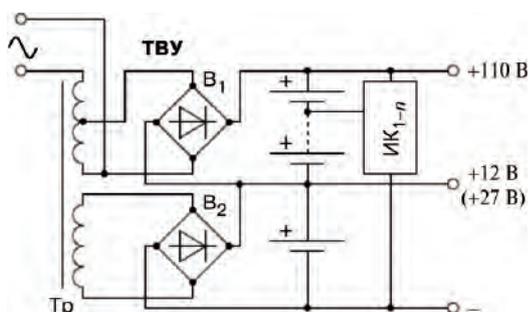


Рис. 2. Схема зарядки двухуровневой аккумуляторной батареи от комбинированного однофазного трансформаторно-выпрямительного устройства

При этом погрешность и время самовыравнивания являются вполне приемлемыми для практики эксплуатации подобных бортовых аккумуляторных батарей.

Заметим, что если заменить диоды (VD), входящие в состав всех ИК, на транзисторы, то ИК будут обратимыми [2, 3]. В этом случае можно исключить замыкающий составной конвертор (И-Тр-В). Однако, при этом удвоится количество полупроводниковых ключей и существенно усложнится схема управления, что может ухудшить надежность и массо-энергетические показатели системы.

В заключение представляется целесообразным отметить возможность широкого применения вышеописанной двухуровневой системы электропитания постоянного тока на электромобилях, в электросетевом транспорте, на судах и на летательных аппаратах, что позволит существенно улучшить энергосберегающую способность, массо-энергетические характеристики и надежность этих систем.

Литература

1. *Белащенко М. Д., Ламанов А. В., Резников С. Б., Савенков А. И.* Преобразователь постоянного напряжения с конденсаторным делителем. — Патент РФ на полезную модель № 37293. Б. И. № 10 от 10.04.2004 г.
2. *Резников С. Б., Молочников А. Ю.* Обратимый импульсный преобразователь постоянных напряжений. — Патент РФ на полезную модель № 37274. Б. И. № 28 от 10.10.2003 г.
3. Совместимость транспортных электроэнергетических комплексов с системами высоковольтного питания: Учебное пособие. /С. Б. Резников, В. Г. Болдырев, В. В. Бочаров, В. П. Булеков, В. А. Постников; Под ред. С. Б. Резникова. — М.: Изд-во МАИ, 2007, 268 с.
4. Трехфазное трансформаторно-выпрямительное устройство с двухканальным преобразованием (варианты): Патент РФ на полезную модель № 44211 и № 44900/С. Ф. Коняхин, В. В. Михеев, Г. С. Мыцык, В. А. Цишевский. — Б. И. № 6 от 27.02.05 г. и Б. И. № 9 от 27.03.05 г.
5. Устройство для выпрямления трехфазного напряжения с трехканальным преобразованием энергетического потока (варианты): Патент РФ на изобретение № 2282311/ С. Ф. Коняхин, В. В. Михеев, Г. С. Мыцык, В. А. Цишевский. — Б. И. № 24 от 30.09.06 г.

Бочаров Владимир Владимирович, к. т. н., доцент кафедры "Теоретические основы электротехники" МАИ, телефон: +7(499) 158-45-29, e-mail: e.bocharowa@yandex.ru;

Коняхин Сергей Федорович, к. т. н., генеральный конструктор ОАО "АКБ "Якорь", +7(495) 325-10-87;

Резников Станислав Борисович, д. т. н., профессор кафедры "Теоретические основы электротехники" МАИ, +7(499) 158-45-29, e-mail: rezn41@mail.ru.

О. А. Коржавин, В. В. Балакин

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ РАВНОМЕРНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ТОКОВ МНОГОМОДУЛЬНЫХ КОНВЕРТОРОВ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

О. А. Korzhavin,
V. V. Balakin

Статья посвящена анализу возможностей равномерного распределения токов многомодульных конверторов распределенных систем электропитания. Рассматриваются три различных способа параллельного соединения модулей конвертора, выполненного по повышающей схеме с дополнительной обратной связью по току в каждом модуле. Первая — с общим выходным конденсатором, вторая — с индивидуальным выходным конденсатором для каждого модуля, третья — когда каждый параллельный модуль имеет индивидуальную цепь обратной связи по напряжению, включая свой собственный эталонный источник. Анализируется как преимущества, так и недостатки всех трех схем. Выводится выражение величины неравномерности распределения тока между параллельными модулями при различных значениях эталонных напряжений для третьей схемы. Предлагается способ уменьшения разбаланса распределения токов между неидентичными параллельными модулями.

Ключевые слова: модульный конвертор, повышающий преобразователь, распределение токов, распределенная система электропитания, обратная связь по току, разбаланс распределения токов.

Uniform Current Distribution Abilities Analysis In Multi-Module Converters for Distributed Power Systems

The paper is devoted to uniform current distribution analysis in multi-module converters for distributed power systems. It considers three different techniques of parallel connection of converter modules implemented on the basis of boost converter topology with additional current loop feedback. The first structure is implemented with common output capacitor, the second — with individual output capacitor for each module, and the third — when each module contains individual feedback voltage loop including its own reference voltage source. Merits and demerits of all three structures are analyzed. The value of current distribution nonuniformity between parallel modules at various reference voltage values is derived for the third structure and technique for current distribution unbalance minimization between non-identical parallel modules is suggested.

Key words: module converter, boost converter, current distribution, distributed power system, current loop feedback, current distribution unbalance.

Параллельное соединение силовых модулей импульсных преобразователей широко используется в современных распределенных системах электропитания (РЭС) для сложных радиотехнических, компьютеризированных и телекоммуникационных комплексов. Современные РЭС, использующие многомодульные конверторы, требуют на выходе своих подсистем очень больших токов: сотни, а иногда многие сотни ампер, при весьма низких конечных выходных напряжениях, порядка пяти или даже трех вольт.

Обеспечить такие большие токи при таких низких напряжениях можно только путем параллельного соединения большого числа соответствующих однотипных многомодульных конверторов, обеспечивающих высокую эффективность (высокий КПД), а также высокие динамические характеристики и надежность.

Одной из практически возникающих проблем многомодульных конверторов является степень равномерного распределения токов между параллельно включенными модулями.

Параллельно включенные модули обычно не идентичны из-за определенного разброса параметров как их силовой части, так и параметров цепи обратной связи.

Если не применять никаких специальных средств для контроля значений токов таких модулей, то один из них может потреблять чрезмерно большой ток нагрузки, что устраняет основное преимущество применения многомодульной конструкции.

Много способов было предложено для достижения строгого распределения токов между неидентичными модулями, например использование дополнительной обратной связи, включаемой между модулями конверторов. Однако эти схемы часто нарушали надежность работы, особенно при большом числе параллельных модулей. Многомодульные системы, где ведомые модули должны следовать по уровню тока нагрузки за ведущим модулем, также имели недостаток, так как сбой в работе ведущего модуля нарушал работу всей многомодульной системы в целом. Применение дополнительной токовой обратной связи в каждом модуле в настоящее время широко используется для получения наилучшего распределения токов среди неидентичных параллельных модулей без ущерба для надежности и при большем их числе. Она не требует никаких дополнительных схем для нормальной работы во всех практически применяемых конструкциях многомодульных конверторов.

В данной статье рассматриваются некоторые возможные решения этой проблемы.

Схемы параллельного соединения модулей конвертора

Существует много различных способов параллельного соединения модулей конвертора [1], имеющий как свои преимущества, так и недостатки. Три различных конфигурации двухмодульного повышающего конвертора с дополнительной обратной связью по току дросселя (току ключевого транзистора) каждого модуля изображены на рис. 1. Выбор в качестве схмотехнической реализации на рис. 1 параллельного соединения схем, повышающих конверторов объясняется их более простым графическим изображением, по сравнению с понижающими конверторами. Анализ же оптимальных условий параллельного соединения модулей для обоих схем конверторов – идентичен.

Наличие дополнительной токовой обратной связи, реализованной в последнее время в отечественных разработках завода г. Юрий-Польский (высокочастотные буферные выпрямители типа ВБВ-3) или многочисленные разработки низковольтных стабилизированных выпрямителей фирмы ИРБИС (г. Москва) являются необходимым условием эффективности работы схем параллельного соединения модулей, что будет показано ниже.

В этой связи отметим, что отсутствие дополнительной токовой обратной связи (например, в ранее выпускаемых отечественных выпрямителях типа ВБВ-2) не могло в полной мере реализовать успешную параллельную работу таких устройств в многомодульных конверторах.

Простейшая схема повышающего конвертора, где каждый модуль состоит из силовой части: индуктивности L , параллельного ключа VT , обратного диода VD , выходной емкости C , блока широтно-импульсного модулятора (ШИМ), токовой цепи обратной связи (ОСТ) показана на рис. 1. Датчиком тока в ОСТ может быть резистор R_s (весьма малой величины) или токовый трансформатор (ТТ), первичная обмотка которого включается последовательно с параллельным элементом VT силовой части, имеющей коэффициент трансформации $1 : N$ (например, $1 : 30$; $1 : 50$). Вторичная обмотка трансформатора тока обычно нагружается на относительно высокоомную нагрузку (например, плату фазосдвигающего контроллера в ВБВ-3). Однако приведенное к первичной обмотке такого токового трансформатора сопротивление R'_s также будет весьма малым.

Цепь ОСТ включает в себя также источник дополнительного пилообразного напряжения синхронизации с угловым коэффициентом m_3 и периодом T_K , назначение которого объясняется в дальнейшем.

Два одинаковых модуля на рис. 1а подсоединяются к общему выходному конденсатору C , последовательно с которым включается небольшое активное сопротивление его диэлектрических потерь R_s и цепь обратной связи по напряжению, состоящую из усилителя (УПТ) сигнала ошибки рассогласования “А” и эквивалентной коррекции цепи обратной связи F_V , а также эталонного ис-

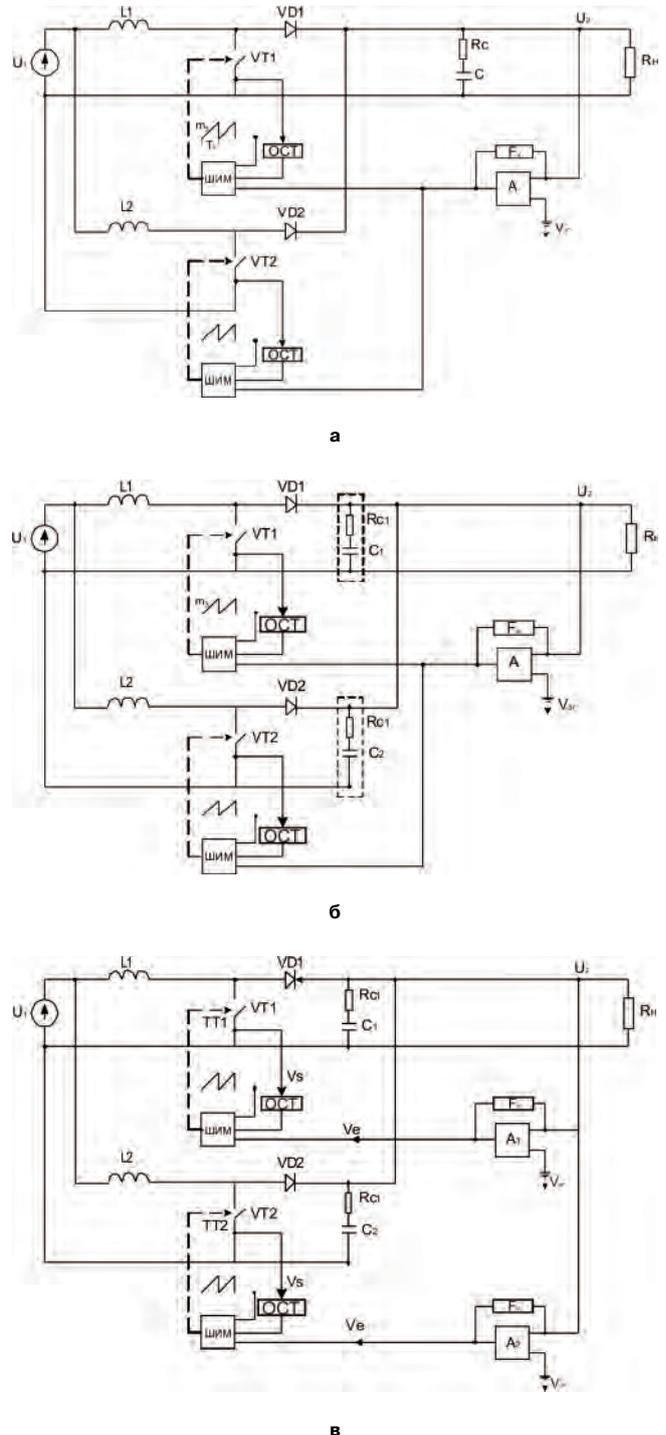


Рис. 1

точника $U_{ЭТ}$. Все вышеперечисленные элементы образуют законченный двухмодульный конвертор.

Особенностью этой схемы [1] является ее чувствительность к числу параллельных модулей. Конвертор может быть удачно спроектирован для фиксированного числа модулей, однако нормальная работа петли обратной связи нарушается при увеличении числа параллельных модулей. Кроме того, добавление дополнительных выходных конденсаторов разработчиками схемы (необходимое при их старении во времени) требует повторных расчетов параметров цепи обратной связи по напряжению. Такая цепь обратной связи, оптимальная для относительно небольшой величины выходной емкости, может привести к явному ухудшению ее нормальной работы при увеличении выходной емкости, что требуется при увеличении числа параллельных модулей, так как при этом частота среза и запас устойчивости по фазе ЛЧХ цепи могут быть существенно уменьшены. Это потребует проведения повторного проектирования параметров цепи обратной связи и главные выгоды предыдущего проектирования будут потеряны.

На рис. 1б изображена многомодульная конфигурация конвертора с индивидуальным выходом конденсатора для каждого модуля. В отличие от предыдущего случая, параметры цепи обратной связи по напряжению не зависят от числа параллельно включенных модулей. Для многомодульного конвертора с оптимально спроектированными параметрами цепи обратной связи при выбранном числе модулей можно добавлять или вычитать произвольное число модулей, если это необходимо. При этом основные характеристики цепи обратной связи по напряжению не нарушаются.

Схемотехническая реализация конфигурации (рис. 1б) не требует включения дополнительных конденсаторов, когда число параллельных модулей увеличивается. На практике она нашла наибольшее распространение.

В некоторых случаях желательно, чтобы каждый параллельно включаемый модуль обладал характеристиками законченного стабилизированного импульсного преобразователя, что обеспечивает стандартизацию и гибкость выбираемой схемотехнической реализации.

На рис. 1в изображен двухмодульный конвертор, где каждый модуль имеет индивидуальную цепь обратной связи по напряжению, включая свой собственный индивидуальный эталонный источник $U_{ЭТ}$. Такое параллельное включение модулей желательно применять для устранения неисправностей при повреждении любого элемента модуля, так как в такой схеме каждый модуль может действовать как самостоятельный конвертор.

Использование многомодульного конвертора с независимыми индивидуальными обратными связями по напряжению сдерживается (ограничивает-

ся) величиной коэффициента усиления усилителя УПТ его цепи коррекции F_V . Если в цепи коррекции присутствует пропорционально интегрирующее (ПИ) звено (для увеличения коэффициента стабилизации самостоятельного модуля), то большой коэффициент усилителя УПТ с такой интегральной коррекцией на постоянном токе существенно усиливает любую конечную разницу между индивидуальными эталонными источниками модулей конвертора – это создает существенный разбаланс токов, протекающих через параллельные модули конверторов.

Для того, чтобы избежать этой проблемы в цепи обратной связи по напряжению, величины коэффициентов усиления УПТ с соответствующей коррекции должна быть ограниченной. Однако, ограниченное значение коэффициента усилителя УПТ цепи коррекции F_V приводит к ограничению установившейся ошибки выходного напряжения.

Таким образом, коэффициенты усиления УПТ с коррекцией должны тщательно выбираться с учетом требуемого равномерного распределения токов между параллельными модулями и требуемой установившейся ошибки изменения выходного напряжения (требуемой нестабильности выходного напряжения) стабилизированного преобразователя.

По мнению авторов коррекция типа пропорционального интегрального звена для УПТ применялась в зарубежных стабилизированных импульсных преобразователях в прошлом.

В отечественных стабилизированных импульсных преобразователях типа ВБВ-2К и ВБВ-3К надобность в такой коррекции отсутствует, так как они за счет предварительной стабилизации в блоках корректоров коэффициента мощности и так имеют очень высокий коэффициент стабилизации, то есть весьма малую нестабильность выходного напряжения.

В дальнейшем анализ многомодульных конверторов будет проводиться по схеме рис 1б, как наиболее распространенной на практике. Анализ будет проводиться с обязательным учётом действия дополнительной токовой обратной связи по методике, изложенной в [2, 3].

Особенности временных диаграмм ШИМ в импульсных преобразователях с токовым управлением

Простейшая временная диаграмма работы ШИМ при наличии токовой связи, приведенной и описанной в [2], изображена на рис. 2.

В момент пересечения сигнала обратной связи по напряжению V_C с сигналом токовой обратной связи V_S , то есть при $V_C = V_S$, происходит срабатывание ШИМ компаратора и на его выходе появляются импульсы ШИМ, управляющие ключевым элементом силовой части модуля. Напряжения V_C и V_S , также как и трансформаторы тока ТТ изо-

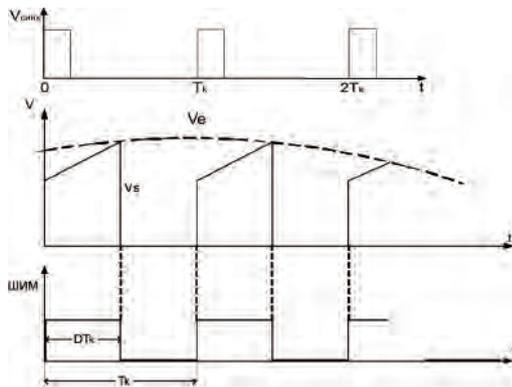


Рис. 2

бражены только на рис. 1в, чтобы не усложнять вид рис. 1а, 1б.

В реальных схемах модулей с токовой связью необходимо еще наличие третьего напряжения V_p . На рис. 2 изображены диаграммы работы ШИМ для такого случая, обозначения в которой совпадают с принятыми в [3], где

V_C – напряжение сигнала ошибки рассогласования с выхода УПТ [2, 4]:

$$V_C = (V_{ЭТ} - \alpha V_2) K_y; \quad (1)$$

$V_{ЭТ}$ – эталонное напряжение модуля;

V_2 – выходное напряжение модуля;

α – коэффициент сравнивающего делителя (если он имеется);

$K_y = K_{УПТ}$ – коэффициент усиления сигнала ошибки рассогласования.

V_S – это выходной сигнал цепи обратной связи по току дросселя (току ключевого транзистора), т. е. цепи обозначенной на рис. 1 как ОСТ. Токковый сигнал V_S характеризуется положительным угловым коэффициентом возрастающей полуволны тока индуктивности (m_1), а в случае пилообразного напряжения с нарастающим фронтом и фронтом спада, отрицательным угловым коэффициентом m_1 для падающей полуволны.

Во всех схемах импульсных преобразователей с токовой связью сигналы V_C и V_S вычитаются на входе компаратора ШИМ, и, кроме того, на вход токового сигнала компаратора подается еще дополнительное внешнее пилообразное напряжение синхронизации с амплитудой V_p и угловым коэффициентом m_3 . Дополнительное напряжение синхронизации необходимо для устойчивой работы конверторов с токовым управлением в случае, если в процессе их работы коэффициенты заполнения ШИМ может стать больше, чем $d \geq 0,5$. Объяснение этого явления подробно рассматривается в [2, 5].

С учетом внешнего пилообразного напряжения V_p диаграмма работы ШИМ для случая токового сигнала ОСТ только с одной возрастающей полуволны тока дросселя (ключевого транзистора) с угловым коэффициентом m_1 изображена на рис. 3.

Из рис. 3 следует, что на каждом периоде ШИМ момент включения ключевого транзистора модуля совпадает с запускающим импульсом задающего генератора $V_{синх}$. Момент же выключения – с моментом, когда суммарный сигнал ошибки рассогласования V_C и токовый сигнал с одной возрастающей полуволной V_S , пересекаются с сигналом дополнительного пилообразного напряжения V_p . Таким образом, процессы, изображенные на рис. 3, характерны для импульсной модуляции по заднему фронту импульса, т. е. для ШИМ-2.

Приведенная диаграмма работы ШИМ конвертора с токовым управлением рис. 3 несколько отличается от приведенной в [3], однако она упрощает оценку влияния целого ряда факторов на величину неравномерности распределения токов параллельно работающих модулей конвертора.

Определение величины неравномерности распределения тока между параллельными модулями при различных значениях эталонных напряжений

Соотношение между величиной коэффициента усиления сигнала ошибки в цепи обратной связи по напряжению и величиной распределения тока между параллельными модулями, можно вывести, используя анализ формы импульсов ШИМ. Для “ n ” модульного конвертора, выполненного по схеме рис. 1в с индивидуальными цепями обратных связей по напряжению, положим, что первый модуль имеет наибольшее значение эталонного напряжения $U_{ЭТ1}$, а последний имеет наименьшее значение $U_{ЭТn}$.

На рис. 4 изображены формы импульсов ШИМ для первого и последнего модулей такого случая.

Из этого рисунка следует, что ΔV_C пропорционально разности эталонных напряжений модулей, т. е.

$$\begin{aligned} \Delta V_C &= K_y (U_{ЭТ1} - \alpha U_2) - K_y (U_{ЭТn} - \alpha U_2) = \\ &= K_y (U_{ЭТ1} - U_{ЭТn}) \dots \end{aligned} \quad (2)$$

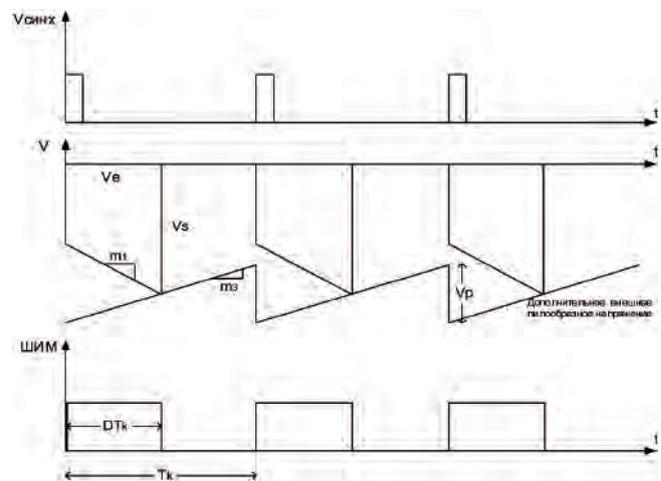


Рис. 3

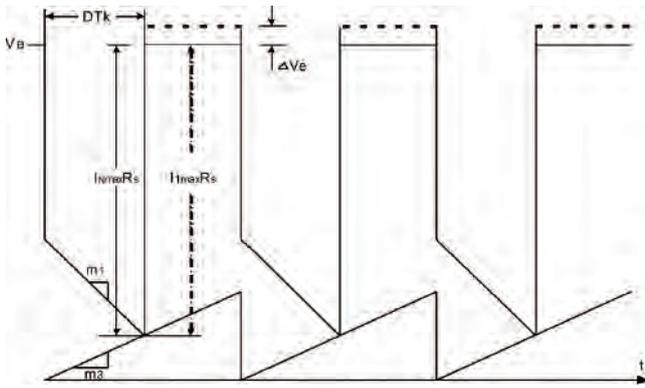


Рис. 4

При этом полагаем, что K_y , α_2 и U_2 у всех модулей одинаковы, а различаются только их эталонные напряжения.

Для дальнейшего преобразования формулы (2) следует иметь ввиду, что произведение $K_y U_{ЭТ1}$ соответствует максимальной ошибке рассогласования в цепи обратной связи по напряжению (например, при запуске конвертора, когда $U_2 = 0$) первого модуля, естественно полагать, что этому случаю будет соответствовать максимальное значение тока на входе этого модуля $I_{1_{max}}$ (в общем случае $I_{k_{max}}$, где $k = 1, \dots, n$).

Выходное напряжение цепи ОСТ действующее на входе ШИМ для первого n -го модуля

$$U_{Sn} = I_{n_{max}} \cdot R'_S \dots \quad (3)$$

где R'_S – масштабный коэффициент преобразования тока дросселя (ключевого транзистора) модуля в напряжение на входе ШИМ.

Если в цепи ОСТ используется резистивный датчик тока R_S , то $R'_S = R_S$. В случае применения токового трансформатора $R'_S = R_S/N$, где $1:N$ – коэффициент передачи трансформатора тока.

В обоих случаях R'_S – весьма малая величина (десятые доли Ом). Так как в момент срабатывания ШИМ (по заднему фронту импульса) $V_C + V_S$, то максимальную ошибку можно представить как

$$V_{S_{max}} = K_y \cdot U_{ЭТ1} = I_{1_{max}} \cdot R'_S \dots, \quad (4)$$

и тогда (2) с учетом (3) принимает вид

$$\begin{aligned} \Delta V_C &= K_y (U_{ЭТ1} - U_{ЭТn}) = \\ &= (I_{1_{max}} - I_{n_{max}}) R'_S \dots \end{aligned} \quad (5)$$

или

$$I_{1_{max}} - I_{n_{max}} = \frac{K_y (U_{ЭТ1} - U_{ЭТn})}{R'_S} \dots \quad (6)$$

которое показывает максимальное отклонение входных токов n -модульного конвертора.

Например, если взять двухмодульный конвертор схемы рис. 1в, у которого:

$$U_{ЭТ1} = 5,01 \text{ В}; U_{ЭТ2} = 5,00 \text{ В}; U_{ЭТ3} = 4,99 \text{ В};$$

$$K_y = 50; R'_S = 0,15 \text{ Ом},$$

что соответствует номинальному току модуля $I_{НОМ} = 50 \text{ А}$, то максимальная разница между каналами модулей такого конвертора

$$I_{1_{max}} - I_{n_{max}} = \frac{50 \cdot (5,01 - 4,99)}{0,15} \approx 6,7 \text{ А},$$

т. е. 13% от $I_{НОМ}$.

Таким образом, подбирая источники эталонных напряжений с меньшим разбросом $U_{ЭТ}$ можно обеспечить уменьшение этой ошибки дисбаланса.

Способ уменьшения разбаланса распределения токов между неидентичными параллельными модулями

Распределение токов и уменьшение их разбаланса между неидентичными модулями с дополнительной токовой связью ОСТ можно вывести из диаграммы работы ШИМ.

В качестве примера на рис. 5 показана диаграмма работы ШИМ двух параллельно включенных неидентичных модулей. Пусть они имеют разные угловые коэффициенты (тангенсы угла наклона) внешнего дополнительного пилообразного напряжения m_1 , а именно m_{31} и m_{32} .

Из геометрического рассмотрения фигур импульсов ШИМ рис. 3 следует, что

$$I_{2_{max}} R'_S = I_{1_{max}} R'_S + \Delta \dots, \quad (7)$$

где Δ – разность между максимальными по величине ошибками напряжений цепи ОСТ на входе ШИМ для рассматриваемых модулей (меньшему угловому коэффициенту m_{32} соответствует большая величина ошибки $I_{2_{max}} R'_S$). Примем с некоторым допущением, что острые углы треугольников abc и bcd равны, а именно имеют значение $m_{31} - m_{32}$.

Тогда из треугольника bcd следует, что $\Delta = bc = m_{31} - m_{32} \Delta T_k$ и выражение (7) принимает вид:

$$I_{2_{max}} R'_S = I_{1_{max}} R'_S (m_{31} - m_{32}) \Delta T_k \quad (8)$$

или

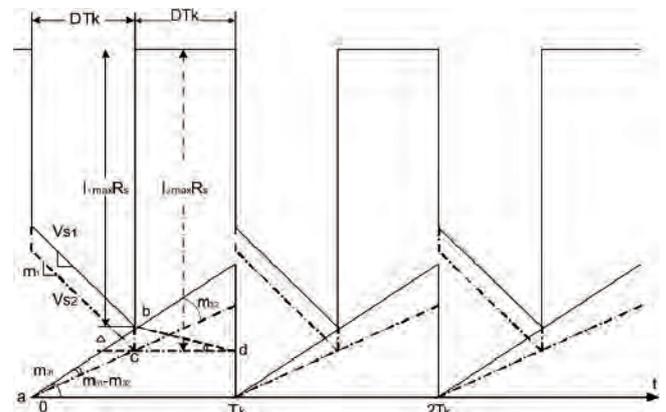


Рис. 5

$$I_{2_{\max}} - I_{1_{\max}} = \frac{(m_{31} - m_{32})\Delta T_k \dots}{R'_S} \quad (9)$$

— выражение для рассогласования токов параллельных модулей при различных причинах их асимметрии.

Так как каждый модуль конвертеров рис. 1 имеет свой индивидуальный угловой коэффициент внешнего дополнительного пилообразного напряжения: $m_{31}, m_{32}, \dots, m_{3k}$, то регулируя их величины (что достигается простым изменением величины внешних активных сопротивлений, подключаемых к клеммам стандартных микросхем управления ШИМ), следует добиваться, чтобы $m_{31} \approx m_{32} \approx m_{3k}$.

Тогда равномерное распределение токов каналов всех неидентичных параллельных модулей будет обеспечиваться автоматически.

В качестве примера используем уже выше приведенные численные данные, а именно

$R_i = 0,15 \text{ Ом}; D = 0,8; T_k = 10-5 \text{ с} (f_k = 100 \text{ кГц для ВБВ-3})$ и полагая $V_p = 1 \text{ В}$, т. е.

$$m_3 = \frac{V_p}{T_k} = 10^5 \text{ В/с},$$

например, при $m_{31} = 10^4 \text{ В/с}$, $m_{32} = 8 \cdot 10^4 \text{ В/с}$ из (9) получаем:

$$\begin{aligned} I_{2_{\max}} - I_{1_{\max}} &= \frac{10^4 - 8 \cdot 10^4}{0,15} \cdot 0,8 \cdot 10^{-5} \approx \\ &\approx \frac{1 \cdot 0,8 \cdot 10^{-1}}{0,15} = \frac{0,16}{0,15} \approx 1 \text{ А}, \end{aligned}$$

т. е. порядка 2% от $I_{\text{ном}} = 50 \text{ А}$, что вполне допустимо. Таким образом разбаланс в величине угловых коэффициентов m_3 , равный $0,2 \cdot 100\%$, т. е. 20%, создает разбаланс в распределении токов неидентичных модулей порядка 2%.

Выводы

► Наиболее приемлемое распределение токов между параллельно включенными модулями конвертеров РЭС достигается применением дополнительной токовой связи в каждом модуле, что реализовано, например, в серийно выпускаемых стабилизированных преобразователей типа ВБВ-3 (г. Юрий-Польский) или изделиях фирмы Ирбис (г. Москва).

► Применение общего выходного конденсатора в многомодульном конвертере с общей обратной связью по напряжению (схема рис. 1а) имеет ряд существенных недостатков: повышенная чувствительность к числу параллельных модулей, а также ряд проблем, возникающих при нормальной работе цепи обратной связи по напряжению при добавлении числа дополнительных выходных конденсаторов, необходимых как для компенсации величины емкости при ее старении, так и при увеличении числа параллельных модулей.

► Многомодульная конфигурация конвертора

с индивидуальным выходным конденсатором для каждого модуля (рис. 1б) свободна от вышеуказанных недостатков при изменении числа параллельных модулей, как при их добавлении, так и при их вычитании и нашла наибольшее распространение.

► Многомодульная конфигурация конвертора с индивидуальными цепями обратной связи по напряжению для каждого модуля (рис. 1в) обеспечивает высокую стандартизацию и гибкость её работы. Она позволяет легче устранить неисправности при повреждении любого модуля, так как в ней каждый модуль может действовать как самостоятельный конвертор.

Однако такая конфигурация требует ограничения величины коэффициента усиления УПТ с его цепью коррекции в каждой цепи обратной связи по напряжению, при различных значениях эталонных напряжений в каждой индивидуальной цепи обратной связи по напряжению. Эта разница в величинах эталонных напряжений при больших значениях КУПТ может привести к существенному разбалансу токов, протекающих через параллельно включенные модули конвертора.

► Наиболее эффективным способом уменьшается разбаланс распределения токов между неидентичными параллельными модулями, является обеспечение равенства угловых коэффициентов дополнительного внешнего пилообразного напряжения m_3 каждого модуля.

Литература

1. *B. Choi, B. H. Cho, R. B. Ridley and F. C. Lee.* Control strategy for multi-module parallel converter systems. — IEEE Power Electronics Specialist's Conference, 1990, Record, pp. 225–234.

2. *Коржавин О. А.* Динамические характеристики импульсных полупроводниковых преобразователей и стабилизаторов постоянного напряжения. — М.: Радио и связь 1997.

3. *Коржавин О. А., Донкеев С. С., Вороной А. А.* Влияние дискретного характера однотактного преобразователя напряжение с дополнительной связью по току дросселя. — Практическая силовая электроника. № 20, 2005, С. 10–15.

4. *Донкеев С. С., Коржавин О. А.* Оценка влияния входного фильтра на работу импульсных источников электропитания. — Электросвязь, 2005, № 10, С. 23–26.

5. *Коржавин О. А., Волков С. Б.* Условие стабильности импульсных стабилизирующих источников электропитания с дополнительной связью по току дросселя. — Электросвязь, 1999, №6, С. 43–44.

Коржавин Олег Аркадьевич, доцент кафедры ОкиТ РТС Поволжского государственного университета телекоммуникации и информатики (ПГУТИ) г. Самара, тел.: (846) 332-79-09, e-mail: korg@epus.pgati.ru;

Балакин Владимир Владимирович, инженер кафедры ОкиТ РТС Поволжского государственного университета телекоммуникации и информатики (ПГУТИ) г. Самара.

Г. А. Белов, В. С. Моросин, А. А. Павлова

УТОЧНЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ПОВЫШАЮЩЕГО ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

G.A. Belov, V.S. Morosin,
A.A. Pavlova

Refinement of Dynamic Models of
Boost Converter

Дается обоснование основных уравнений динамики силовой части повышающего импульсного преобразователя, ее структурных и схемных динамических моделей с учетом падений напряжения на открытых силовых транзисторе и диоде, а также эквивалентного последовательного активного сопротивления выходного конденсатора.

Ключевые слова: повышающий импульсный преобразователь, уравнения динамики, структурные и схемные модели, усреднение, линеаризация.

Validation of fundamental equations of power stage dynamics of a boost converter, its structural and schematic dynamic models with allowance for voltage drops across switched on power transistor and forward-biased diode as well as the equivalent series resistance of the output capacitor is given.

Key words: boost (step-up) converter, dynamic equations, structural and schematic models, averaging technique, linearization technique.

Повышающий импульсный преобразователь широко применяется, когда выходное напряжение преобразователя должно быть больше входного. При обосновании динамических моделей импульсных преобразователей падение на открытых силовых транзисторе и диоде учитывается лишь через активные сопротивления цепи силового дросселя при открытом и закрытом транзисторе [1, 2]. Поскольку вольтамперные характеристики (ВАХ) открытых транзистора и диода обычно нелинейны (особенно в случае использования биполярных транзисторов), такой учет падений напряжения на них не всегда достаточен, в частности в низковольтных схемах. Не всегда учитывается эквивалентное последовательное сопротивление (ЭПС) выходного конденсатора, которое может использоваться для улучшения динамики преобразователя с замкнутой системой управления.

Для уточнения динамических моделей повышающего преобразователя будем использовать схемы замещения силовой части, показанные на рис. 1, где u_0 и $u_{д.пр}$ — падения напряжения на открытых транзисторе и диоде (при кусочно-линейной аппроксимации их ВАХ); нагрузка преобразователя представлена в виде параллельного соединения постоянного активного сопротивления R и дополнительного источника тока $i_{н.д}(t)$.

Согласно схемам замещения на рис. 1 дифференциальные уравнения для тока дросселя i_L и напряжения на выходном конденсаторе u_C имеют вид

$$L \frac{di_L}{dt} = \begin{cases} u_{вх} - u_0 - r_1 i_L, & 0 \leq t \leq t_1; \\ u_{вх} - u_{д.пр} - r_2 i_L - u_{вых}, & t_1 < t \leq T; \end{cases} \quad (1)$$

$$C \frac{du_C}{dt} = \begin{cases} -i_{н.д}, & 0 \leq t \leq t_1; \\ i_L - i_{н.д}, & t_1 < t \leq T, \end{cases} \quad (2)$$

где t_1 — время включенного состояния силового транзистора, T — период переключений; справедливо равенство для выходного напряжения

$$u_{вых} = u_C + \tau_C \frac{du_C}{dt}, \quad (3)$$

где $\tau_C = r_C \cdot C$ — постоянная времени выходного конденсатора, C и r_C — его емкость и ЭПС соответственно.

Исключая производную du_C/dt из уравнений (2) и (3), получаем уравнение выхода

$$u_{вых} = \begin{cases} \frac{R}{R+r_C} u_C - (R \parallel r_C) i_{н.д}, & 0 \leq t \leq t_1; \\ \frac{R}{R+r_C} u_C - (R \parallel r_C) i_L - (R \parallel r_C) i_{н.д}, & t_1 < t \leq T, \end{cases} \quad (4)$$

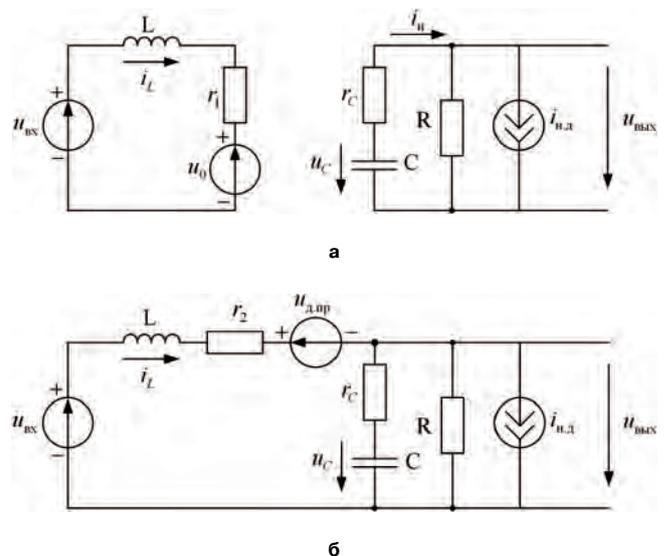


Рис. 1. Схемы замещения силовой части повышающего преобразователя: при открытом силовом транзисторе (а); при закрытом силовом транзисторе (б)

Усредненные динамические модели

Для получения усредненной модели введем средние значения переменных i_L , u_C , $u_{\text{вых}}$ и внешних воздействий $u_{\text{вх}}$ и $i_{\text{н.д.}}$. Например, среднее значение тока дросселя определяется равенством

$$i_{Lcp} = \frac{1}{T} \int_0^T i_L dt. \tag{5}$$

Остальные средние значения определяются аналогично (5).

Проинтегрируем уравнения (1) и (2) за период T с учетом переключений в схеме и разделим на T . Тогда, принимая приближенно

$$\frac{1}{T} \int_0^{t_1} i_L dt = \gamma i_{Lcp};$$

$$\frac{1}{T} \int_{t_1}^T i_L dt = (1-\gamma) i_{Lcp};$$

$$\frac{1}{T} \int_{t_1}^T u_{\text{вых}} dt = (1-\gamma) u_{\text{вых,ср}}$$

получим

$$L \frac{\Delta i_L(t)}{T} = u_{\text{вх,ср.э}} - r_{cp} i_{Lcp} - (1-\gamma) u_{\text{вых,ср}}; \tag{6}$$

$$C \frac{\Delta u_C(t)}{T} + \frac{u_{\text{вых,ср}}}{R} = (1-\gamma) i_{Lcp} - i_{\text{н.д.ср}},$$

где $\gamma = t_1 / T$ – относительная длительность включенного состояния силового транзистора; $\Delta i_L(T)$, $\Delta u_C(T)$ – приращения тока дросселя и напряжения

на выходном конденсаторе за период T ; $u_{\text{вх,ср.э}}$ – эквивалентное среднее значение входного напряжения, определяемое выражением

$$u_{\text{вх,ср.э}} = u_{\text{вх,ср}} - \gamma u_0 - (1-\gamma) u_{\text{д.пр}}; \tag{7}$$

$r_{cp} = \gamma r_1 + (1-\gamma) r_2$ – усредненное активное сопротивление цепи дросселя.

Принимая основное допущение метода усреднения

$$\frac{\Delta i_L(T)}{T} = \frac{di_{Lcp}}{dt}; \quad \frac{\Delta u_C(T)}{T} = \frac{du_{Ccp}}{dt} \tag{8}$$

и учитывая равенство (3), из равенств (6) получим усредненные уравнения силовой части повышающего импульсного преобразователя

$$L \frac{di_{Lcp}}{dt} = u_{\text{вх,ср.э}} - r_{cp} i_{Lcp} - (1-\gamma) u_{\text{вых,ср}}; \tag{9}$$

$$\left(1 + \frac{r_C}{R}\right) C \frac{du_{Ccp}}{dt} = -\frac{u_{Ccp}}{R} + (1-\gamma) i_{Lcp} - i_{\text{н.д.ср}}.$$

Усреднение уравнений выхода (4) приводит к равенству

$$u_{\text{вых,ср}} = (1-\gamma)(R \parallel r_C) + \frac{R}{R+r_C} u_{Ccp} - (R \parallel r_C) i_{\text{н.д.ср}}. \tag{10}$$

Перепишем уравнения (9) в операторной форме

$$i_{Lcp} = G(p)[u_{\text{вх,ср}} - (1-\gamma) u_{\text{вых,ср}}];$$

$$u_{Ccp} = Z(p)[(1-\gamma) i_{Lcp} - i_{\text{н.д.ср}}]; \tag{11}$$

$$u_{\text{вых,ср}} = (1 + \tau_C p) u_{Ccp},$$

где $p = d/dt$, $G(p)$, $Z(p)$ – операторные проводимости и сопротивление, определяемые выражениями

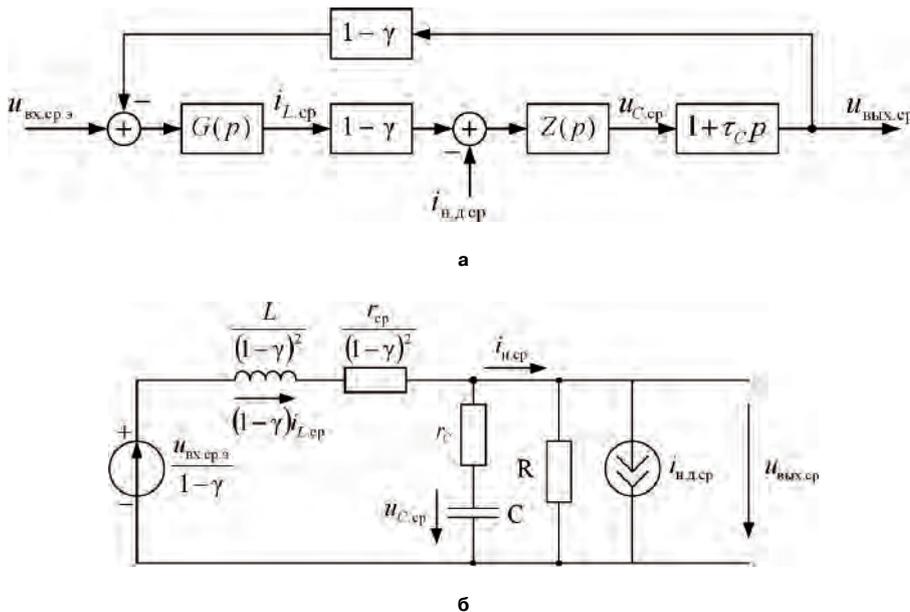


Рис. 2. Нелинейные усредненные динамические модели силовой части повышающего импульсного преобразователя: структурная (а) и схемная (б)

$$G(p) = \frac{1}{Lp + r_{cp}}; \quad Z(p) = \frac{R}{(R + r_c)Cp + 1}.$$

Уравнениям (11) соответствует усредненная структурная модель, представленная на рис. 2а.

В англоязычной литературе широко применяются схемные динамические модели импульсных преобразователей, содержащие стандартные элементы линейных электрических цепей [3]. Для получения схемной динамической модели запишем уравнения (9) в виде

$$\left[\frac{L}{(1-\gamma)^2} p + \frac{r_{cp}}{(1-\gamma)^2} \right] (1-\gamma)i_{Lcp} = \frac{u_{вх.ср.э}}{1-\gamma} - u_{вых.ср};$$

$$u_{вых.ср} = Z(p)(1 + \tau_c p)[(1-\gamma)i_{Lcp} - i_{н.д.ср}],$$

получаем усредненную схемную модель, представленную на рис. 2б. Нетрудно видеть, что величина $Z(p)(1 + \tau_c p)$ представляет собой операторное сопротивление параллельного соединения конденсатора C с сопротивлением r_c и сопротивления нагрузки R . Схемная модель (рис. 2б) удобна для определения выходного напряжения преобразователя.

В преобразователе с замкнутой системой управления модели, представленные на рис. 2а и б, нелинейны, поскольку относительная длительность включенного состояния γ изменяется в зависимости от изменения переменных i_{Lcp} и u_{Ccp} . Эти модели неудобны для расчета замкнутых систем управления в связи с тем, что у них отсутствует явный управляющий вход с входной величиной γ . Эта трудность преодолевается линеаризацией этих динамических моделей.

Для линеаризации модели запишем уравнения для возмущенного режима преобразователя аналогично (11), затем вычитая из уравнений возмущенного режима уравнения стационарного режима, получаем уравнения для малых отклонений переменных от их значений в стационарном режиме

$$\Delta i_{Lcp} = G(p)[\Delta u_{вх.ср.э} - (1-\gamma)\Delta u_{вых.ср} + u_{вых.ср} \Delta \gamma];$$

$$\Delta u_{Ccp} = Z(p)[(1-\gamma)\Delta i_{Lcp} - i_{Lcp} \Delta \gamma - \Delta i_{н.д.ср}]; \quad (12)$$

$$\Delta u_{вых.ср} = (1 + \tau_c p)\Delta u_{Ccp},$$

Уравнениям (12) соответствует линеаризованная усредненная структурная динамическая модель (рис. 3а), где напряжение схемы $u_{сх} = u_{вых.ср} - u_0 + u_{д.пр}$. Записывая эти уравнения в виде

$$\left[\frac{L}{(1-\gamma)^2} p + \frac{r_{cp}}{(1-\gamma)^2} \right] (1-\gamma)\Delta i_{Lcp} = \frac{u_{вх.ср.э}}{1-\gamma} - \Delta u_{вых.ср} + \frac{u_{сх}}{1-\gamma} \Delta \gamma; \quad (13)$$

$$u_{вых.ср} = Z(p)(1 + \tau_c p)[(1-\gamma)\Delta i_{Lcp} - i_{Lcp} \Delta \gamma - \Delta i_{н.д.ср}],$$

убеждаемся в справедливости соответствующей схемной модели (рис. 3б). Как видно из схемной усредненной модели, входное напряжение $\Delta u_{вх.ср}$ преобразователя пересчитывается к выходу деле-

нием на $1 - \gamma$, а индуктивность L и сопротивление цепи дросселя – делением на $(1 - \gamma)^2$.

Линеаризованная усредненная структурная модель (рис. 3а) удобна тем, что она легко сопрягается со структурными звеньями замкнутой системы управления.

Структурные и схемные модели импульсных преобразователей обладают определенной универсальностью, поскольку позволяют рассчитывать не только динамические, но и статические характеристики. Для расчета статических характеристик в структурной модели необходимо положить $p = 0$, а в схемной модели нужно пренебречь влиянием индуктивности и емкости. Тогда, например, из нелинейной схемной модели (рис. 2,б) сразу получаем выражения для статических характеристик повышающего преобразователя

$$i_{Lcp} = \frac{i_{н.ср}}{1-\gamma}, \quad u_{Ccp} = \frac{u_{вх.ср.э}}{1-\gamma} - \frac{r_{cp}}{(1-\gamma)^2} i_{н.ср}, \quad (14)$$

уточненные, по сравнению с известными [1], с учетом падений напряжения на открытых силовых транзисторе и диоде. Как видно, активное сопротивление r_c на статические характеристики не влияет.

Можно также рассчитать КПД преобразователя без учета потерь мощности в магнитопроводе дросселя, дополнительных потерь, обусловленных переменными составляющими токов дросселя и выходного конденсатора, и потерь при переключениях силовых транзистора и диода. Обозначив этот “частичный” КПД через η' , запишем

$$\eta' = \frac{i_{н.ср} u_{вых.ср}}{i_{Lcp} u_{вх.ср}},$$

откуда с учетом выражений (14) и (7) получим

$$\eta' = 1 - \frac{(1-\gamma)u_{д.пр} + \gamma u_0}{u_{вх.ср}} - \frac{r_{cp}}{(1-\gamma)u_{вх.ср}} \approx$$

$$\approx 1 + \frac{r_{cp} i_{Lcp} + \gamma u_0}{u_{вх.ср}} - \frac{u_{д.пр}}{u_{Ccp}}. \quad (15)$$

Поскольку с увеличением мощности преобразователя каждый процент снижения КПД начинает играть все более существенную роль, то может оказаться необходимым учет при расчете КПД малых падений напряжения u_0 и $u_{д.пр}$, что возможно с помощью формулы (15).

Динамические модели в форме уравнений состояния

Для получения уравнений состояния на интервалах включенного и выключенного состояний силового транзистора необходимо, приняв в качестве переменных состояния силовой части величины i_L и

u_C , решить уравнения (1), (2) относительно первых производных di_L/dt , du_C/dt , а в правых частях уравнений подставить вместо выходного напряжения u_C его выражение через переменные состояния (4). Тогда получим уравнения при открытом транзисторе

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{1}{L}(u_{\text{вх}} - u_0 - r_1 i_L); \\ \frac{du_C}{dt} &= \frac{1}{C} \left(-\frac{R}{R+r_c} u_C - \frac{R}{R+r_c} i_{\text{н.д.}} \right) \end{aligned} \quad (16)$$

и при закрытом транзисторе

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{1}{L} \left\{ u_{\text{вх}} - u_{\text{д.нр}} - [r_2 + (R \parallel r_c)] i_L - \right. \\ &\quad \left. + -\frac{R}{R+r_c} u_C + (R \parallel r_c) i_{\text{н.д.}} \right\}; \\ \frac{du_C}{dt} &= \frac{1}{C} \left(\frac{R}{R+r_c} - \frac{1}{R+r_c} u_C - \frac{R}{R+r_c} i_{\text{н.д.}} \right). \end{aligned} \quad (17)$$

Введем вектор состояния \mathbf{x} и вектор входных воздействий \mathbf{v} в виде

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v} = \begin{bmatrix} u_{\text{вх}} \\ i_{\text{н.д.}} \\ u_0 \\ u_{\text{д.нр}} \end{bmatrix}.$$

и запишем уравнения (16), (17) и (4) в векторно-матричной форме

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = \mathbf{A}_i + \mathbf{B}_i; \quad (18)$$

$$u_{\text{вых}} = \mathbf{C}_i \mathbf{x} + \mathbf{D}_i \mathbf{v}. \quad (19)$$

где $i = 1, 2$, причем значение индекса $i = 1$ соответствует интервалу времени $0 \leq t \leq t_1$, а значение $i = 2$ – интервалу $t_1 \leq t \leq T$;

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{(R+r_c)C} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{(R+r_c)C} & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R}{R+r_c} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_1 = \begin{bmatrix} 0 & -(R \parallel r_c) & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad (20)$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} \frac{r_2 + (R \parallel r_c)}{L} & -\frac{R}{(R+r_c)L} \\ \frac{R}{(R+r_c)C} & \frac{1}{(R+r_c)C} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{(R \parallel r_c)}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & \frac{R}{(R+r_c)C} & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} (R \parallel r_c) & \frac{R}{(R+r_c)C} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{D}_2 = \mathbf{D}_1.$$

Линейные уравнения (18) решаются методом вариации произвольных постоянных или операторным методом. Как известно [1, 4], эти решения имеют вид

$$\mathbf{x}(t) = e^{\mathbf{A}_i(t-t_0)} \mathbf{x}(t_0) + \int_{t_0}^t e^{\mathbf{A}_i(t-\vartheta)} \mathbf{B}_i \mathbf{v}(\vartheta) d\vartheta, \quad (21)$$

где $\mathbf{x}(t_0)$ – значение вектора состояния в момент t_0 , за который принимается момент очередного переключения (отпирания или запираания) силового транзистора.

В большинстве случаев координаты вектора $\mathbf{v}(t)$ можно аппроксимировать ступенчатыми функциями времени, которые постоянны в пределах каждого периода T переключений силовой части и меняются скачком на границах периодов, т. е. $\mathbf{v}(t) = \mathbf{v}(nT)$, $n = 1, 2, \dots$. Тогда интеграл в правой части (21) можно представить в виде

$$\int_{t_0}^t e^{\mathbf{A}_i(t-\vartheta)} \mathbf{B}_i \mathbf{v}(\vartheta) d\vartheta = e^{\mathbf{A}_i t} \int_{t_0}^t e^{-\mathbf{A}_i \vartheta} d\mathbf{B}_i \mathbf{v}(nT),$$

где интеграл от матричной экспоненты $e^{-\mathbf{A}_i \vartheta}$ при невырожденной матрице \mathbf{A}_i берется так же просто, как и интеграл от обычной (скалярной) экспоненты:

$$e^{\mathbf{A}_i \vartheta} \int_{t_0}^t e^{-\mathbf{A}_i \vartheta} d\vartheta = \mathbf{A}_i^{-1} e^{-\mathbf{A}_i \vartheta} \Big|_{t_0}^t = \mathbf{A}_i^{-1} (e^{-\mathbf{A}_i t} - e^{-\mathbf{A}_i t_0}),$$

Учитывая, что матрицы \mathbf{A}_i^{-1} и $e^{-\mathbf{A}_i t}$ можно переставлять местами в их произведении, получим

$$\int_{t_0}^t e^{\mathbf{A}_i(t-\vartheta)} \mathbf{B}_i \mathbf{v}(\vartheta) d\vartheta = [e^{\mathbf{A}_i(t-t_0)} - \mathbf{1}] \mathbf{A}_i^{-1} \mathbf{B}_i \mathbf{v}(nT), \quad (22)$$

где $\mathbf{1}$ – единичная матрица того же порядка, что и матрица \mathbf{A}_i .

На каждом n -м периоде переключений выражение (22) с учетом последнего равенства принимает вид

$$\mathbf{x}(t) = e^{\mathbf{A}_i(t-t_0)} \mathbf{x}(t_0) + [e^{\mathbf{A}_i(t-t_0)} - \mathbf{1}] \mathbf{A}_i^{-1} \mathbf{B}_i \mathbf{v}(nT). \quad (23)$$

Это выражение можно переписать в виде, аналогичном решению линейного уравнения первого порядка,

$$\mathbf{x}(t) = e^{\mathbf{A}_i(t-t_0)} [\mathbf{x}(t_0) - \mathbf{x}_n(\infty)] + \mathbf{x}_n(\infty), \quad (24)$$

где $\mathbf{x}_n(\infty)$ – установившееся значение вектора состояния n -м периоде, определяемое как

$$\mathbf{x}(\infty) = -\mathbf{A}_i^{-1} \mathbf{B}_i \mathbf{v}(nT).$$

Выражения (23) и (24) удобны для анализа переходных процессов в преобразователе методом припасовывания [4]. При этом установившееся значение вектора $\mathbf{x}_n(\infty)$ меняется дважды на интервале $[nT, (n+1)T]$. Может быть получено разностное уравнение, связывающее значение вектора состояния в конце очередного периода

$x(nT+T)$ с его значением в начале этого периода $x(nT)$.

Для определения усредненной модели преобразователя в форме уравнений состояния проинтегрируем уравнения (18) за период T с учетом переключений силовой части. Определяя средние значения \mathbf{x}_{cp} и \mathbf{v}_{cp} векторов $\mathbf{x}(t)$ и $\mathbf{v}(t)$ аналогично (4) и полагая приближенно

$$\int_0^{t_1} \mathbf{x} dt = \mathbf{x}_{cp} t_1, \quad \int_{t_1}^T \mathbf{x} dt = \mathbf{x}_{cp} (T - t_1),$$

$$\int_0^{t_1} \mathbf{v} dt = \mathbf{v}_{cp} t_1, \quad \int_{t_1}^T \mathbf{v} dt = \mathbf{v}_{cp} (T - t_1),$$

получим равенство

$$\frac{\Delta \mathbf{x}(T)}{T} = \mathbf{A}_{cp} \mathbf{x}_{cp} + \mathbf{B}_{cp} \mathbf{v}_{cp}, \quad (25)$$

где $\Delta \mathbf{x}(T)$ – приращение вектора состояния за период; \mathbf{A}_{cp} и \mathbf{B}_{cp} – усредненные матрицы, определяемые выражениями

$$\mathbf{A}_{cp} = \gamma \mathbf{A}_1 + (1 - \gamma) \mathbf{A}_2; \quad (26)$$

$$\mathbf{B}_{cp} = \gamma \mathbf{B}_1 + (1 - \gamma) \mathbf{B}_2.$$

Используя основное допущение метода усреднения

$$\frac{\Delta \mathbf{x}(T)}{T} = \frac{d\mathbf{x}_{cp}}{dt},$$

из равенства (25) получим нелинейное дифференциальное уравнение

$$\frac{d\mathbf{x}_{cp}}{dt} = \mathbf{A}_{cp} \mathbf{x}_{cp} + \mathbf{B}_{cp} \mathbf{v}_{cp}. \quad (27)$$

Усредняя уравнение выхода (19), получим

$$u_{вых.ср} = \mathbf{C}_{cp} \mathbf{x}_{cp} + \mathbf{D}_{cp} \mathbf{v}_{cp}, \quad (28)$$

где $\mathbf{C}_{cp} = \gamma \mathbf{C}_1 + (1 - \gamma) \mathbf{C}_2$, $\mathbf{D}_{cp} = \gamma \mathbf{D}_1 + (1 - \gamma) \mathbf{D}_2$.

Подставляя выражения (20) в равенства (26), найдем усредненные матрицы для повышающего преобразователя

$$\mathbf{A}_{cp} = \begin{vmatrix} \frac{r_{cp} + (1 - \gamma)(R \parallel r_c)}{L} & -\frac{(1 - \gamma)R}{(R + r_c)L} \\ \frac{(1 - \gamma)R}{(R + r_c)C} & -\frac{1}{(R + r_c)C} \end{vmatrix} \quad (29)$$

$$\mathbf{B}_{cp} = \begin{vmatrix} \frac{1}{L} & -\frac{(1 - \gamma)(R \parallel r_c)}{L} & -\frac{\gamma}{L} & \frac{1 - \gamma}{L} \\ 0 & \frac{R}{(R + r_c)C} & 0 & 0 \end{vmatrix}$$

где $r_{cp} = \gamma r_1 + (1 - \gamma) r_2$. Аналогично находим

$$\mathbf{C}_{cp} = \left\| (1 - \gamma)(R \parallel r_c) \quad \frac{R}{R + r_c}; \quad \mathbf{D}_{cp} = \mathbf{D}_1 = \mathbf{D}_2 = \left\| 0 \quad -(R \parallel r_c) \quad 0 \quad 0 \right\|. \quad (30)$$

Здесь мы сталкиваемся с тем, что результат усреднения векторно-матричных уравнений (18) несколько отличается от уравнений (9) и (10). Действительно, подставив выражения (10) в первое уравнение (9), получим

$$\frac{di_{Lcp}}{dt} = \frac{1}{L} \left\{ u_{вх.ср.э} - [r_{cp} + (1 - \gamma)^2 (R \parallel r_c)] i_{Lcp} - (1 - \gamma) \frac{R}{R + r_c} u_{Ccp} - (1 - \gamma)(R \parallel r_c) i_{нд.ср} \right\},$$

а второе уравнение (9) остается неизменным.

Этому результату соответствует выражение для матрицы \mathbf{A}_{cp} отличающееся от (29) элементом первой строки первого столбца

$$\mathbf{A}_{cp} = \begin{vmatrix} \frac{r_{cp} + (1 - \gamma)(R \parallel r_c)}{L} & -\frac{(1 - \gamma)R}{(R + r_c)L} \\ \frac{(1 - \gamma)R}{(R + r_c)C} & -\frac{1}{(R + r_c)C} \end{vmatrix}. \quad (31)$$

Таким образом, несмотря на то что соотношения (18)–(20) правильные, их усреднение привело к результату, несколько отличающемуся от соотношений (9), (10) тем, что в них выходное напряжение $u_{вых}$ исключается после предварительного усреднения, а уравнения (16), (17) получены исключением $u_{вых}$ непосредственно из равенств (1), (2), т. е. до их усреднения.

Это отличие объясняется тем, что метод усреднения является приближенным.

Для получения статических характеристик учтем, что в установившемся режиме при $\mathbf{v}_{cp}(t) = \text{const}$ имеем $\Delta \mathbf{x}(T) = 0$. Тогда из равенства (25) или (27) найдем

$$\mathbf{x}_{cp,уст} = -\mathbf{A}_{cp}^{-1} \mathbf{B}_{cp} \mathbf{v}_{cp}, \quad (32)$$

где с учетом выражений (29) и (31) имеем

$$\mathbf{A}_{cp}^{-1} \mathbf{B}_{cp} \mathbf{v}_{cp} = \frac{1}{(1 - \gamma)^2 + \frac{r_{cp}}{R}} \begin{vmatrix} -\frac{1}{R} & -(1 - \gamma) & \frac{\gamma}{R} & \frac{1 - \gamma}{R} \\ -(1 - \gamma) & r_{cp} & \gamma(1 - \gamma) & (1 - \gamma)^2 \end{vmatrix}. \quad (33)$$

Из равенства (32) с учетом выражений (33) и (7) найдем уравнения статики

$$i_{Lcp} = \frac{1}{(1 - \gamma)^2 + \frac{r_{cp}}{R}} [u_{вх.ср.э} + (1 - \gamma) i_{нд.ср}]; \quad (34)$$

$$u_{Ccp} = \frac{1}{(1 - \gamma)^2 + \frac{r_{cp}}{R}} [(1 - \gamma) u_{вх.ср.э} - r_{cp} i_{нд.ср}],$$

связывающие усредненные переменные состояния i_{Lcp} и u_{Ccp} с усредненными внешними воздействиями силовой части $u_{вх.ср.э}$ и $i_{нд.ср}$. Подставив в уравнения (34) вместо $i_{нд.ср}$ его выражение

$$i_{н.д.ср} = i_{н.ср} - \frac{u_{вых.ср}}{R}$$

и решив их относительно $i_{L,ср}$ и $u_{C,ср}$, придем к ранее полученным выражениям (14) для установившегося режима.

Импульсные модели

Записав уравнения состояния (1) и (2) с учетом (3) в операторной форме

$$i_L = \begin{cases} (u_{вх} - u_0)G_1(p), & 0 \leq t \leq t_1; \\ (u_{вх} - u_{д.пр} - u_{вых})G_2(p), & t_1 \leq t \leq T; \end{cases} \quad (35)$$

$$i_L = \begin{cases} -Z(p)i_{н.д}, & 0 \leq t \leq t_1; \\ Z(p)(i_L - i_{н.д}), & t_1 \leq t \leq T; \end{cases} \quad (36)$$

где $G_i(p) = 1/(Lp + r_i)$, $i = 1, 2$.

Поскольку сопротивления r_1 и r_2 малы и слабо влияют на динамику преобразователя, для упрощения примем $r_1 = r_2 = r_{ср}$. Тогда $G_1(p) = G_2(p) = G(p)$ и уравнениям (35), (36) соответствует нелинейная импульсная модель, представленная на рис. 4.

Модель, представленная на рис. 4, может быть использована для моделирования и расчетов на ЭВМ, по ней могут быть получены усредненные и линейные импульсные структурные модели преобразователя.

Для получения нелинейной усредненной модели (рис. 2а) ключи К1–К4 на рис. 4 заменяются пропорциональными звеньями с коэффициентами передачи, равными относительным длительностям их замкнутых состояний, а все переменные (i_L , $u_{вых}$, u_C) и внешние воздействия – на средние значения за период T .

Для линеаризации импульсной модели (рис. 4) сравним стационарный (установившийся) режим работы модели (сплошные кривые на рис. 5) с мало отличающимся от него возмущенным режимом (штриховые кривые на рис. 5). Возмущенный режим, в принципе, может протекать произвольно, однако на рис. 5 в качестве возмущенного режима показаны субгармонические колебания удвоенного периода. Такой режим возникает мягко из стационарного при нарушении устойчивости за счет вы-

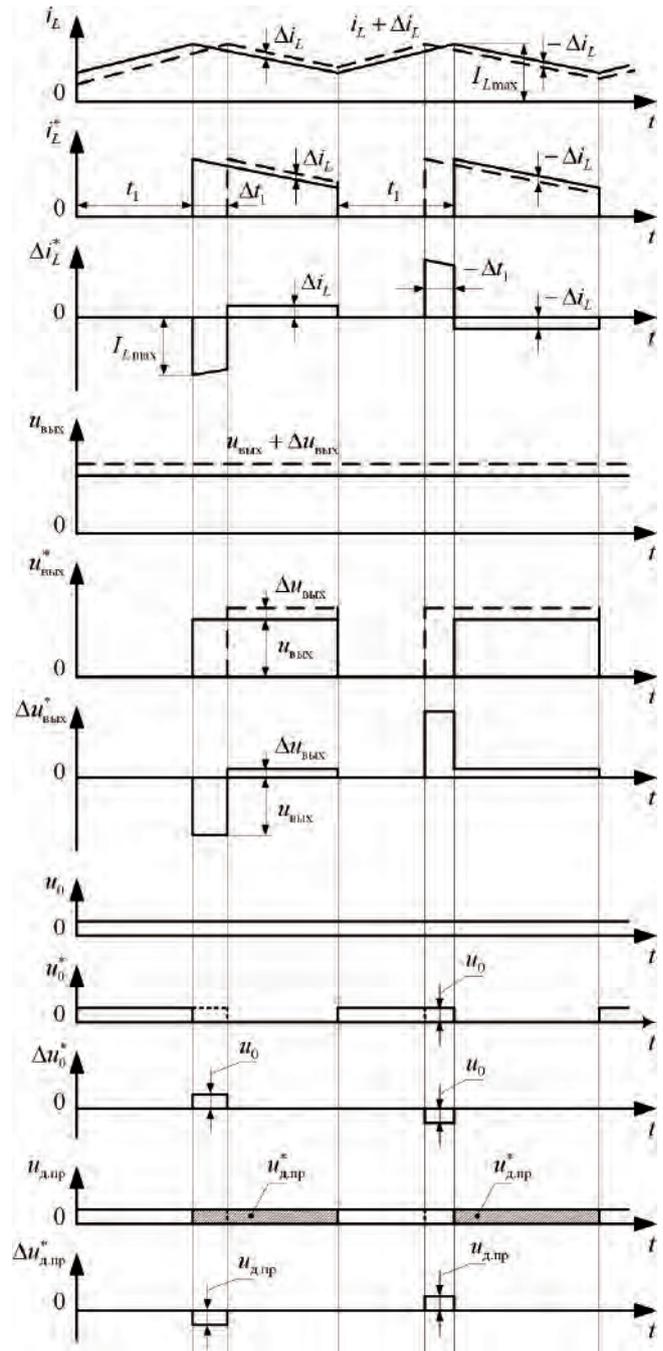


Рис. 5. Сравнение режимов работы модели: установившегося (сплошные кривые) и возмущенного (штриховые кривые)

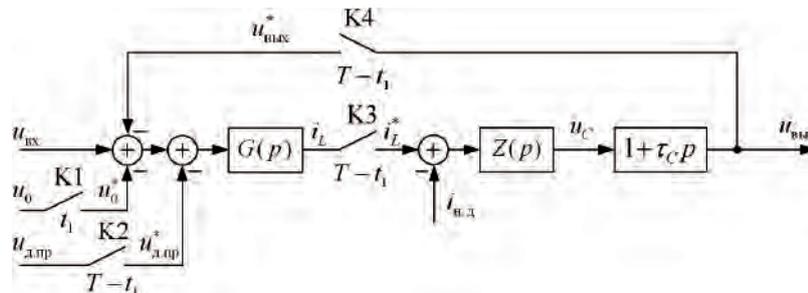


Рис. 4. Нелинейная импульсная структурная модель силовой части повышающего преобразователя в режиме непрерывного тока

хода из единичного круга через значение -1 одного корня характеристического уравнения замкнутой системы [4].

Результат вычитания временных диаграмм стационарного режима из кривых возмущенного режима дает временные диаграммы процессов на выходах ключей К1–К4 (рис. 4), обозначенные на рис. 5 через $\Delta i_L^*(t)$, $\Delta u_{\text{вых}}^*(t)$, $\Delta u_0^*(t)$ и $\Delta u_{\text{д.пр}}^*(t)$, которые соответствуют процессам в линеаризованной модели для малых отклонений от стационарных кривых.

В этой модели на вход звена $G(p)$ поступают малое отклонение $\Delta u_{\text{вх}}^*(t)$ и импульсы $\Delta u_{\text{вых}}^*(t)$, $\Delta u_0^*(t)$ и $\Delta u_{\text{д.пр}}^*(t)$, где каждый импульс $\Delta u_{\text{вых}}^*(t)$ согласно рис. 5 может представляться в виде суммы импульса конечной высоты $u_{\text{вых}}(t_1)$ малой длительности Δt_1 и импульса малой высоты $\Delta u_{\text{вых}}$ конечной длительности $T - t_1$; импульсы $\Delta u_0^*(t)$ и $\Delta u_{\text{д.пр}}^*(t)$ имеют малую длительность Δt_1 , поскольку их высота полагается неизменной в переходном процессе. Заменяя импульсы малой длительности Δt_1 δ -импульсами эквивалентной площади, получаем эквивалентную схему, представленную на рис. 6а, где $u_{\text{сх}} = u_{\text{вых}} - u_0 + u_{\text{д.пр}}$; ИЭ1 – идеальный импульсный элемент, формирующий δ -импульс, учитывающий, после умножения на $u_{\text{сх}}$, все три коротких импульса, действующие на входе звена $G(p)$; ИЭ2 – ключ, замыкающийся на время $T - t_1$ и передающий при этом сигнал $\Delta u_{\text{вых}}$ справа налево.

На вход звена $Z(p)$ согласно рис. 4 и 5 поступают импульсы $\Delta i_L^*(t)$ и непрерывный сигнал $-\Delta i_{\text{нд}}$, при этом каждый импульс $\Delta i_L^*(t)$ может представляться в виде суммы импульса конечной высоты $i_L(t_1) = I_{L\text{max}}$ малой длительности Δt_1 и импульса малой высоты $\Delta i_L(t)$ конечной длительности $T - t_1$, причем, как видно из рис.5, при $\Delta t_1 > 0$ короткий импульс Δi_L^* отрицательный. Следовательно, справедлива эквивалентная схема, представленная на рис. 6б.

Объединяя схемы на рис. 6а и б, получаем окончательно линеаризованную импульсную модель силовой части повышающего преобразователя (рис. 6в). Эта модель отличается от известной [1] тем, что напряжение схемы $u_{\text{сх}}$, входящее в модель в качестве коэффициента передачи, учитывает не только значение выходного напряжения преобразователя $u_{\text{вых}}(t_1)$, но и падения напряжения на открытых силовых транзисторе и диоде u_0 и $u_{\text{д.пр}}$. Кроме того, выходное напряжение $u_{\text{вых}}(t_1)$ получается с учетом ЭПС выходного конденсатора.

Из этой модели (рис. 6в) можно получить линеаризованную усредненную модель (рис. 3а). Для этого импульсный элемент ИЭ1 заменяется пропорциональным звеном с коэффициентом передачи $1/T$, а ключи ИЭ2 и ИЭ3 – пропорциональными звеньями с коэффициентами передачи, равными относительным длительностям замкнутых состояний ключей. В данном случае оба ключа ИЭ2 и ИЭ3 заменяются пропорциональными звеньями с коэффициентами передачи $1 - \gamma$. Кроме того, при усреднении все переменные и внешние воздействия импульсной модели (рис.6, в) заменяются на их средние значения. Входной сигнал Δt_1 заменяется на $\Delta \gamma = \Delta t_1/T$. Получаемая таким образом линеаризованная усредненная модель совпадает с ранее найденной (рис. 3а).

Использование полученной линеаризованной импульсной модели (рис. 6б) сильно усложняется наличием ключей ИЭ2, ИЭ3. Точный учет влияния этих ключей, осуществляющих амплитудно-широотно-импульсную модуляцию второго рода, сложен. Приблизительно их можно представить в виде последовательного соединения идеального импульсного элемента, генерирующего δ -импульсы в моменты включения силового транзистора, и звена, формирователя прямоугольных импульсов длительности $T - t_1$. В импульсных преобразователях

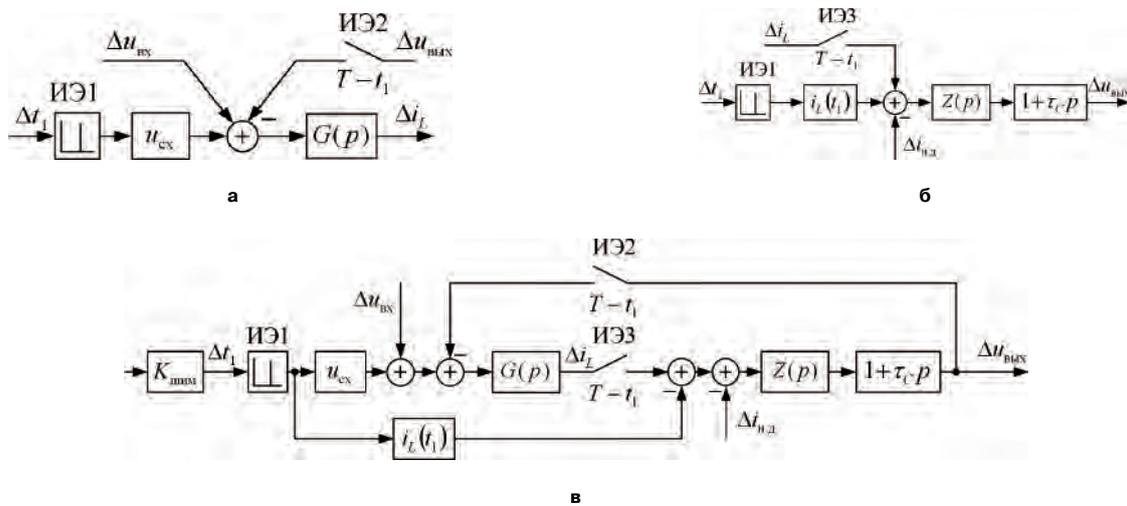


Рис. 6. Линеаризованные импульсные модели силовой части повышающего импульсного преобразователя совместно с ШИМ: модели показывают сигналы, поступающие на звенья $G(p)$ и $Z(p)$ (а и б); модель силовой части (в); ($K_{\text{шим}}$ – коэффициент передачи ШИМ)

с двухконтурной системой управления эта трудность устраняется, поскольку упомянутые ключи оказываются включенными вне сравнительно быстрого контура регулирования тока дросселя. Основываясь на методе разделения движений, влияния этих ключей на сравнительно медленный контур регулирования напряжения можно учесть, заменив их пропорциональными звеньями с коэффициентами передачи, равными относительным длительностям их закрытых состояний.

Выводы

1. Уточнение нелинейных усредненных моделей (уравнений, структурной и схемной модели) повышающего импульсного преобразователя сводится к замене усредненного входного напряжения на эквивалентное усредненное, уменьшенное с учетом падений напряжения на открытых силовых транзисторе и диоде, а также введению на выходе структурной модели дополнительного звена, учитывающего ЭПС выходного конденсатора.

2. Уточнение линеаризованных усредненных моделей сводится к изменению схемного напряжения, участвующего в линеаризованной структурной модели в качестве коэффициента передачи, с учетом падений напряжения на открытых силовых транзисторе и диоде, причем падение напряжения на транзисторе уменьшает, а падение на диоде увеличивает схемное напряжение, равное в неуточненной модели выходному напряжению преобразователя; выходная часть модели уточняется так же, как и в нелинейной модели.

3. Динамические модели в форме уравнений состояния уточняются введением дополнительных внешних воздействий, равных падениям напряжения на открытых силовых транзисторе и диоде; уравнение выхода позволяет учесть влияние ЭПС выходного конденсатора.

4. Нелинейная импульсная модель, учитывающая как нелинейность, так и дискретность сило-

вой части преобразователя, уточняется введением дополнительных ключей, на входах которых действуют сигналы, равные падениям напряжения на открытых силовых транзисторе и диоде, причем первый ключ периодически замыкается на время включенного состояния силового транзистора, а второй ключ – на время, когда силовой транзистор закрыт.

5. Линеаризованная импульсная модель уточняется через схемное напряжение аналогично линеаризованной усредненной модели.

Литература

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

2. *Белов Г. А.* Структурные модели и исследование динамики импульсных преобразователей. – Электричество, 2008, № 4, С. 40–49.

3. *Севернс Р., Блум Г.* Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания. – Пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 294 с.

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

Белов Геннадий Александрович, заведующий кафедрой промышленной электроники Чувашского государственного университета, доктор технических наук, профессор; тел.: 58-12-59 доб. 27-07;

Моросин Виктор Сергеевич, магистрант II курса факультета "Радиотехники и электроники" Чувашского государственного университета; тел.: (8352) 25-75-23; e-mail: bmcfanat@mail.ru;

Павлова Анфисия Александровна, старший преподаватель кафедры промышленной электроники Чувашского государственного университета; тел.: 58-12-59 доб. 27-07.

С. Б. Резников, В. В. Бочаров, Г. А. Дубенский, Б. В. Кабелев, С. Ф. Коняхин, И. Н. Соловьев

ТЕРМОСТОЙКИЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ БАЛЛАСТЫ НАРУЖНОГО ПРИМЕНЕНИЯ НА БАЗЕ ОДНОТАКТНОГО ДВУПОЛЯРНОГО ИМПУЛЬСНОГО МОДУЛЯТОРА – ЦИКЛОИНВЕРТОРА

S. B. Reznikov, V. V. Bocharov, G. A. Dubensky,
B. V. Kabelev, S. F. Koniahin, I. N. Soloviev

Thermoresistant External Use Electronic Ballasts Based On
Single-Ended Pulse Modulator – Cycloinverter

Предлагаются схемотехнические решения для создания термостойких электронных балластов наружного применения в качестве вторичных источников питания от сети газоразрядных или светодиодных светильников, электросварочных аппаратов, зарядных устройств и других потребителей. Благодаря простоте, однокаскадности, гальванической развязке и исключению электролитического конденсаторного фильтра в цепи коррекции коэффициента мощности балласты имеют высокие КПД, уровни электробезопасности и ЭМС, а главное – надежность в широком диапазоне температур окружающей среды.

Ключевые слова: электронный балласт, газоразрядная лампа, светодиодный светильник, зарядное устройство, корректор коэффициента мощности, импульсный модулятор, циклоинвертор, электронный ключ, регулятор мощности, электролитический конденсаторный сглаживающий фильтр, помехоизлучение, электромагнитная совместимость (ЭМС), вторичный источник импульсного питания, гальваническая развязка.

The paper suggests circuitry solutions for designing external use thermoresistant electronic ballasts as secondary power sources for feeding gas-discharge and LED lighting fixtures, electric arc welding machines, charging units, and other power consumers from mains. Due to its simplicity, single stage, electric decoupling, and exclusion of electrolytic capacitor from power factor correction circuit these ballasts demonstrate higher overall efficiency, electrical safety levels and EMC. And their main advantage is reliability in wide range of environment temperatures.

Key words: electronic ballast, gas-discharge lamp, LED lighting fixture, battery charging unit, power factor corrector, pulse modulator, cycloinverter, electronic switch, power regulator, electrolytic capacitor ripple eliminating filter, noise emission, electromagnetic compatibility (EMC), secondary switched-mode power supply, electrical decoupling.

В отечественной и зарубежной литературе под электронными балластами (ЭБ) обычно подразумеваются вторичные источники питания от сети переменного тока газоразрядных ламп (люминесцентных, натриевых – высокого давления, металлогалогенных) или светодиодных светильников. Наиболее широко применяется структура силовой части ЭБ, включающая: входной выпрямитель, корректор коэффициента мощности на базе однотактного повышающего импульсного модулятора с выходным электролитическим конденсаторным фильтром, а также выходной импульсный преобразователь – инвертор напряжения или понижающий однополярный модулятор.

Помимо многокаскадности преобразования, снижающей КПД и надежность, в аспекте наружного применения указанные ЭБ имеют главный недостаток – низкую термостойкость электролитического конденсаторного фильтра с относительно большой энергоемкостью. Такой фильтр необходим не только для снижения низкочастотных пульсаций выходного тока (например, низкочастотных миганий люминесцентных или светодиодных светильников), но также в светильниках с лампами высокого давления (ртутными, натриевыми и др.) для исключения полного погасания лампы при ее разогреве из-за повышения уровня напряжения переза зажигания и соответственно – длительности паузы тока после периодического обнуления се-

тевого напряжения. Указанный эффект особенно проявляется по мере старения лампы, причем, даже в светильниках с обычными электромагнитными (дрессельными) пускорегулирующими аппаратами (ПРА). После очередного погасания такой светильник сначала остывает, а затем вновь проходит все этапы зажигания и прогрева. Следует заметить, что использование в ЭБ трехфазного питания с целью существенного снижения энергоемкости фильтра и замены электролитических конденсаторов на бумажные или пленочные часто неререализуемо из-за отсутствия вблизи светильника трехфазной сети.

Авторами предлагаются принципиально новые схемотехнические решения, позволяющие не только упростить силовую часть и схему управления ЭБ, но главное – исключить энергоемкий электролитический конденсаторный фильтр, возложив его функцию на многообмоточный дроссель – трансреактор (Т-Р), способный работать в широком диапазоне температур окружающей среды.

Подобные устройства представляют собой высокочастотные инверторы с периодическим низкочастотным питанием и соответствующей огибающей выходного напряжения (тока).

В отличие от классических однополярных импульсных модуляторов схемы двухполярных модуляторов рассматриваемого типа представляется целесообразным называть циклоинверторами, по аналогии с циклоконверторами, под которыми

обычно имеют в виду преобразователи переменного напряжения повышенной частоты (чаще – многофазного) в переменное напряжение низкой частоты.

В качестве наиболее обобщенного примера применения предлагаемой структуры термостойкого электронного балласта на базе одноклапчатого импульсного модулятора рассмотрим силовую часть одноклапчатого трансреакторного ЭБ для газоразрядной лампы высокого давления (Л), показанную на рис. 1.

Схема содержит трехобмоточный трансреактор Т-р, полупроводниковый ключ переменного тока на базе диодно-выпрямительного моста В, зашунтированного по выходу транзистором VT, два модуляторных (С1, С2) и два фильтровых (С_{Ф1}, С_{Ф2}) конденсатора, схему поджига на базе трансформатора Тп и R–C–VD-цепочки, а также схему управления СУ, с датчиками тока (ДТ) и напряжения, например – микросхему “Корректор коэффициента мощности” (ККМ), в цепях обратных связей. Схема поджига может быть также дополнена конденсатором поджига (С_п), показанным пунктиром. В качестве ключа переменного тока могут быть использованы два встречно-параллельно включенных транзистора, что несколько усложнит схему, но снизит тепловые потери и габариты радиаторов.

При включении импульсного модулятора, в частности – широтно-импульсного (ШИМ), первое отпирание транзистора VT синхронизировано с моментом нулевого (или близкого к нему) значения сетевого напряжения, чтобы исключить свертток по цепи С_Ф–С1–В–VT–В–С2. Далее рассмотрим работу схемы на интервале полупериода сетевого напряжения с положительным потенциалом на входном фазном зажиме А относительно заземленного зажима N.

После произвольно-очередного отпирания транзистора VT напряжение предварительно заряженного конденсатора С2 через дифференцирующую R–C–VD-цепочку подается в виде короткого импульса на первичную обмотку N_{1п} трансформатора

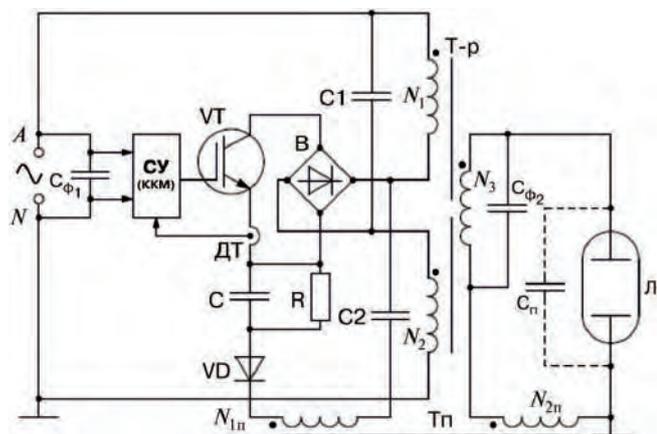


Рис. 1. Одноклапчатый трансреакторный электронный балласт (ЭБ) для газоразрядной лампы

поджига Тп, вызывая на его вторичной обмотке N_{2п} высоковольтную ЭДС. Если напряжение в сети, а, следовательно, и на С2, к этому моменту достаточно для того, чтобы величина ЭДС была выше напряжения пробоя межэлектродного промежутка лампы Л, происходит процесс поджига и ионизации промежутка.

Одновременно с поджигом лампы происходит ее подпитка током за счет ЭДС вторичной обмотки N₂ трансреактора Т-р, а также накопление электромагнитной энергии и нарастание суммарного потокосцепления Ψ Т-р. За время $\Delta t = \gamma T_{\text{ШИМ}}$ открытого состояния VT (время импульса на очередном периоде T_{ШИМ}), потокосцепление Ψ возрастает на величину ΔΨ, после чего VT запирается. Согласно закону коммутации, величина Ψ мгновенно уменьшиться не может. Поэтому основная часть энергии Т-р, благодаря взаимной индукции, передается лампе Л (с противоположным направлением тока), а часть энергии, связанная с индуктивностями рассеяния обмоток N₁ и N₂ Т-р поступает на дозарядку конденсаторов С1 и С2, обеспечивая непрерывность сетевого тока, снижающегося по цепям А–N₁–С2–N и А–С1–N₂–N. За время паузы (T_{ШИМ} – Δt) потокосцепление Т-р снижается на ту же (или близкую к ней) величину ΔΨ – малую пульсирующую составляющую на фоне низкочастотной составляющей Ψ(t). После очередного отпирания VT избыточная энергия конденсаторов С1 и С2, накопленная ими при дозарядке, передается в цепи Т-р и Л, возвращая схему в исходное состояние. Далее все процессы повторяются с периодом широтно-импульсной модуляции T_{ШИМ}. На следующем полупериоде сетевого напряжения процессы повторяются, но с противоположными направлениями тока.

При этом схема управления СУ, благодаря цепям обратных связей, регулирует величину коэффициента импульсного заполнения $\gamma = \Delta t / T_{\text{ШИМ}}$ таким образом, чтобы величина среднеимпульсного значения сетевого тока изменялась синусоидально, причем синхронно и синфазно с сетевым напряжением, т. е. осуществлялась коррекция коэффициента мощности, потребляемой из сети ($\cos \varphi \approx 1$).

Для повышения надежности процесса поджига лампы можно применить конденсатор поджига С_п, шунтирующий лампу и обеспечивающий на ней резонансное перенапряжение вплоть до момента пробоя ее газоразрядного промежутка. При этом возможна замена трансформатора поджига Тп на вспомогательный дроссель, включенный вместо N_{2п}.

При питании люминесцентных ламп замена Тп на С_п так же является предпочтительным.

Для использования этой схемы в качестве электронного балласта светодиодного светильника следует, исключив трансформатор поджига, заменить лампу Л на два встречно-параллельно включенных светодиодных столба.

Схема так же с успехом может быть применена в электросварочном аппарате переменного тока. Для использования схемы в сварочном аппарате постоянного тока или в качестве зарядного устройства на выходе Т-Р включается высокочастотный выпрямитель.

Основным элементом описанного однотактного импульсного модулятора является трансреактор Т-Р, который, в отличие от классического трансформатора, выполнен с существенным зазором в магнитопроводе для исключения насыщения при относительно большой величине суммарного потока сцепления и относительно большой запасаемой электромагнитной энергии. Функции трансреактора включает в себя:

а) гальваническую развязку и согласование напряжений цепей нагрузки и питающей сети;

б) роль сглаживающего низкочастотного фильтра (вместо электролитических конденсаторов), позволяющего уменьшить длительность пауз тока нагрузки (погасаний, глубины миганий и т. п.);

в) роль промежуточного буфера, позволяющего с помощью электронного ключа реализовать коррекцию коэффициента мощности, потребляемой из сети, за счет синхронизации синусоидально-формируемого входного тока с сетевым напряжением. При его проектировании важной задачей является выдержать оптимальное значение коэффициента связи обмоток.

Роли модуляторных конденсаторов С1 и С2 сводятся к:

- рекуперации остаточной энергии индуктивных ветвей рассеяния обмоток $N_{1,2}$ Т-Р с ее последующей трансформацией в нагрузку;

- обеспечению непрерывности входного тока для улучшения его спектрального состава и повышения коэффициента мощности за счет снижения мощности искажений;

- вместе с фильтровыми конденсаторами $C_{\phi 1}$ и $C_{\phi 2}$ – снижению уровня помехоизлучений;

- защите от режима холостого хода (из-за незажигания лампы, обрывов и т. п.), благодаря временному поглощению энергии до момента защитного выключения транзистора или прекращения режима холостого хода.

Несколько модернизированная схема ЭБ с улучшенными параметрами электромагнитной совместимости (ЭМС) представлена на рис. 2. По сравнению со схемой на рис. 1 в нее введены сетевой фильтр СФ с входным предохранителем Пр и отпайки от первичных обмоток N_1 и N_2 трансреактора Т-Р. Подключение конденсаторов С1 и С2 к отпайкам обмоток позволяет исключить сверхтоки, возникающие при включении транзистора VT в цепи $C1-C_{\phi 1}-C2-B-VT-B$ и вызывающие, помимо мощных электромагнитных помех, опасность пробоя транзистора.

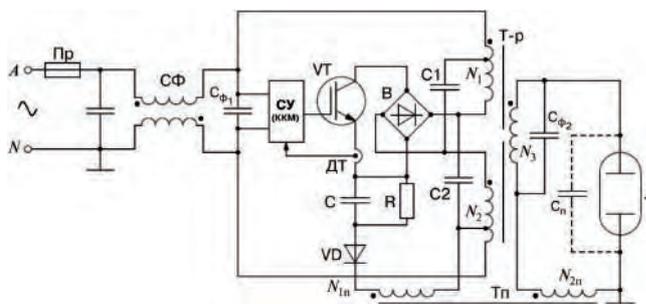


Рис. 2 Схема ЭБ с улучшенными параметрами ЭМС

Основными достоинствами рассмотренного однотактного импульсного модулятора являются:

- отсутствие последовательных каскадов, благодаря совмещению в одном электронном ключе функций корректора коэффициента мощности, что позволило повысить КПД и надежность;

- исключение электролитического конденсаторного сглаживающего фильтра, обеспечивающее высокую термостойкость в широком диапазоне температур окружающей среды (особенно при наружном применении);

- гальваническая развязка цепей нагрузки и питающей сети, позволяющая, помимо согласования этих цепей по напряжениям, повысить электробезопасность устройства (особенно, применительно к электросварочному аппарату);

- высокий уровень обеспечения ЭМС (малые помехоизлучения).

Заключение

Описанные схемотехнические решения представляются унифицированными и полезными для создания термостойких, надежных и недорогих электронных балластов наружного применения в качестве вторичных источников питания от сети газоразрядных или светодиодных светильников, электросварочных аппаратов, устройств зарядки аккумуляторных батарей или емкостных накопителей энергии, например, во вторичных источниках импульсного питания.

Резников Станислав Борисович, д. т. н., профессор кафедры "Теоретические основы электротехники" МАИ, тел.: +7(499) 158-45-29, rezn 41@mail.ru;

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

Дубенский Георгий Александрович, к. т. н., доцент кафедры "Электромеханических и электроэнергетических систем", МАИ, тел.: +7(499) 158-46-68;

Кабелев Борис Вениаминович, с. н. с. кафедры "Микроэлектронных электросистем" МАИ, тел.: +7(499) 158-45-83;

Коняхин Сергей Федорович, к. т. н., генеральный конструктор ОАО "АКБ 'Якорь'", тел.: +7 (495) 325-10-87.

Д. Б. Соловьев, И. А. Богодайко

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ МОДУЛЬ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

D. B. Solovyov, I. A. Bogodajko

Measuring Module Based on Operational Amplifiers

В статье приводится пример расчета интегрирующего фильтра второго порядка, при его совместной работе с дифференцирующими индукционными преобразователями тока.

Ключевые слова: интегрирующий фильтр, релейная защита, измерительные преобразователи тока.

The article presents design example of second order integrating filter, operating together with differentiating induction current converters.

Key words: integrating filter, relay protection, measuring current converters.

В последнее десятилетие наблюдается развивающийся процесс замены трансформаторов тока (ТТ) другой разновидностью измерительных преобразователей тока трансформаторного типа — дифференцирующими индукционными преобразователями тока (ДИПТ). Их огромное преимущество — это в сотни и тысячи раз меньшая чем у ТТ масса. В частности, широкую известность приобрели гибкие катушки Роговского, выпускаемые фирмами *LEM* (США) и *PEM* (Великобритания). Эти катушки, имеющие гибкий тонкий круглый каркас, измеряют ток в проводнике, который охвачен петлей, образованной такой катушкой. Катушки такой конструкции используются для проведения оперативных измерений токов в электрических цепях низкого напряжения. Известны и стационарно устанавливаемые в распределительных щитах среднего напряжения ДИПТ других конструкций. Такие ДИПТ, помимо указанных фирм, выпускают и другие фирмы, например *Siemens* и *ABB*. Среди этих ДИПТ имеются преобразователи с магнитным сердечником с достаточно большими воздушными зазорами в них (такие ДИПТ известны под названиями: магнитный трансформатор тока, воздушный трансформатор тока и трансреактор), а также с жестким каркасом из изоляционного материала. Последняя разновидность ДИПТ, которую тоже называют катушки Роговского, обладает ещё одним важным преимуществом перед ТТ — это значительно меньшие ошибки измерения, обусловленные потерями в магнитном сердечнике, нелинейностью характеристики намагничивания и насыщением этой характеристики [1, 2].

Выходное напряжение ДИПТ практически равно его ЭДС, которая пропорциональна производной di/dt измеряемого тока i . В [3] показано, что для восстановления формы тока обычный интегратор не пригоден: его выходной сигнал имеет постоянную составляющую, зависящую от момента начала интегрирования. Все перечисленные выше иностранные фирмы вместо интегратора использу-

ют интегрирующий фильтр, передаточная функция которого такая же, как у апериодического звена первого порядка [1, 2, 4]. Напомним, что передаточная функция является отношением изображения по Лапласу выходной величины к аналогичному изображению входной величины. В рассматриваемом случае входная величина — это выходное напряжение ДИПТ, а выходная величина — это выходное напряжение фильтра.

Исследования, выполненные в ДВФУ (ДВГТУ) [3], показали, что применение таких фильтров может обеспечить малую погрешность измерения синусоидальных токов в установившихся режимах, но влечет за собой большие погрешности измерений токов переходных процессов (содержащих апериодические составляющие). Для снижения этих погрешностей был предложен интегрирующий фильтр, передаточная функция которого, в общем случае, — это отношение многочленов переменной s (аргумент изображения функций времени с помощью преобразования Лапласа), при этом наибольшая степень s в знаменателе (порядок фильтра n) на единицу превышает наибольшую степень s в числителе [5]. Дальнейшие исследования показали, что, при использовании аналогового фильтра, в большинстве случаев достаточно использовать передаточную функцию второго порядка [6]:

$$W_{\Phi}(s) = k \cdot \frac{s + 2a}{(s + a)^2}, \quad (1)$$

где a — параметр фильтра, определяемый в зависимости от условий реализации фильтра и желаемой точности измерения тока; k — коэффициент передачи. Передаточная функция ДИПТ, в первом приближении, равна $M \cdot s$, где M — взаимная индуктивность между катушкой ДИПТ и проводником с измеряемым током. Передаточная функция всего измерительного преобразователя тока в относительных единицах (произведение k на взаимную индуктивность M принято в качестве

базовой величины этой передаточной функции), имеет вид:

$$W_{\text{ДИПТ}}(s) = 1 - \frac{a^2}{(s+a)^2}. \quad (2)$$

Вычитаемое этого выражения представляет собой передаточную функцию ошибки измерения. Частотные характеристики, соответствующие передаточной функции (2), получаются путем подстановки $s = j\omega$, где j – мнимая единица, ω – угловая частота. Из формулы (2) следует, что, во-первых, чем меньше отношение a к номинальному значению угловой частоты ω_0 измеряемого тока, тем меньше амплитудная, угловая и полная ошибки преобразователя тока. Во-вторых, получается, что чем больше частота, тем меньше погрешность измерения. В действительности же, в диапазоне верхних частот погрешности измерения, начиная с некоторой граничной частоты, станут нарастать. Здесь скажется, не учитываемое в выражении (2), проявление индуктивного сопротивления ДИПТ, а оно увеличивается с ростом частоты. В том же направлении, увеличении погрешности в зоне верхних частот, действуют и частотные свойства операционного усилителя, на основе которого выполняется фильтр. Важно обеспечить малые погрешности для первых сорока высших гармоник измеряемого тока [9], а это вполне достижимо.

Передаточная функция (ПФ) фильтра преобразуется к виду

$$W_{\Phi}(s) = k_0 \frac{0,5Ts + 1}{(Ts + 1)^2}, \quad (3)$$

где $T = 1/a$ – постоянная времени фильтра; $k_0 = 2k/a$. Видно, что чем меньше a , тем больше постоянные времени, тем больше размеры и масса конденсаторов аналогового фильтра. Следовательно, проектируя фильтр, нужно находить компромисс между требованиями высокой точности и малой массы фильтра.

Синтез параметров фильтра ведется исходя из задаваемой погрешности фазовой частотной характеристики фильтра (допустимого запаздывания измеренного тока относительно измеряемого) на угловой частоте основной гармоники ω_0 :

$$\delta = \left(\frac{a}{\delta} \right)^2. \quad (4)$$

ДИПТ с такими фильтрами устанавливаются в изготавливаемых в ДВФУ (ДВГТУ) устройствах для испытания судовых автоматических выключателей. Эти устройства были глубоко исследованы и выполнялись на максимальный испытательный ток от 5 кА до 20 кА [3, 7, 8]. Для них, особенно тех, что доставляются на суда, для проведения испытаний без

демонтажа выключателя, очень важно обеспечить малую массу составных элементов, в частности, измерительных преобразователей тока. Последние выдают информацию об испытательном токе как в преобразователи, определяющие действующее значение этого тока, так и на вход регулятора, обеспечивающего стабилизацию заданного значения этого тока.

Для этих устройств была разработана конструкция катушки ДИПТ в виде прямоугольного соленоида, высота которого равна ширине шины, из которой выполнена вторичная обмотка испытательного трансформатора. Длинные стороны соленоида (в них лежат длинные стороны витков катушки) направлены вдоль поверхности шины, на которую через изоляционную прокладку устанавливалась катушка, параллельно направлению измеряемого тока. Можно, используя рекомендации, приведенные в [3], получить заданное значение взаимной индуктивности между катушкой ДИПТ и этой шиной, при минимальной длине обмоточного провода катушки и заданном ограничении длины большей стороны соленоида.

В последнем варианте фильтра принято, что угловая погрешность $\delta = 0,04$ радиана (2,3 градуса). При $\omega_0 = 314 \text{ с}^{-1}$ из (3) получаем: $a = 60 \text{ с}^{-1}$. Практически реализовать ПФ (3) можно посредством приведенной на рис. 1 схемы.

Выполнив несложные преобразования, в основу которых положено основное уравнение операционного усилителя – равенство входного тока и тока цепи обратной связи, получим выражение, позволяющее связать параметры схемы с параметрами ПФ (3):

$$W_{\Phi}(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = 2 \frac{R_2}{R_1} \frac{0,5R_2Cs + 1}{(R_2C)^2 s^2 + 2R_2Cs + 1}. \quad (5)$$

Из формулы (5) видно, что она эквивалентна ПФ (3).

Для обеспечения заданной ошибки (4) постоянная времени фильтра $T = 1/a$ должна быть равна 0,0167 с.

Примем значение емкости конденсатора $C = 0,1 \text{ мкФ}$. Тогда из выражения $T = R_2C$ определяется значение $R_2 = 167 \text{ кОм}$.

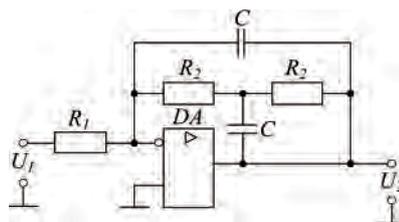


Рис. 1. Принципиальная схема интегрирующего фильтра второго порядка

Предварительно примем $k_0 = 1$. Поскольку $k_0 = 2R_2/R_1$, определяем $R_1 = 314 \text{ кОм}$.

Окончательное значение R_1 уточняется по результатам опыта из условия сохранения линейного режима операционного усилителя при измерении максимального тока.

Полная схема вторичного измерительного преобразователя содержит еще один операционный усилитель и электронный ключ. Эти элементы позволяют разбить весь диапазон измеряемого тока на два. В конце каждого из этих диапазонов выходной сигнал на выходе вторичного измерительного преобразователя равен максимальному значению для использованного второго операционного усилителя.

Фотография измерительного преобразователя тока, изготовленного ДВФУ (ДВГТУ) в соответствии с приведенными параметрами, приведена на рис. 2.

Этот преобразователь рассчитан на измерение токов в диапазонах от 100 А до 1000 А и от 1 кА до 10 кА. Модуль преобразователя включает в себя катушку ДИПТ 1 и электронный блок 2. Габаритные размеры измерительного модуля – 60 × 25 × 80 мм (ширина, высота, длина).

Литература

1. *D. W. Shepard, D. W. Yuach*. An overview of Rogowski coil current sensing technology. – Grove City, Ohio: LEM DynAmp Inc, 1999. – 13 p.
2. *W. F. Ray and C. R. Hewson*. Practical Aspects of Rogowski Current Transducer Performance. PEM_paper_PCIM 2001. – 6 p.
3. *Белов А. Г.* Синтез измерительных преобразователей переменного тока для силовых преобразовательных устройств. Дисс. канд. техн. наук. – М.: ВНИИЦ, № 04.20.0015141, 2000.
4. *Ward D. A., Exon J. La T. Exon*. Using Rogowsky coils for transient current measurements. Engineering science and education journal. June, 1993. – pp. 105–113.
5. Пат. 2139500 RU МКИ6 G 01 D 21/00. Устройство для измерения переменной величины/

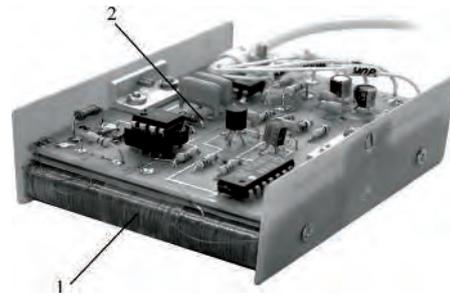


Рис. 2. Измерительный модуль

Г. Е. Кувшинов, А. Г. Белов. – 1999; БИ № 28.

6. *Соловьев Д. Б., Кувшинов Г. Е.* Повышение точности измерения токов в электроэнергетических системах. “Энергобезопасность и энергосбережение”, № 1, 2011 г., С. 32–36.

7. *Морозов В. А.* Разработка и исследования индуктивно-емкостного устройства для проверки токовой защиты: Автореферат кандидатской диссертации. – Владивосток: ДВГТУ, 1994.

8. *Соловьев Д. Б.* Применение дифференцирующих индукционных преобразователей тока в защите горного электрооборудования от токов обратной последовательности: Дис. канд. техн. наук. – Владивосток: ДВФУ (ДВГТУ), 2010 г. – 214 с.

9. *Жежзеленко И. В.* Высшие гармоники в системах электроснабжения промпредприятий. – М.: Энергоатомиздат, 1994. – 272 с.

Соловьев Денис Борисович, к. т. н., доцент кафедры управления инновациями, Дальневосточный федеральный университет ДВФУ (Дальневосточный государственный технический университет ДВГТУ), г. Владивосток, e-mail: solovev.aspirant@mail.ru;

Богодайко Игорь Александрович, соискатель кафедры электрооборудования, автоматики и электротехнологий Дальневосточный федеральный университет ДВФУ (Дальневосточный государственный технический университет ДВГТУ) (г. Владивосток), e-mail: Bgodaikaigor@mail.ru.

Д. А. Шевцов, Д. Р. Манбеков

МЕТОД РАСШИРЕНИЯ ОБЛАСТИ УСТОЙЧИВОЙ РАБОТЫ ДВУХТАКТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ПОДЧИНЕННЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ В РЕЖИМЕ БЕЗРАЗРЫВНЫХ ТОКОВ

D. A. Shevtsov,
D. R. ManbekovControl Range Extension Technique for Push-Pull DC-DC
Converters With Subordinate Control
In Continuous Current Mode

В статье приведено описание нового метода регулирования, обеспечивающего устойчивую работу двухтактных преобразователей напряжения с подчиненным регулированием в режиме безразрывных токов в широком диапазоне изменения коэффициента заполнения.

Ключевые слова: управление по току, двухтактный преобразователь напряжения, коэффициент заполнения, область устойчивой работы, режим безразрывных токов.

The paper gives the description of a new control technique that provides stable operation of push-pull voltage converters with subordinate control operating in continuous current mode (CCM) and a wide range of duty ratio variation.

Key words: current-mode control, push-pull voltage converter, duty ratio, stability margin, continuous current mode.

Одним из наиболее перспективных режимов управления источниками вторичного электропитания (ИВЭП) является токовое управление (*Current mode*) [1]. Этот метод обеспечивает лучшие динамические характеристики по сравнению с управлением по напряжению (*Voltage mode*). Кроме того, при использовании подчиненного регулирования по току можно добиться симметричного процесса перемагничивания сердечника силового трансформатора в двухтактных преобразователях постоянного напряжения (ДППН) без введения дополнительных симметрирующих контуров [2].

Однако в режиме *Current mode* устойчивая работа преобразователя во всем диапазоне изменения коэффициента заполнения (k_3) обеспечивается только при разрывных токах дросселя, что не всегда энергетически целесообразно. Поэтому имеет смысл обеспечить работу преобразователя в режиме безразрывных токов дросселя в широком диапазоне изменения k_3 . Однако известно, что устойчивая работа преобразователя в режиме *Current mode* при безразрывных токах дросселя обеспечивается только при k_3 не более 0,5, так как при больших значениях k_3 возникают автоколебания на субгармонических частотах [1].

Известные методы расширения диапазона изменения k_3 , при которых обеспечивается устойчивая работа ДППН, можно разделить на два типа: структурные и корректирующие.

Основной идеей структурных методов является ограничение максимального значения k_3 дросселей на уровне 0,5. Для этого используют выпрямитель с удвоением тока, имеющий два дросселя в выходном сглаживающем фильтре, работающих попеременно в противофазе. При этом максимальный k_3 каждого

из них не превышает 0,5 [3]. Другой структурный вариант основан на использовании двух электромагнитных элементов, выполняющих поочередно функции трансформатора и дросселя [4]. При этом максимальный коэффициент заполнения каждого дросселя не превышает 0,5, а, следовательно, обеспечивается устойчивая работа ДППН во всем диапазоне изменения коэффициента заполнения от 0 до 1.

Однако использование двух дросселей или их эквивалентов приводит к увеличению массогабаритных показателей преобразователя, что противоречит миниатюризации ИВЭП.

Корректирующий метод расширения области устойчивой работы ДППН основан на суммировании сигнала датчика тока с дополнительным корректирующим пилообразным напряжением (КПН) задающего генератора ШИМ. Введение КПН позволяет устранить автоколебания на субгармонических частотах без изменения структуры силовой части преобразователя. Другим достоинством КПН является неизменная частота преобразования.

При введении КПН максимальное значение коэффициента заполнения в режиме безразрывных токов, при котором обеспечивается устойчивая работа ДППН, может быть определено из следующих соотношений:

$$k_m = \frac{1}{2} \cdot k_{\text{П}};$$

$$k_m = \frac{(U_{\text{КПН}_{\text{MAX}}} - U_{\text{КПН}_{\text{MIN}}}) \cdot k}{T/2};$$

$$(U_{\text{КПН}_{\text{MAX}}} - U_{\text{КПН}_{\text{MIN}}}) \cdot k = U_{\text{УСР}_{\text{MAX}}};$$

$$k_{\Pi} = \frac{\Delta I}{t_{\Pi}};$$

$$t_{\Pi} = T \cdot (1 - k_{3_{\max}}),$$

где k_m – наклон КПН;

k_{Π} – наклон тока в паузе (первичная цепь);

$U_{\text{КПН}_{\text{MAX}}}$ – максимальное значение КПН;

$U_{\text{КПН}_{\text{MIN}}}$ – минимальное значение КПН;

k – масштабный коэффициент;

T – период преобразования;

t_{Π} – длительность паузы;

$U_{\text{УСР}_{\text{MAX}}}$ – максимальное значение напряжения на выходе УСР;

ΔI – размах пульсаций тока;

$k_{3_{\max}}$ – максимальное значение k_3 .

Однако применение КПН приводит к необходимости уменьшения чувствительности ДТ и, как следствие, к ухудшению точности стабилизации в переходных режимах, а также к изменению уровня срабатывания токовой защиты. Максимальное значение коэффициента регулирования, которое может быть практически достигнуто в режиме безразрывных токов при введении КПН составляет 0,7–0,75.

Для обеспечения устойчивой работы в режиме безразрывных токов в более широком диапазоне изменения коэффициента заполнения авторами предложен другой метод, заключающийся в формировании фиксированной длительности паузы, независимой от k_3 и частоты преобразования.

Временные диаграммы, иллюстрирующие режим устойчивой работы ДППН при $k_3 > 0,5$ в режиме безразрывных токов, представлены на рис. 1.

На рис. 1 тонкой линией показан ток в установившемся невозмущенном режиме, а утолщенной – ток после возмущающего воздействия величиной ΔI . Горизонтальными пунктирными линиями показаны верхний уровень срабатывания ($I_{\text{сраб}}$) компаратора ШИМ, который задается выходным напряжением усилителя сигнала рассогласования, а нижней – показан уровень, до которого спадает ток во время паузы.

Из рис. 1 видно, что ток в возмущенном режиме в конце импульса и в конце паузы достигает тех же уровней, что и в невозмущенном режиме. Это обусловлено тем, что во время паузы к дросселю приложено напряжение нагрузки, величина которого

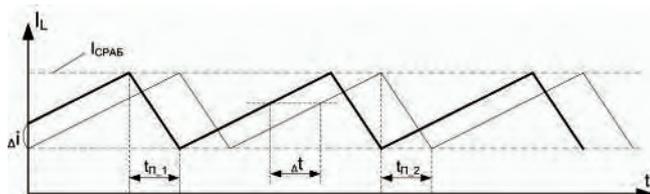


Рис. 1. Временные диаграммы ДППН в режиме безразрывных токов при $k_3 > 0,5$

для возмущенного и невозмущенного режимов. Тогда изменение тока за время паузы dI может быть определено из следующих соотношений:

$$U_{\text{H}} = U = \text{const};$$

$$U_{\text{L}} = L \frac{di}{dt};$$

$$dt = t_{\Pi} = \text{const},$$

где U_{L} – напряжение на дросселе;

U_{H} – напряжение на нагрузке;

L – индуктивность дросселя;

dI – изменения тока дросселя за время dt ;

dt – временной отрезок,

t_{Π} – длительность паузы.

Из решения приведенных уравнений видно, что величина dI одинакова для обоих режимов, поскольку скорости изменения токов во время импульса и во время паузы одинаковы для возмущенного и невозмущенного режимов, а также в силу того, что в обоих случаях $I_{\text{ср}}$ задается выходным напряжением усилителя сигнала рассогласования (УСР), а скорости изменения тока в обоих случаях зависят только от напряжений питания и нагрузки и индуктивности дросселя.

Поэтому в конце и в начале каждого полупериода уровни токов для обоих режимов будут одинаковы. Таким образом, в возмущенном режиме характер изменения тока будет таким же, как в невозмущенном режиме – без автоколебаний на субгармониках, но с временным сдвигом на величину Δt .

Функциональная схема, реализующая данный метод управления представлена на рис. 2, а на рис. 3 показан вариант схемотехнической реализа-



Рис. 2. Функциональная схема формирования неизменной длительности паузы (1, 2 – управляющие выходы ШИМ-контроллера)

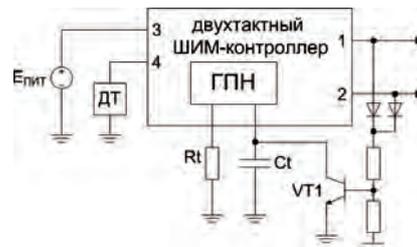


Рис. 3. Вариант схемотехнической реализации метода формирования неизменной длительности паузы (1, 2 – управляющие выходы ШИМ-контроллера; 3 – вывод питания; 4 – вывод для датчика тока)

ции предложенного метода.

Схемы включают в себя следующие блоки: ГПН – генератор пилообразного напряжения; R_t – токозадающий резистор; C_t – времязадающий конденсатор; K – ключ, шунтирующий конденсатор C_t (на схемотехнической реализации представлен транзистором VT1); логический элемент “ИЛИ” (на схемотехнической реализации представлен парой диодов); ДТ – датчик тока; $E_{пит}$ – источник питания ШИМ-контроллера.

Схема работает следующим образом. Во время импульса с выхода 1 или 2 элемент “ИЛИ” выдает логическую единицу, замыкающую ключ K , шунтируя тем самым конденсатор C_t на “землю”. При этом зарядный ток резистора R_t будет протекать через замкнутый ключ K . С наступлением паузы, когда на обоих выходах ШИМ-контроллера логические нули, то на выходе элемента “ИЛИ” будет тоже ноль, что приведет к размыканию ключа K и началу заряда конденсатор C_t током, определяемым времязадающим резистором R_t и напряжением срабатывания ГПН, будет постоянной независимо от k_3 , поскольку $C_t = \text{const}$, $I_{заряда} = \text{const}$, $U_{сраб} = \text{const}$.

Временные диаграммы, поясняющие работу схемы, приведены на рис. 4.

Предложенный метод расширения области устойчивой работы преобразователей, работающих в режимах *Current mode* и безразрывных токов дроселя, не имеет недостатков, присущих рассмотренным выше методам, а его особенностью является изменение частоты преобразования при изменении k_3 , что обусловлено неизменной длительностью паузы. Таким образом, при данном методе управления регулирование преобразователем осуществляется в режиме ШИМ-ЧИМ. Зависимость частоты преобразования от k_3 может быть определена из следующих соотношений:

$$k_3 = \frac{t_n}{T} = \frac{t_n}{t_n + t_n} = \frac{1}{1 + \frac{t_n \cdot f}{k_3}} \quad (1)$$

Из уравнения (1) следует:

$$f = \frac{1 - k_3}{t_n},$$

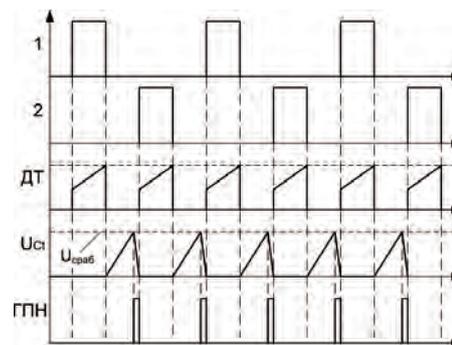


Рис. 4. Временные диаграммы управления

где f – частота преобразования.

Работоспособность предложенного метода была проверена компьютерным моделированием в системе *OrCAD* и подтверждена экспериментальными исследованиями при использовании двухтактного ШИМ-контроллера *UC3825* и однотактного ШИМ-контроллера *UC1845*. При этом максимальное значение коэффициента заполнения в режиме безразрывных токов составило 0,8–0,85 при сохранении устойчивой работы преобразователя.

Литература

1. Волович Г. И. Схемотехника аналоговых и аналого цифровых электронных устройств. 3-е изд. стер. / Волович Г. И. — М.: Додэка XXI, 2011. — 528 с. : ил. — (Серия “Схемотехника”). — ISBN 978 5 94120 254 6.
2. Шевцов Д. А., Манбеков Д. Р. Симметрирование процесса перемагничивания сердечника трансформатора двухтактного преобразователя в режиме *current mode*. // Практическая силовая электроника. Выпуск 38. — Москва, 2010. С. 45–48.
3. Овчинников Д. А., Кастров М. Ю., Карзов Б. Н., Исаков М. С. Выпрямители со средней точкой и выпрямители с удвоением тока // Практическая силовая электроника, выпуск 6, Москва, 2002.
4. Царенко А. И., Ноникашвили А. Д. Преобразователи постоянного тока с малыми массогабаритными характеристиками электромагнитной системы // Полупроводниковые преобразователи электрической энергии. Сборник научных трудов № 205. — М.: Московский энергетический институт. 1989, С. 5–13.

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

Манбеков Дмитрий Рауфович, аспирант кафедры «Микроэлектронных электросистем» МАИ, тел. +7(499)158-45-59, e-mail: demon.84@mail.ru.

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

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

Для публикации статьи необходимо предоставить

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

Статья должна содержать

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

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

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

Требования к оформлению статей

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