

Практическая силовая электроника

ISSN 1996-7888

№ 1 (33)/2009

Под редакцией

д. т. н., проф., академика АЭН РФ *А. В. Лукина*,

д. т. н., проф. *Г. М. Малышкова*

Технический редактор: к. т. н., доц. *В. В. Крючков*

Зарегистрирован Министерством Российской Федерации по делам печати, телерадиовещания и средств массовых коммуникаций 30 августа 2002 г., свидетельство 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 сборнике, допускается только с письменного разрешения редакции.

При перепечатке ссылка на научно-технический сборник «Практическая силовая электроника» обязательна.

Рукописи не рецензируются и не возвращаются.

За содержание рекламных материалов редакция ответственности не несет.

Отпечатано в ООО «Типография АРЕС», г. Москва, Остаповский проезд, д. 5, стр. 6

Подписано в печать 02.03.2009. Тираж 500 экз.

Адрес редакции:

111024, Москва, Андроновское шоссе 26,

ЗАО «ММП-Ирбис»

Тел/факс: (495) 234-42-67, 673-43-08

E-mail: pse@mmp-irbis.ru, sin@mai.ru

УДК 621.314

ВАК 05.09.01

Дополнительная информация о журнале «ПСЭ»:

www.mmp-irbis.ru

Содержание

Как повлияет финансовый кризис на производителей источников питания (по материалам Darnell Group) 2

Б. Н. Карзов, М. Ю. Кастров, Д. В. Жикленков
Понижающе-повышающий преобразователь с малыми перенапряжениями на полупроводниковых компонентах для ККМ с универсальным входом ... 6

Г. М. Малышков
Сравнительный анализ многозвенных фильтров нижних частот 13

Б. Н. Карзов, И. Н. Соловьев, Е. И. Ходырев
Прямоходовой преобразователь напряжения в режиме ШИМ с резонансным размагничиванием 18

В. А. Постников, С. В. Аверин, Ю. Г. Следков
Алгоритм управления трехфазным инвертором в режиме ШИМ 24

М. Ю. Кастров, И. Н. Соловьев
Регулирование выходного напряжения преобразователей постоянного напряжения цифровыми методами 31

Н. Н. Петросян, П. С. Манукян
Анализ резонансного инвертора с закрытым входом для индукционного нагрева с широтно-импульсным регулированием входного напряжения 37

Д. А. Шевцов, Д. Р. Манбеков
Анализ несимметричных режимов перемagnичивания сердечника трансформатора в двухтактных преобразователях с дросселем постоянного тока в первичной цепи 42

Д. Р. Манбеков, Д. А. Шевцов
Сравнительный анализ различных типов двухтактных транзисторных преобразователей постоянного напряжения при несимметричном режиме перемagnичивания 45

Д. А. Шевцов, Буй Дык Кьонг
Источник вторичного электропитания с регулируемым напряжением 48

КАК ПОВЛИЯЕТ ФИНАНСОВЫЙ КРИЗИС НА ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ (по материалам публикаций Darnell Group)

Сейчас все пишут о финансовом кризисе и его потенциальных последствиях, начиная с нехватки продовольствия до глобального коллапса. Вполне очевидно, что все эти проблемы значительно глубже и сложнее, чтобы их можно было реалистично проанализировать в одной статье. Итак, каким образом производители источников питания могут критически проанализировать текущее положение вещей и сделать прогнозы на будущее.

Самый безопасный подход — это взглянуть на “признаки” сопутствующие и основные те, которые дают представление о том, что происходит в экономике. Для экономики существуют общие признаки, но существуют также признаки для отдельных отраслей. Эти признаки могут изменяться, но они, по крайней мере, определяют “реальное” развитие событий, которое может помочь отрасли выжить, или выбить из под нее основу.

Положительный момент состоит в том, что рынок устройств силовой электроника и источников питания — это обширный, разнообразный рынок, который снабжает практически каждый основной потребительский сегмент — от жилых, коммерческих и промышленных строений, до компьютеров, коммуникаций и потребительских товаров, медицинского, военного и аэрокосмического оборудования, а также транспорта. Электроэнергия нужна везде и всегда в потребных количествах, даже во время самые трудные периоды экономического развития. Возможности сбыта могут сокращаться, но потребность остается. Финансовый сектор — это только небольшая часть всего рынка электронной продукции, и спад в этом секторе может снизить темпы роста производства устройств силовой электроники только на процентную точку или две.

Однако кредитный кризис не ограничится только финансовыми рынками. Все крупные компании страдают от сокращения кредитов, что приведет к снижению расходов. Будет иметь место “уход в глухую оборону”, и потребуются определенные материальные стимулирующие средства для возвращения их на прежние позиции. Во многих случаях, однако, это означает, что темпы роста замедлятся, но не остановятся совсем. Отрасль информационных технологий может иметь достаточный запас, чтобы пережить спад, хотя темпы роста затрат на технологии могут быть очень низкими (т. е. выразаться однозначными числами). По мнению некоторых аналитиков это может произойти во второй половине 2009 года.

Компании, занимающиеся высокими технологиями, как правило, менее чувствительны по сравнению с другими отраслями к проблемам кредитования. (Отрасли высоких технологий производители полупроводниковых устройств, компонентов и материалов, программного обеспечения, компьютеров и компьютерных сетей, а также их инвесторы оказывают очень серьезное влияние на всю нашу жизнь. Несмотря на то, что это сектор развивался в течение 25 лет, компании высоких технологий борются с постоянными проблемами доступ к капиталам, снижение времени от начала разработки изделия до выхода его на рынок, поиск и сохранение талантливых разработчиков важны, как никогда. А кроме того, существуют еще акционеры и проблемы рынков сбыта). Совсем недавно *IBM* раньше срока выпустила отчет о доходах в третьем квартале, где сообщается о 20% увеличении прибылей, и повторила свои перспективы на 2009 г. Компании, испытывающие сильные потребности в капитале, могут оказаться в беде, и проекты, включающие в себя инвестирование в новые технологии, могут быть отложены.

Отрасль, которая похоже получит максимум “пользы” (если можно так выразиться) от этого кризиса, — это рынок энергоустановок, использующих возобновляемые источники энергии. Правительство США не только продлило налоговые скидки для производителей и инвесторов, но также указ о финансовой помощи, включая целый ряд государственных налоговых скидок для целой группы систем, использующих возобновляемую энергию, включая солнечную энергетику и ветроэнергетику. И за последние полгода коммунальные предприятия в США сделали серьезный шаг в сторону рынка выработки и распределения электроэнергии на основе солнечной энергетики.

Поскольку производители систем возобновляемой энергии уже давно борются за устойчивое положение на рынке, вполне вероятно, что финансовый кризис не ухудшит их положение. Экономические трудности в самом деле могут сделать их продукцию более привлекательной по существу. Налоговые льготы сделают такие системы более доступными, а производители инверторов, различных преобразователей частоты и статических переключателей без нулевого положения соответственно также получают выгоду.

Оборотной стороной этого является то, что в Европе субсидии снижаются. Например, в Испании на энергоустановки, использующие солнечную энергию,

в 2009 году определили новый верхний предел 300 МВт. В данном регионе возможен избыток электроэнергии, но он, возможно, никоим образом не повлияет на другие регионы. Кроме того, компаниям, связанным с возобновляемыми источниками энергии, необходимо получать прибыль. Прилагающая максимальные усилия отрасль ветроэнергетики, например, может столкнуться с большим количеством препятствий, связанных с ограничением кредитования даже при наличии налоговых льгот.

Другая отрасль, которая ничего не потеряет — это телекоммуникации. Вспомним, что эта отрасль подверглась значительной реорганизации в начале нового века, и конкурирующие локальные телекоммуникационные компании (*CLECs competitive local exchange carriers*) не имеют больших проблем по задолженностям, с которыми сталкиваются другие компании. Это поможет таким компаниям благополучно перенести кредитный кризис. Установлено, например, что они получили 1,6 млрд. долларов наличными, а расширение сети в ближайшем будущем принесет еще столько же. Продажи в секторе телекоммуникаций будут осуществляться на уровне инженерного и технического обслуживания, а также беспроводных сетей. Продолжают оставаться популярными мобильные телефоны, а провайдеры услуг мобильной связи в широкой полосе частот (в особенности) имеют достаточно эффективные сети низкие эксплуатационные расходы.

Продажа полупроводниковых устройств также имеет свои естественные циклы, которые имеют тенденцию происходить, когда в экономике происходит спад или подъем. Недавно Ассоциация производителей полупроводников (*Semiconductor Industry Association*) сообщила о том, что по сравнению с предыдущим годом продажи полупроводниковых устройств в мире в августе выросли на 5,5%. Продажи персональных компьютеров и микротелефонной гарнитуры были основными двигателями спроса, при этом в 2009 г. планируется более чем 13%-ый рост продаж персональных компьютеров.

Никто не может точно сказать, что произойдет в течение ближайших месяцев. Страх был ускорителем процесса столь необходимой корректировки экономики. Но “корректировка” не означает “обвал”. Корректировки имеют тенденцию осуществляться в прямой пропорции к своей полной противоположности, иногда “гиперкоррекции”. Но “снижение темпов роста” не означает “отсутствие роста”. Возможно производителям источников питания не нравится возврат к более разумному экономическому климату, но они переживут его.

Далее рассмотрим некоторые специфические рынки, которые возможно выдержат экономический шторм, и почему это произойдет.

События, происшедшие за последнее время, не особенно способствовали ослаблению состояния обреченности и уныния, царящему на мировых финансовых рынках. В большинстве случаев компании склоняются к принципу “это случилось, давайте не

падать духом и делать все возможное”. При гибкости капиталистического рынка компании по производству источников питания должны сосредоточиться и пережить бурю, а это означает определение как краткосрочных возможностей, так и тех, которые возникнут после финансового кризиса.

Аналитики *Darnell Group* считают, что снижение темпов роста в некоторых секторах прикладных систем будет продолжаться в течение 2010 г. Однако, как было сказано ранее, снижающийся прирост это не отрицательный прирост. Вполне возможно, что кредитный кризис затронет отрасли, требующие больших капиталовложений, например производственные. Также могут быть затронуты производители потребительских товаров. Но инвестиционным фирмам по-прежнему требуется инвестировать. Анализ показывает, что производители альтернативных источников питания, в частности, будут иметь прирост, несмотря на финансовый кризис. В 2009 г. инвестирование в технологии ожидается также в азиатско-тихоокеанском регионе.

Несмотря на то, что исследование *Darnell Group* охватывает весь спектр источников питания для применения в различных устройствах, существуют три сегмента, которые обеспечили себе хорошие возможности в настоящее время, и, вероятно, их экономический рост будет продолжаться даже во время спада. Для этого существуют несколько причин, при этом каждая распространяется на разные рынки. Эти сегменты включают в себя альтернативные экологически чистые (“*green*”) источники энергии, устройства с повышенной эффективностью использования энергии, а также технологические направления на рынках типа “стабильный, если нетипичный”.

За месяцы до обрушения финансового рынка, цены на нефть вызвали все возрастающую потребность в гибридных электромобилях (*HEV – hybrid electric vehicle*). В настоящее время цены на бензин пошли вниз, но потребители и бизнес по-прежнему хотят получить топливосберегающие автомобили и другие средства передвижения. Автомобильная промышленность испытывает трудности из-за ограничения кредитов, но правительства начинают влиять на ситуацию с помощью различных стимулирующих средств, которые могут поддержать этот рынок. Например, недавно во Франции выделено 40 миллионов евро в виде государственной поддержки для развития электромобилей и гибридных электромобилей. Ожидается, что и в других европейских странах правительства также будут способствовать получению займов от Европейского инвестиционного банка производителями автомобилей для разработки малотоксичных средств передвижения.

Производители гибридных электромобилей всегда пользовались поддержкой правительств и налоговыми льготами, поэтому на их успех сильно не повлияет спад, зависящий только от рынка. Кроме того, — это новые технологии, а с коммерческой точки зрения новые технологии должны в любом случае в течение ряда лет испытывать трудности. Положительным для

этого сектора является то, что электрификация подвижных объектов касается целого ряда транспортных средств, а не только потребительских, или автомобилей с жилым кузовом для загородного отдыха. К таким средствам относятся автопогрузчики, тележки для гольфа, грузопассажирские транспортные средства высокой проходимости, машины по обслуживанию автохозяйства, грузовые автомобили большой грузоподъемности, машины по добыче торфа, а также строительная техника. Некоторые из этих рынков небольшие с точки зрения числа штучных продаж, но количество микросхем для управления электропитанием, необходимых для каждой единицы такой техники, может быть достаточно большим.

Еще один развивающийся рынок — это извлечение энергии (*energy harvesting* или *energy scavenging*).

В окружающей нас природе везде имеются запасы энергии, доступные в виде тепловой энергии, световой (солнечной) энергии, энергии ветра, а также механической. Однако, зачастую, энергия, отдаваемая этими источниками настолько мала, что ее нельзя использовать для питания для каких-либо практических устройств. Извлечение энергии — это процесс улавливания ничтожно малых количеств энергии от одного или нескольких источников такого типа и запасание ее для последующего использования. Устройства для извлечения энергии позволяют эффективно и с высоким КПД извлекать, накапливать, сохранять и распределять эту энергию для питания в той форме, какая необходима для выполнения определенных задач. Аналогично, модуль для извлечения энергии — это электронное устройство, способное выполнять все эти функции для питания различного вида датчиков и схем управления устройств с повторно-кратковременным режимом работы. Передовые технические разработки позволили повысить эффективность устройств, извлекающих ничтожные порции энергии из окружающей среды и преобразующие их в электрическую энергию. Кроме того, прогресс в технологии микропроцессоров позволил повысить энергетический КПД за счет существенного снижения требований по потреблению электроэнергии. В сочетании такие разработки вызвали интерес у инженерно-технического сообщества к разработке все большего количества устройств, для питания которых используется извлечение энергии.

Извлечение энергии из естественного источника в месте расположения какой-либо аппаратуры, где такой источник неисчерпаем, становится все более привлекательной альтернативой неудобным настенным розеткам или аккумуляторам. Такой практически независимый источник питания при правильной разработке и установке будет необслуживаемым в течение всего срока службы питаемого им устройства.

Обычными источниками для извлечения энергии являются:

✧ механическая — от таких источников, как вибрация, механические напряжения и усилия;

✧ тепловая — энергия, излучаемая печами, нагревателями и источниками трения;

✧ световая — улавливание солнечного света или комнатного освещения с помощью фотодатчиков, фотодиодов и солнечных панелей;

✧ электромагнитная — от дросселей, соленоидов и трансформаторов;

✧ природная — энергия окружающей среды, например, ветер, поток воды, океанские течения и солнце;

✧ человеческого тела — сочетание механической и тепловой энергии, обычно вырабатываемой живыми организмами, либо в результате таких действий как ходьба или сидение;

✧ другие виды — энергия от химических или биологических источников.

Нужно сказать, что все эти источники практически неограниченны и общедоступны, если находятся непосредственно в системе или рядом с ней.

Системе извлечения энергии, в общем случае, необходим источник энергии, например, вибрация, тепло, свет или поток воздуха, а также еще три составляющие электронных компонентов, включающие:

✧ устройство преобразования энергии, например пьезоэлектрический элемент, чтобы преобразовать определенный вид энергии в электрическую;

✧ модуль извлечения энергии, с помощью которого энергия извлекается, накапливается и распределяется к устройству;

✧ конечное устройство, например беспроводная сеть датчиков, либо устройства управления и контроля.

Сегмент устройств извлечения энергии развивается, частично, за счет налоговых льгот на энергосберегающие технологии, особенно автоматизированных технических средств для помещений, например управление освещенностью. Несмотря на то, что вероятно годовой прирост производства источников питания промышленного применения снизится, отдельные сегменты рынка, где имеется возможность снизить начальные капиталовложения, могут преодолеть кризис без последствий. Одна из возможностей — сети радиодатчиков, позволяющие осуществлять сбор энергии еще более дешевым способом в устройствах, где расходы на медь недопустимы (либо нежелательно использование аккумуляторных батарей).

Предполагается, что происходящий в настоящее время переход на устройства цифрового управления и контроля электропитания также продолжится безболезненно, но по причинам, отличным от случаев гибридных электромобилей и сбора энергии. Цифровое управление больше не является новой технологией — оно используется во многих устройствах. При этом его всеобщее признание ожидается в течение последующих пяти или десяти лет. Однако, такую тенденцию можно видеть на рынках, называемых “стабильный, если нетипичный”, например современных систем передачи информации.

В последнем отчете *Semoicast* сообщается, что несмотря на экономическую неопределенность, затрагивающую США, Европу и Японию, рынок 32- и 64-битовых микроконтроллеров, встроенных микропроцессоров и цифровых сигнальных процессоров общего назначения будет иметь стабильный и непрерывный рост. Эти рынки включают в себя медицинскую, автомобильную и коммуникационную инфраструктуру. Полупроводниковые приборы применяются в высокоэффективных системах, в которых используются регуляторы напряжения и преобразователи постоянного напряжения, что позволит также поддерживать на необходимом уровне продажи цифровых схем управления.

Некоторые слабые технологии могут также получить временное облегчение. С расширением правилительственных налоговых льгот производители топливных элементов в настоящее время находятся в таком положении, что могут не только заключать сделки, но также и привлекать новых участников, в том числе и новые предприятия. Последняя ситуация особенно важна, поскольку предприятиям сейчас предоставлено право получения этих налоговых льгот при приобретении ими подобных технологий. Наилучшие возможности для внедрения таких технологий на сегодняшний день предоставляются на объектах, где отключение электроэнергии оказывается катастрофическим, например в больницах, или при распределенном генерировании энергии, которое может

происходить с помощью батареи топливных источников питания.

Важно помнить, что нынешний финансовый кризис вызван истощением кредитов, а не принципиальной слабостью предприятий, покупающих источники питания. Последнее подтверждается спадом в секторе телекоммуникаций, приведшему к сокращению рынка на 40%. Частично это произошло вследствие сильно разросшейся инфраструктуры, чего в настоящее время не происходит. Когда финансовые рынки стабилизируются и появятся свободные средства, эти крепкие в своей основе компании и предприятия будут готовы осуществлять свои бизнес планы. А компании, производящие источники питания, должны быть готовы снабжать их своей продукцией.

Литература

1. *Linnea Brush*. Will the Financial Crisis Dent the Power Supply Industry? (Part I) — [www:PowerPulse.net](http://www.PowerPulse.net), 2008.
2. *Linnea Brush*. Will the Financial Crisis Dent the Power Supply Industry? (Part II) — [www:PowerPulse.net](http://www.PowerPulse.net), 2008.
3. What is Energy Harvesting? — [www: energyharvesting.net](http://www.energyharvesting.net).
4. Energy Harvesting — Wikipedia, the free encyclopedia.

Б. Н. Карзов, М. Ю. Кастров, Д. В. Жикленков

ПОНИЖАЮЩЕ-ПОВЫШАЮЩИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С МАЛЫМИ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЯМИ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ КОМПОНЕНТАХ ДЛЯ ККМ С УНИВЕРСАЛЬНЫМ ВХОДОМ

В преобразователях, используемых для коррекции коэффициента мощности (ККМ), наличие универсального входа, т. е. возможности работы от сети переменного тока по всему миру, достигается дорогой ценой в пересчете на перегрузки на электронных компонентах и потери, габариты компонентов и ограничения на величину выходного напряжения. Рассмотрена новая структура преобразователя с двумя силовыми ключами, позволяющая существенно улучшить рабочие характеристики, по сравнению с понижающе-повышающими преобразователями на основе одного силового ключа (включая структуры обратноходового, SEPIC и преобразователя Кука), а также традиционными преобразователями в два силовых ключа. Рассматриваемый преобразователь имеет характеристики преобразования понижающе-повышающего преобразователя, потери на проводимость силового ключа, сравнимые с потерями повышающего преобразователя. Кроме того, в нем отсутствует проблема пусковых токов, а также имеется возможность уменьшения габаритов дросселя до уровня повышающего преобразователя.

Хорошо известно, что при использовании в ККМ наиболее эффективна структура повышающего преобразователя, при условии, что выходное постоянное напряжение немного превышает максимальную амплитуду входного переменного напряжения [1]. При использовании в устройствах с универсальным входом, когда действующее значение входного напряжения изменяется в диапазоне 90...305 В, выходное напряжение должно устанавливаться на уровне 450 В. При пониженном напряжении сети ($U_{-д} = 90$ В) потери на проводимость высокие, поскольку действующее значение входного тока имеет наибольшее значение, и при преобразовании требуется наибольшее повышение. При больших действующих значениях входного тока (низком входном напряжении), а также большом значении произведения вольт-секунд при широком диапазоне напряжения сети, габариты дросселя должны быть существенно увеличены. В результате габариты повышающего преобразователя, предназначенного для работы в ККМ с универсальным входом, существенно увеличиваются, по сравнению с преобразователем, предназначенным для работы в узком диапазоне входных напряжений. Кроме того, вследствие существенного значения величины емкости конденсатора выходного фильтра, возникает проблема возникновения пускового тока,

решаемая за счет введения в схему дополнительных компонентов.

В устройствах ККМ с универсальным входом возможность обеспечения как повышающего, так и понижающего преобразования достаточно привлекательна, так как при этом величина постоянного выходного напряжения может быть установлена на любом уровне. Однако в традиционных структурах, содержащих один силовой ключ, включая обычную понижающе-повышающую, обратноходовую, SEPIC и преобразователь Кука [2, 3], присутствуют существенно повышенные перегрузки на компонентах, размеры компонентов, а также пониженный, по сравнению с повышающим преобразователем, КПД.

Известно, что повышающий и понижающий преобразователи постоянного напряжения потенциально могут иметь значительно более высокий КПД и меньшие перегрузки на компонентах в случае, если их преобразовательные характеристики удовлетворяют техническим условиям по входным и выходным параметрам. На основе этих данных наша цель — создание структуры преобразователя с двумя отдельно управляемыми силовыми ключами таким образом, чтобы он работал и как понижающий, либо как повышающий на различных участках периода сетевого напряжения. Такие структуры, включающие два силовых ключа могут иметь более высокий КПД, меньшие габариты и способность произвольного выбора уровня выходного постоянного напряжения. Два простых примера традиционных каскадных соединений понижающего и повышающего преобразователей приведены на рис. 1а и б [4, 5]. Такие преобразователи работают как повышающие, когда VT2 все время открыт, и как понижающие когда VT1 постоянно заперт. В режиме непрерывных токов полный коэффициент преобразования равен

$$M = \frac{D_2}{1 - D_1}, \quad (1)$$

где D_1 и D_2 — коэффициенты заполнения ключей VT1 и VT2 соответственно.

С помощью метода синтеза структур преобразователей, содержащих два силовых ключа, описанного в [6], можно получить новые структуры с понижающе-повышающими характеристиками. Одна из таких новых структур понижающе-повышающий преобразователь с чередованием режимов (ПППЧР) пока-

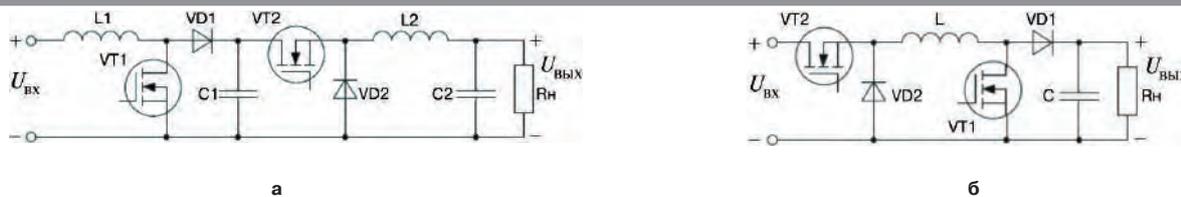


Рис. 1. Структуры каскадных понижающе-повышающих преобразователей на двух силовых ключах: а – повышающе-понижающая; б – понижающе-повышающая

зана на рис. 2. Режимы работы такого преобразователя и его основные характеристики в установившемся режиме, а также в качестве выпрямителя с улучшенным спектральным составом, потери в силовых ключах и дросселе, рассмотрены в последующих разделах.

Режимы работы ПППЧР и основные характеристики в установившемся режиме

Рассматриваемый понижающе-повышающий преобразователь с чередованием режимов (ПППЧР) показан на рис. 2. В отличие от каскадных структур ячейка повышающего ключа (VT1, VD1) перемежается с ячейкой понижающего ключа (VT2, VD2). В режиме непрерывных токов (РНТ) полный коэффициент преобразования равен

$$M = D_2 + \frac{D_1}{1 - D_1} \tag{2}$$

Если ключ VT2 всегда разомкнут, преобразователь работает в режиме повышения (рис. 3а). среднее значение напряжения на конденсаторе C1 равно нулю. В этом режиме входной ток разделяется и протекает через L1 и L2. В результате полное значение действующего тока через дроссели L1 и L2 меньше, чем действующее значение тока, протекающего через один дроссель.

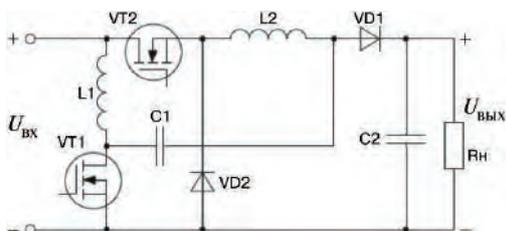


Рис. 2. Структура понижающе-повышающего преобразователя с чередованием режимов (ПППЧР)

Если ключ VT1 все время разомкнут, преобразователь работает в режиме понижения, как показано на рис. 3б. Дроссель L1 и конденсатор C1 образуют фильтр нижних частот. Средний ток через фильтр L1, C1 равен нулю, а напряжение на C1 равно разности между входным и выходным напряжениями. Дроссель L2 в режиме понижения выполняет те же функции дросселя обычного понижающего преобразователя. Основные соотношения для обоих режимов работы приведены в таблице 1.

Работа ПППЧР в качестве идеального выпрямителя

Проведем анализ работы ПППЧР в качестве выпрямителя с низким содержанием высших гармоник. Выращения для действующих значений токов обоих транзисторов и дросселей, а также вольт-секунд получены таким образом, чтобы облегчить вычисление потерь на проводимость и габаритов магнитных элементов.

При использовании в устройствах с ККМ выпрямленное напряжение определяется как

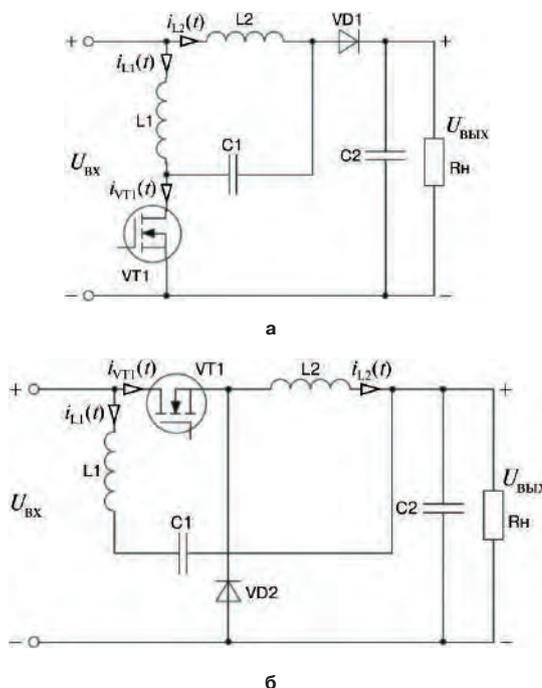


Рис. 3. Режимы работы ПППЧР: а – повышающий; б – понижающий

Таблица 1. Основные соотношения для режимов повышения и понижения

	Режим повышения	Режим понижения
VT1	активный	всегда разомкнут
VT2	всегда замкнут	активный
M	$\frac{1}{1 - D_1}$	D_2
I_{L1}	$\frac{D_1}{1 - D_1} \frac{U_{\text{вх}}}{R_{\text{д}}}$	0
I_{L2}	$\frac{U_{\text{вх}}}{R_{\text{д}}}$	$\frac{U_{\text{вх}}}{R_{\text{д}}}$

$$u_{\text{вх}}(t) = U_m |\sin(\omega t)|. \quad (3)$$

Желательно, чтобы выходное напряжение регулировалось относительно постоянного значения U , а входной ток был пропорционален входному напряжению

$$i_{\text{вх}}(t) = \frac{u_{\text{вх}}(t)}{R_M}, \quad (4)$$

где R_M – эквивалентное постоянное сопротивление при заданной выходной мощности.

Формы входного и выходного напряжений на половине периода сетевого напряжения для случая, когда величина выходного напряжения выбрана меньше максимальной амплитуды входного напряжения, показаны на рис. 4. Преобразователь работает в режимах повышения или понижения, в соответствии с состоянием входного и выходного напряжений. При анализе предполагается, что преобразователь работает в РНТ.

Режим повышения. В промежутке времени $[0, t_m]$ величина входного напряжения меньше величины выходного, ячейка повышающего ключа (VT1, VD1) активна, а ячейка понижающего ключа (VT2, VD2) неактивна – ключ все время замкнут.

В квазиустановившемся режиме коэффициенты заполнения транзисторов являются функциями времени

$$\begin{cases} D_1(t) = 1 - \frac{U_m}{U} |\sin(\omega t)|; \\ D_2(t) = 1. \end{cases} \quad (5)$$

Средние токи дросселей определяются как

$$\begin{cases} i_{L1}(t) = \frac{U_m |\sin(\omega t)|}{R_M} - \frac{U_m^2 \sin^2(\omega t)}{UR_M}; \\ i_{L2}(t) = \frac{U_m^2 \sin^2(\omega t)}{UR_M}. \end{cases} \quad (6)$$

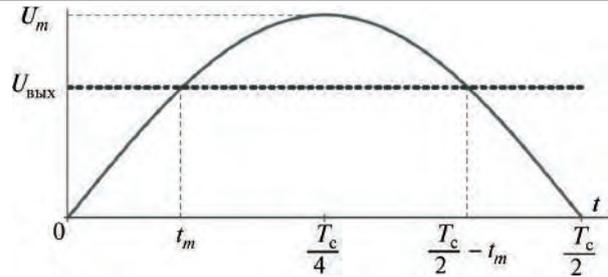
Когда проводит VT1, протекающий через него ток является суммой токов, протекающих через оба дросселя.

В режиме повышения VT1 всегда заперт, и ток дросселя L1 равен малому току пульсаций. Следовательно, действующие значения токов через VT1 и L1 в режиме повышения определяются с помощью (5) и (6). В результате получаем

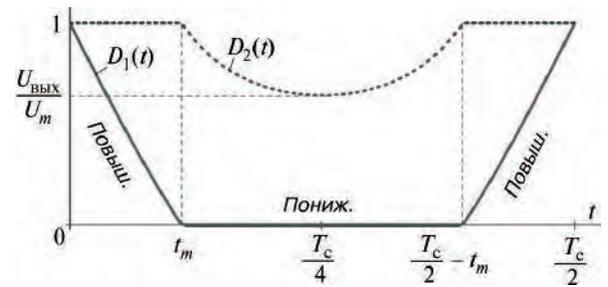
$$\begin{aligned} I_{\text{д(VT1)}} &= \sqrt{\frac{4}{T_c} \int_0^{t_m} \{D_1(t)[i_{L1}(t) + i_{L2}(t)]\}^2_{\text{пов}} dt} = \\ &= \sqrt{\frac{4}{T_c} \int_0^{t_m} \left[\frac{U_m^2 \sin^2(\omega t)}{R_M^2} - \frac{U_m^3 \sin^3(\omega t)}{UR_M^2} \right] dt}; \end{aligned} \quad (7)$$

$$I_{\text{д(L1)}} = \sqrt{\frac{4}{T_c} \int_0^{t_m} \left[\frac{U_m^2 \sin^2(\omega t)}{R_M^2} - \frac{U_m^3 \sin^3(\omega t)}{UR_M^2} \right] dt}, \quad (8)$$

где T_c – период напряжения сети.



а



б

Рис. 4. Выпрямленное напряжение сети и выходное напряжение (а); коэффициенты заполнения повышающей и понижающей ячеек ПППЧР, работающего в режиме выпрямителя с низким содержанием высших гармоник (б)

Вольт-секунды, приложенные к L1 и L2 за время периода переключений такие же, как вольт-секунды, приложенные к дросселю простого повышающего преобразователя, и равны

$$\begin{aligned} u \cdot s &= D_1(t) T_{\text{пер}} u_{\text{вх}}(t) = \\ &= \left[U_m |\sin(\omega t)| - \frac{U_m^2 \sin^2(\omega t)}{U} \right] T_{\text{пер}}, \end{aligned} \quad (9)$$

где $T_{\text{пер}}$ – период переключений.

Режим понижения. В промежуток времени $[t_m, T_c/4]$ мгновенное значение входного напряжения превышает значение выходного напряжения, и становится активной понижающая ячейка, а повышающая ячейка становится неактивной (VT1 все время заперт). L1 и C1 образуют между входом и выходом фильтр нижних частот и в квазиустановившемся режиме работы оказывают незначительное влияние.

Коэффициенты заполнения транзисторов VT1 и VT2 определяются как

$$\begin{cases} D_1(t) = 0; \\ D_2(t) = \frac{U}{U_m |\sin(\omega t)|}, \end{cases} \quad (10)$$

а токи дросселей

$$\begin{cases} i_{L1}(t) = 0; \\ i_{L2}(t) = \frac{U_m^2 \sin^2(\omega t)}{UR_M}. \end{cases} \quad (11)$$

Коэффициенты заполнения транзисторов VT1 и VT2 за половину периода напряжения сети показаны на рис. 4б. Как при повышении, так и при пониже-

нии преобразователь работает в режиме непрерывных токов. Транзистор VT2 и дроссель L2 проводят ток в обоих режимах. Действующие значения токов в них определяются из (5), (6) и (11):

$$I_{д(VT2)} = \sqrt{\frac{4}{T_c} \int_0^{t_m} \{D_1(t)[i_{L1}(t) + i_{L2}(t)]\}_{пов}^2 dt + \dots + \frac{T_c/4}{t_m} \int_{t_m}^{T_c/4} [D_2 i_{L2}(t)]_{пони}^2 dt} \quad (12)$$

$$= \sqrt{\frac{4}{T_c} \left[\int_0^{t_m} \frac{U_m^2 \sin^2(\omega t)}{R_M^2} dt + \int_{t_m}^{T_c/4} \frac{U_m^3 \sin^3(\omega t)}{U_{ВЫХ} R_M^2} dt \right]}$$

$$I_{д(L2)} = \sqrt{\frac{4}{T_c} \int_0^{T_c/4} \frac{U_m^4 \sin^4(\omega t)}{U^2 R_M^2} dt} = \sqrt{\frac{3}{8}} \frac{U}{R_H} \quad (13)$$

где R_H – сопротивление нагрузки.

Вольт-секунды, приложенные к L2 за период переключений, как вольт-секунды, приложенные к дросселю простого понижающего преобразователя, и равны

$$u \cdot s = [1 - D_2(t)] T_{пер} U = \left[U - \frac{U}{U_m |\sin(\omega t)|} \right] T_{пер} \quad (14)$$

В режиме понижения вольт-секунды, приложенные к L1, близки к нулю.

Для примера рассчитанные для двух значений напряжения сети действующие значения токов компонентов приведены в таблице 2.

Сравнение характеристик преобразователей

Проведем сравнение ПППЧР со структурами повышающего, понижающе-повышающего на одном силовом ключе и каскадного понижающе-повышающего преобразователей с точки зрения перенапряжений на силовом ключе, потерь на проводимость и размеров магнитных компонентов. Все результаты получены в предположении, что преобразователи работают в режиме непрерывных токов (РНТ).

Перенапряжение на силовом ключе. Сравнение наилучших случаев перенапряжений на силовых ключах приведено в таблице 3. Выходное напряжение повышающего преобразователя (U_H) превышать максимальное значение амплитуды входного напряжения (U_m), а в случаях понижающе-повышающих преобразователей можно произвольно устанавливать любое

Таблица 3. Сравнение перенапряжений на силовых ключах

Структура	VT1	VT2	VD1	VD2
Повышающий	$U_{ВЫХ}$		$U_{ВЫХ}$	
Понижающе-повышающий на одном ключе	$U_m + U_{ВЫХ}$		$U_m + U_{ВЫХ}$	
Каскадный понижающе-повышающий	$U_{ВЫХ}$	U_m	$U_{ВЫХ}$	U_m
Каскадный повышающе-понижающий	U_m	U_m	$U_{ВЫХ}$	U_m
ПППЧР	U_m	U_m	$U_{ВЫХ}$	U_m

$U_{ВЫХ}$ – постоянное выходное напряжение
 U_m – максимальная амплитуда входного напряжения

значение выходного напряжения. Все структуры на основе двух силовых ключей, включая ПППЧР, обеспечивают меньшие перенапряжения, чем структуры понижающе-повышающих преобразователей на основе одного ключа, и эти перенапряжения такие же, как в случае повышающего преобразователя (за счет большего числа силовых ключей).

Потери на проводимость в транзисторе. При сравнении полагаем, что сопротивление в открытом состоянии у всех транзисторов одинаковое. Поэтому сравниваются действующие значения полных токов через транзисторы, определяемые как сумма квадратов действующих токов каждого транзистора. На практике при одинаковых размерах кристаллов сопротивление в открытом состоянии транзистора, входящего в состав одностранзисторных понижающе-повышающих преобразователей, будет больше, вследствие более высокого допустимого напряжения. Наихудший случай потерь на проводимость в ключе возникает при минимальном действующем значении напряжения сети (90 В). Потери на проводимость в ключе для всех понижающе-повышающих структур находятся как функции постоянного выходного напряжения и нормализуются относительно потерь на проводимость в повышающем преобразователе, работающем при фиксированном постоянном выходном напряжении 450 В. Результаты расчетов приведены на рис. 5а. Полные потери на проводимость у рассматриваемого преобразователя (ПППЧР), а также каскадного повышающе-понижающего преобразователя практически совпадают с потерями в повышающем преобразователе и значительно меньше потерь в одностранзисторном понижающе-повышающем преобразователе, или каскадных понижающе-повышающих преобразователях. Например, при выходном напряжении 300 В потери на проводимость в таких преобразователях соответственно

Таблица 2. Действующее значение токов компонентов при минимальном и максимальном напряжении сети

$U_{сет}, В$	$I_{д(VT1)}, А$	$I_{д(VT2)}, А$	$I_{д(L1)}, А$	$I_{д(L2)}, А$
120	0,22	0,417	0,25	0,306
240	0,032	0,245	0,076	0,306

$U_H = 200 В; P_H = 100 Вт$

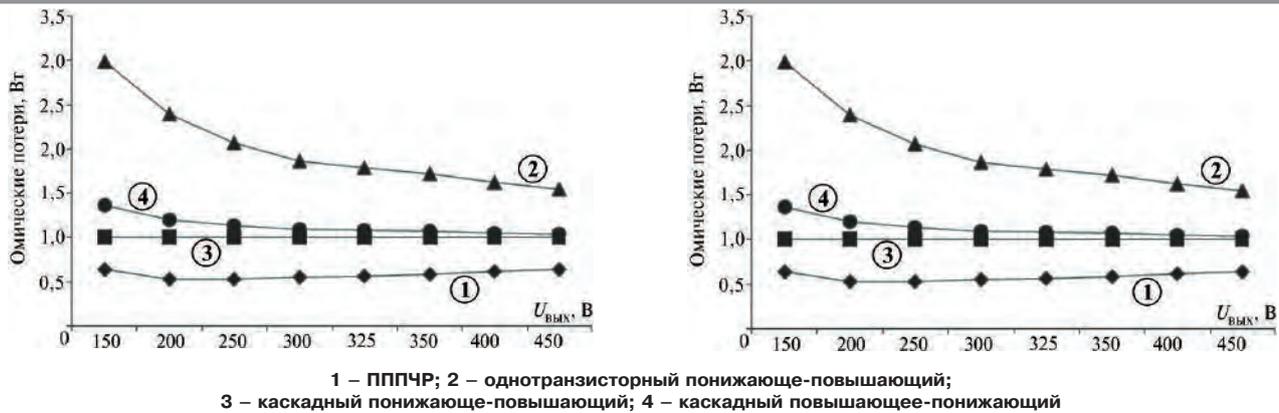


Рис. 5. Сравнение при наихудшем случае потерь на проводимость транзисторов (а) и омических потерь в дросселях (б)

в 1,78 и 2,15 раз больше, чем в рассматриваемой структуре ПППЧР.

Сравнение магнитных компонентов. Размеры дросселя определяются потерями в меди и вольт-секундами, приложенными к дросселю, при наихудшем случае.

Омические потери в дросселе. Наихудший случай омических потерь в дросселе возникает также при минимальном напряжении сети. Результаты расчета омических потерь в функции постоянного выходного напряжения, нормализованные относительно омических потерь в дросселе повышающего преобразователя в фиксированным выходным напряжением 450 В, приведены на рис. 5б. Омическое сопротивление всех дросселей принято одинаковым, поэтому сравнение проводилось по действующим значениям токов. Потери в ПППЧР значительно меньше, чем в других понижающе-повышающих структурах. При правильном выборе величины выходного постоянного напряжения эти потери могут быть на 50% ниже, чем омические потери в дросселе повышающего преобразователя.

Вольт-секунды, приложенные к дросселю. Вольт-секунды, приложенные к одностранзисторному понижающе-повышающему преобразователю, определяются как

$$u \cdot s = \frac{U \cdot U_m |\sin(\omega t)|}{U + U_m |\sin(\omega t)|} \cdot T_{\text{пер}} \quad (15)$$

В двухтранзисторном понижающе-повышающем преобразователе в одном из режимов дроссель может играть роль части фильтра нижних частот. В этом случае вольт-секунды, прикладываемые за время периода переключений, практически равны нулю. Когда величина входного напряжения меньше величины выходного, дроссель работает, как дроссель повышающего преобразователя, и вольт-секунды определяются согласно (9). При величине входного напряжения, большей величины выходного напряжения, дроссель работает, как дроссель понижающего преобразователя, и вольт-секунды определяются согласно (14).

Суммарное значение вольт-секунд, приложенных к дросселям повышающего преобразователя, а также одностранзисторного понижающе-повышающего и двухтранзисторного понижающе-повышающего преобразователей за половину периода сетевого напряжения, показаны на рис. 6. На рисунке изображены три кривые для разных входных напряжений при фиксированной частоте переключений, равной 100 кГц. Величина выходного напряжения одностранзисторного и двухтранзисторного понижающе-повышающих преобразователей составляет 325 В, а повышающего преобразователя – 450 В. Максимальное значение вольт-секунд, приложенных к дросселям всех двухтранзисторных понижающе-повышающих преобразователей наименьшее и равно $0,812 \cdot 10^3$ В·с, по сравнению с $1,8 \cdot 10^3$ В·с для всех одностранзисторных понижающе-повышающих преобразователей и $1,125 \cdot 10^3$ В·с для повышающего преобразователя.

В результате низких омических потерь и минимума максимальной величины прикладываемых вольт-секунд, дроссели в структуре ПППЧР имеют значительно меньшие габариты, по сравнению с другими понижающе-повышающими структурами и повышающим преобразователем.

Результаты экспериментальных исследований

Для подтверждения работоспособности рассматриваемой структуры создан экспериментальный макет преобразователя, схема которого показана на рис. 7. Индуктивности дросселей L1 и L2 выбраны такими, чтобы при полной нагрузке преобразователь работал в РНТ как при повышении, так и при понижении напряжения.

Для формирования сигналов управления с коэффициентом заполнения D_1 для силового ключа VT1 и D_2 для силового ключа VT2 используется одно управляющее напряжение ($U_{\text{упр}}$) рис. 8а. Временная зависимость установившегося значения напряжения $U_{\text{упр}}$ показана на рис. 8б. Это напряжение подается на вход схемы, имеющей два выхода ШИМ, на выходах которой формируются сигналы управления транзисто-

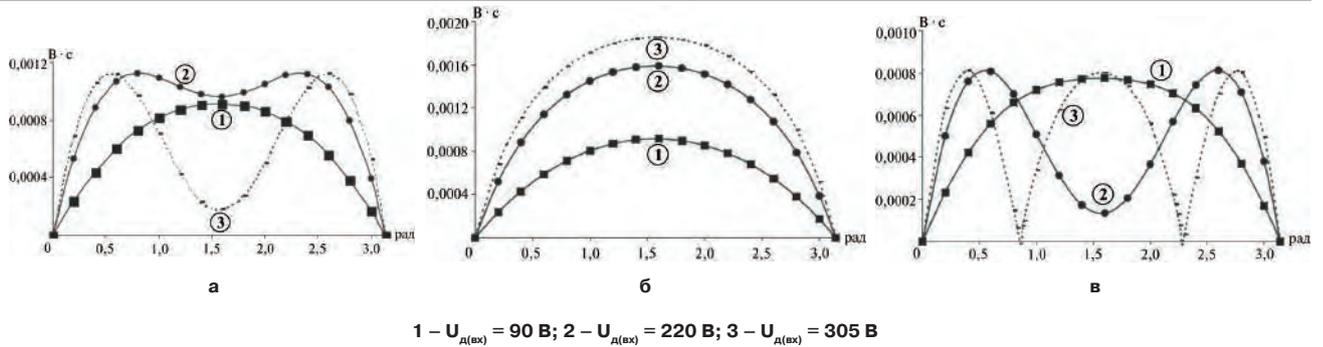


Рис. 6. Вольт-секунды, приложенные к дросселям структур: а – повышающей; б – однотранзисторной понижающе-повышающей; в – двухтранзисторной понижающе-повышающей

рами VT1 и VT2. Осциллограммы напряжения $U_{упр}$ показаны на рис. 9. Управление по среднему току используется для обеспечения работы устройства в режиме коррекции коэффициента мощности (ККМ).

Результаты экспериментальных исследований преобразователя мощность 100 Вт показаны на рис. 10. При малом значении действующего напряжения сети

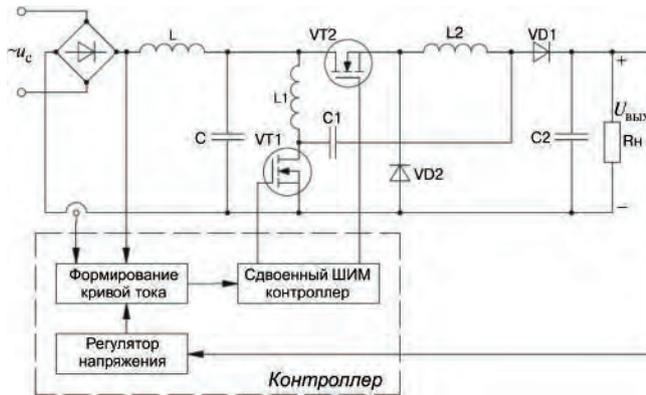


Рис. 7. Схема экспериментального ПППЧР: $L_1 = 1,1$ мГн; $L_2 = 2$ мГн; $C_1 = 2,25$ мкФ, $C_2 = 150$ мкФ, $f_{пер} = 100$ кГц; $U_{вых} = 200$ В

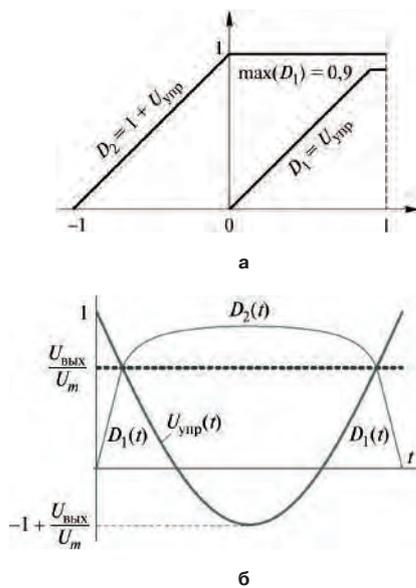


Рис. 8. Зависимость коэффициентов заполнения от $U_{упр}$ (а) и зависимость $U_{упр}(t)$ на половине периода напряжения сети (б)

(120 В) Преобразователь все время работает в режиме повышения (рис. 10а). При этом КПД преобразователя составляет 93,8%, коэффициент гармоник входного тока – 1,9%. При высоком повышенном действующем напряжении сети (240 В) в различные промежутки времени в течение половины периода сетевого напряжения преобразователь работает как в режиме повышения, так и понижения (рис. 10б). При этом КПД преобразователя составляет 93,8%, а коэффициент гармоник входного тока – 4,6%.

Зависимость КПД выпрямителя от действующего значения напряжения сети показана на рис. 11. Высокий КПД (более 93%) достигается во всем диапазоне изменения входного напряжения (90...264 В).

Заключение

Рассмотрена структура преобразователя, названного ПППЧР, для использования в устройствах кор-

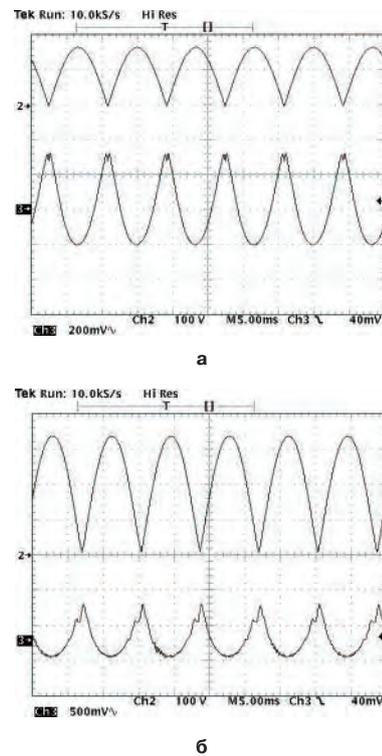


Рис. 9. Выпрямленное напряжение сети и напряжение управления при сетевом напряжении 120 В (а) и 240 В (б)

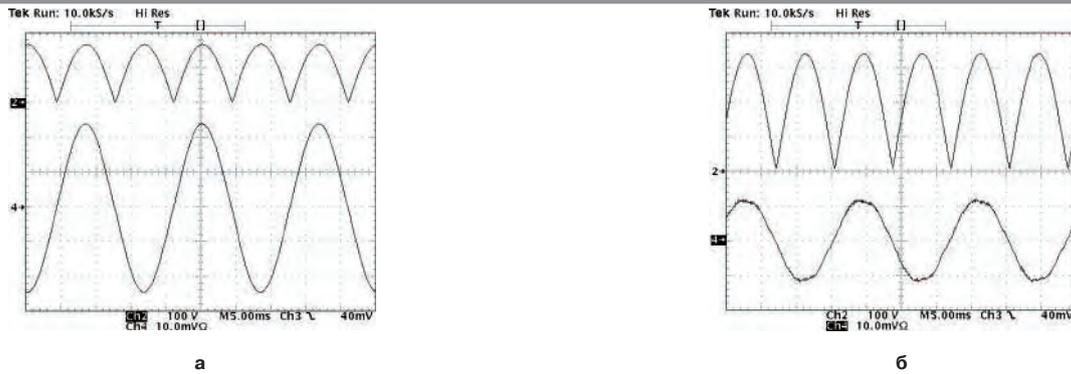


Рис. 10. Выпрямленное напряжение сети и потребляемый от сети ток при напряжении сети 120 В (а) и 240 В (б)

рекции коэффициента мощности. Преобразователь имеет преимущества по уровням перенапряжений на полупроводниковых компонентах, меньшие потери на проводимость в транзисторах и омические потери в дросселях, потенциально меньшие габариты дросселей. Кроме того, имеется возможность произвольного задания уровня выходного напряжения преобразователя. Высокий КПД (более 93% во всем диапазоне изменения напряжения сети) и низкий коэффициент гармоник потребляемого тока обеспечиваются как при повышенном, так и при пониженном напряжении сети.

Литература

1. Erikson R. Fundamentals of Power Electronics. – Kluwer, 1997, ch. 17.
2. Simonetti D. S. L., Sebastian J., Reis F. S., and Uceda J. Design Criteria for SEPIC and CUK Converters As Power Factor Preregulators in Discontinuous Mode. – IEEE IECON2, 1992, pp. 283–288.
3. Erikson R., Mdigan R., and Singer S. Design of a Simple High Power Factor Rectifier Based On The Flyback Converter. – IEEE APEC90, 1990, pp. 792–801.
4. Lopez O., L. Vicuna, M. Castilla, Matas J., and Lopez M. Sliding-Mode-Control Design of a High-Power-Factor- Buck-Boost Rectifier. – IEEE Trans. Indu. Elec., Vol. 46, No 3, June 1999, pp. 604–612.
5. Ghanem M. C., Al-Hassad K., and Roy G. A New Control Strategy to Achieve Sinusoidal Line In A Cascade

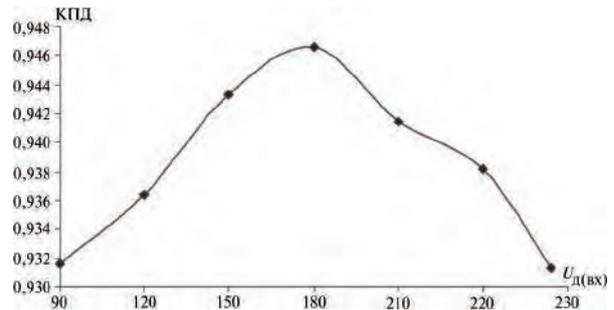


Рис. 11. Зависимость КПД ПППЧР от действующего напряжения сети

Buck-Boost converter. – IEEE Trans. Indu. Elec., Vol. 43, May1996, pp. 441–449.

6. Zhou D. Synthesis of PWM DC-to-DC Power Converters. – Ph. D. thesis, California Institute of Technology, October 1995.

Карзов Борис Николаевич, начальник отдела метрологии ЗАО “ММП-Ирбис”, тел.: 8(495) 273-43-08;

Кастров Михаил Юрьевич, к. т. н., главный инженер ЗАО “ММП-Ирбис”, тел. 8(495) 987-10-16, , e-mail: kastrov@mmp-irbis.ru;

Жикленков Дмитрий Викторович, ведущий специалист, ООО “Ирбис-Комплект”, тел.: 8(495) 987-10-16.

Г. М. Малышков

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МНОГОЗВЕННЫХ ФИЛЬТРОВ НИЖНИХ ЧАСТОТ

Метод структурных чисел позволяет относительно просто определять коэффициенты передачи напряжения и тока многоэлементных фильтров инверторов.

Сравнительный анализ многозвенных фильтров нижних частот удобно провести, используя метод структурных чисел. Структурное число имеет геометрическое изображение и обратное геометрическое изображение.

Принимаем следующие основные обозначения:

α_i – ребро, представляющее ветвь источника;

β_i – ребро, представляющее выходную ветвь;

A – структурное число, для которого граф служит обратным изображением;

$\partial A/\partial \alpha$ – алгебраическая производная структурного числа по элементу α_i ;

D_{β_i} – структурное однострочное число, состоящее из элементов какого-нибудь пути, соединяющего входные зажимы фильтра и не содержащего β_i ;

$\det A$ – детерминантная функция структурного числа;

$\text{sim}(A; B) = \det(A \cap B)$ – функция совпадения;

Z – множество импедансов фильтра.

Таблица вида

$$A = \begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} & \dots & \alpha_{1n} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} & \dots & \alpha_{2n} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \alpha_{m1} & \alpha_{m2} & \dots & \alpha_{mn} \end{bmatrix}$$

считается структурным числом, если выполнять следующие правила обращения с таблицей.

1. Два структурных числа равны, если содержат одинаковые элементы независимо от их расположения:

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 2 \\ 3 & 2 & 5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 5 & 1 & 1 \\ 2 & 3 & 2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & 2 & 3 \\ 1 & 5 & 1 \end{bmatrix}.$$

2. Сумма двух структурных чисел – структурное число, содержащее все столбцы этих чисел, за исключением одинаковых:

$$\begin{bmatrix} 2 & 3 & 4 \\ 7 & 5 & 7 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 3 & 2 & 5 \\ 0 & 7 & 4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & 3 & 4 & 3 & 2 & 5 \\ 7 & 5 & 7 & 0 & 7 & 4 \end{bmatrix} = \\ = \begin{bmatrix} 3 & 4 & 3 & 5 \\ 5 & 7 & 0 & 4 \end{bmatrix}.$$

3. Произведение двух структурных чисел – структурное число, столбцы которого суммы всех возможных комбинаций столбцов исходных чисел, исключая

наибольшее четное число одинаковых и тех, в которых какой-нибудь элемент повторяется:

$$\begin{bmatrix} 1 & 3 & 1 \\ 2 & 4 & 3 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 3 & 2 & 2 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 2 \\ 2 & 3 & 1 \\ 3 & 4 & 3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 \\ 3 \\ 4 \end{bmatrix}.$$

4. Выполняются следующие соотношения:

$$A + B = B + A;$$

$$AB = BA;$$

$$A(BC) = (AB)C;$$

$$A(B + C) = AB + AC.$$

5. Алгебраическая производная структурного числа $\partial A/\partial \alpha$ – структурное число, столбцы которого не содержат элемент (α).

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 5 & 4 \\ 2 & 3 & 3 & 3 \\ 4 & 2 & 7 & 1 \end{bmatrix}; \quad \frac{\partial A}{\partial 1} = \begin{bmatrix} 2 & 3 & 4 \\ 4 & 2 & 3 \end{bmatrix}; \quad \frac{\partial A}{\partial 4} = \begin{bmatrix} 1 & 3 \\ 2 & 1 \end{bmatrix}.$$

6. Обратная алгебраическая производная структурного числа $\partial A/\partial \alpha$ – структурное число, в котором столбцы, содержащие элемент (α), исключены:

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 5 & 4 \\ 2 & 3 & 3 & 3 \\ 4 & 2 & 7 & 1 \end{bmatrix}; \quad \frac{\delta A}{\delta 1} = \begin{bmatrix} 5 \\ 4 \\ 3 \end{bmatrix}; \quad \frac{\delta A}{\delta 4} = \begin{bmatrix} 1 & 5 \\ 3 & 3 \\ 2 & 7 \end{bmatrix}.$$

7. Определитель структурного числа

$$\det A = \det \begin{bmatrix} 1 & 4 & 7 \\ 2 & 5 & 8 \\ 7 & 8 & 4 \end{bmatrix} = 1 \cdot 2 \cdot 3 + 4 \cdot 5 \cdot 6 + 7 \cdot 8 \cdot 4.$$

8. Совпадение двух структурных чисел – структурное число, состоящее из общих столбцов:

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 3 & 5 \\ 2 & 4 & 6 \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} 5 & 2 & 4 \\ 3 & 1 & 1 \end{bmatrix}; \quad A \cap B = \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \end{bmatrix}.$$

9. Совпадение структурного числа по двум его ребрам (α, β):

$$\text{sim} \left(\frac{\partial A}{\partial \alpha}; \frac{\partial A}{\partial \beta} \right) = \det \left(\frac{\partial A}{\partial \alpha} \right) \cap \left(\frac{\partial A}{\partial \beta} \right).$$

10. Коэффициент передачи напряжения:

$$K_u = \frac{\text{sim} \left(\frac{\partial A}{\partial \alpha}; \frac{\partial A}{\partial \beta} \right) \cdot Z_{\beta}}{\det A},$$

где α – ребро, содержащее источник ЭДС;
 β – ребро, содержащее импеданс Z_β , по отношению к которому определяют коэффициент передачи напряжения.

Тогда для режима холостого хода:

$$K_u = \frac{\text{sim}\left(\frac{\partial A}{\partial \alpha}; D_\beta; A\right)}{\det A},$$

а для режима холостого хода и идеального источника ЭДС

$$K_U = \frac{\text{sim}(AD_\alpha; AD_\beta)}{\det(AD_\alpha)},$$

где D_α – структурное число между узлами, к которым подключен идеальный источник ЭДС;

D_β – структурное число между узлами, к которым подключена нагрузка.

10. Коэффициент передачи тока:

$$K_I = \frac{\text{sim}\left(\frac{\partial A}{\partial \alpha}; \frac{\partial A}{\partial \beta}\right)}{\det \frac{\partial A}{\partial \alpha}}.$$

11. Входное сопротивление:

$$Z_{\text{вх}} = \frac{\det \frac{\delta A}{\delta \alpha}}{\det \frac{\partial A}{\partial \alpha}}.$$

Многозвенный фильтр нижних частот показан на рис. 1. Фильтры нижних частот и их геометрические изображения в виде структурных чисел показаны на рис. 2.

Для режима холостого хода будем использовать формулу:

$$K_U = \frac{\text{sim}\left(\frac{\partial A}{\partial \alpha}; D_\beta; A\right)}{\det A}.$$

Структурные единичные числа рис. 2 соответственно равны (холостой ход):

$$[1] = 1/pC_1; [2] = pL_1; [3] = 1/pC_2; [4] = pL_2;$$

$$[5] = 1/pC_3; [6] = pL_3; [7] = 1/pC_4; [8] = pL_4;$$

Для однозвенного ФНЧ:

$$K_{1U} = \frac{[1]}{[1 \ 2]} = \frac{1/pC_1}{1/pC_1 + pL_1}.$$

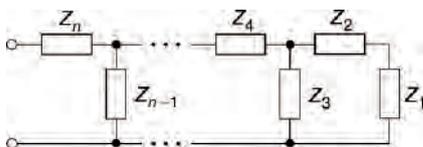


Рис. 1. Многозвенный фильтр нижних частот

Для двухзвенного ФНЧ:

$$K_{2U} = \frac{[1][3]}{[1 \ 2 \ 3][3 \ 4]} = \frac{[1][3]}{[4][1 \ 2 \ 3] + [3][1 \ 2]} = \frac{(1/pC_1)(1/pC_2)}{pL_2(1/pC_1 + pL_1 + 1/pC_2) + (1/pC_2)(1/pC_1 + pL_1)};$$

$$K_{2U} = \frac{1}{1 + p^2(L_1C_1 + L_2C_2 + L_2C_1) + p^4L_1L_2C_1C_2}.$$

Для четырехзвенного ФНЧ:

$$K_{4U} = \frac{[1][3][5][7]}{[1 \ 2 \ 3][3 \ 4 \ 5][5 \ 6 \ 7][7 \ 8]}.$$

В общем случае при стабилизации выходного напряжения в процессе регулирования амплитуды основной гармоники на входе фильтра одновременно изменяются и амплитуды высших гармоник. Качество выходного напряжения изменяется в процессе стабилизации и практически во всем диапазоне регулирования будет лучше заданного, т. е. фильтрующие свойства фильтра оказываются избыточными. Принято считать, что наихудшее ослабление высших гармоник фильтр имеет на холостом ходу, но это не означает, что качество выходного напряжения будет хуже в режиме холостого хода.

Множество однозвенных фильтров, составленных из различных по величинам индуктивностей дросселей и емкостей конденсаторов, будут иметь одинаковые фильтрующие свойства в режиме холостого хода, если их резонансные частоты равны. Выбор конкретных величин элементов фильтра можно проводить с учетом сопротивления нагрузки, минимизируя относительную мощность фильтра. Коэффициент передачи однозвенного фильтра в режиме холостого хода однозначно определяется квадратом относительной резонансной частоты фильтра. В качестве критерия подобия фильтра низкой частоты принимаем квадрат относительной резонансной частоты однозвенного фильтра.

Двух-, трех-, четырех- и т. д. звенный фильтр имеет соответственно 3, 6, 10 и т. д. комбинаций, составляющих однозвенные фильтры. Используя относительные величины, любой фильтр нижних частот можно привести к единому критерию подобия. В этом случае все фильтры можно оценивать по единой шкале квадрата относительной резонансной частоты однозвенного фильтра. Суммарная индуктивность и суммарная емкость фильтра многозвенного фильтра будут соответственно определяться как

$$L = \sum_i L_i; C = \sum_i C_i;$$

$$M = \omega_1^2 LC. \tag{1}$$

При этом сохраняется произвольное распределение величин элементов по звеньям фильтра.

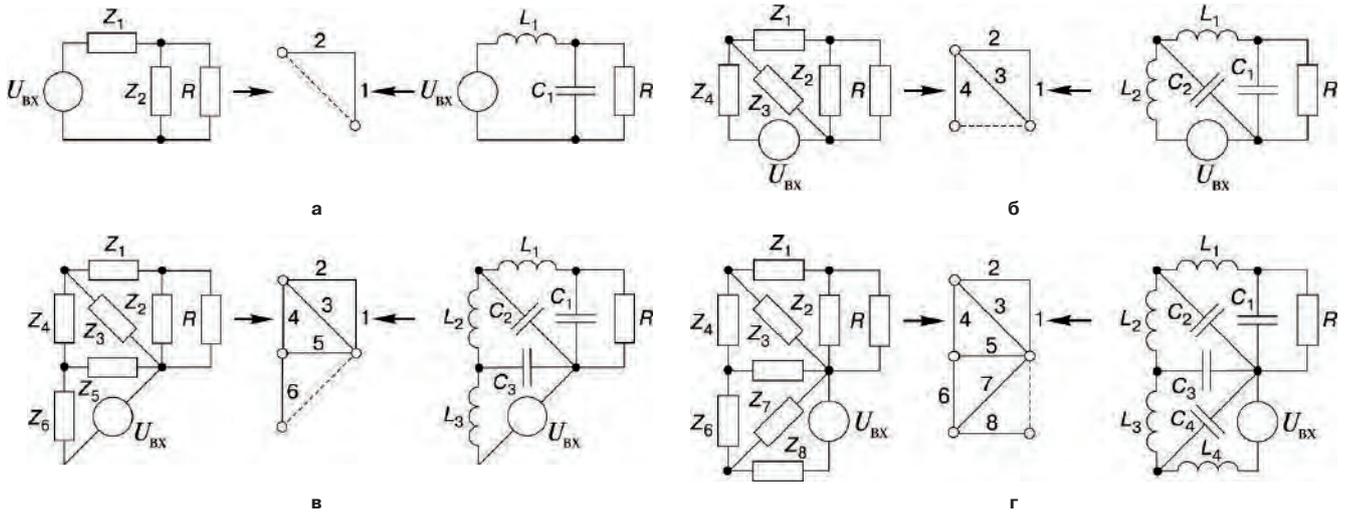


Рис. 2. Фильтры нижних частот и их графы: а – однозвенный; б – двухзвенный; в – трехзвенный; г – четырехзвенный

Для удобства сравнения фильтров однозвенный фильтр будем дополнять конденсатором, величина которого может принимать как положительные значения, так и отрицательные. В тех точках шкалы, где величина емкости этого конденсатора равна нулю, фильтры равноценны по фильтрующим свойствам на холостом ходу. Далее следует для этой точки определить параметры элементов при минимизации мощностей фильтров и провести более детальный анализ фильтрующих свойств с учетом изменения спектра во всем диапазоне регулирования амплитуды основной гармоники. Перестановка звеньев фильтра не меняет результата.

Схемы многозвенных ФНЧ показаны на рис. 3. ЛАХ многозвенных ФНЧ, показанных на рис. 3, приведены на рис. 4.

В режиме холостого хода передаточные функции ФНЧ можно записать в следующем виде:

➤ для однозвенного ФНЧ:

$$K_1(n) = \frac{1}{1 - n^2 M}; \quad (2)$$

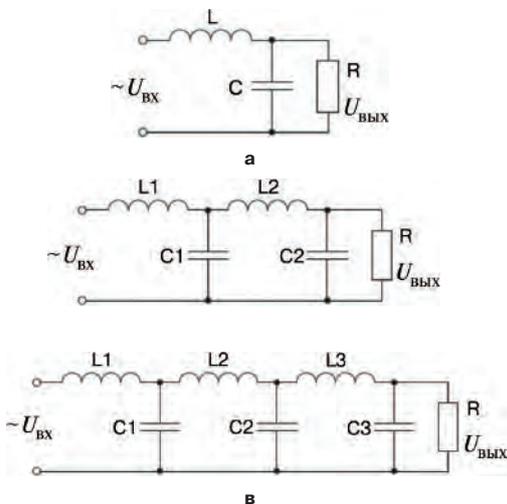


Рис. 3. Фильтры нижних частот (ФНЧ): однозвенный (а); двухзвенный (б); трехзвенный (в)

➤ для двухзвенного ФНЧ:

$$K_2(n) = \frac{1}{1 - \frac{3}{4}n^2 M + \frac{1}{16}n^4 M^2}; \quad (3)$$

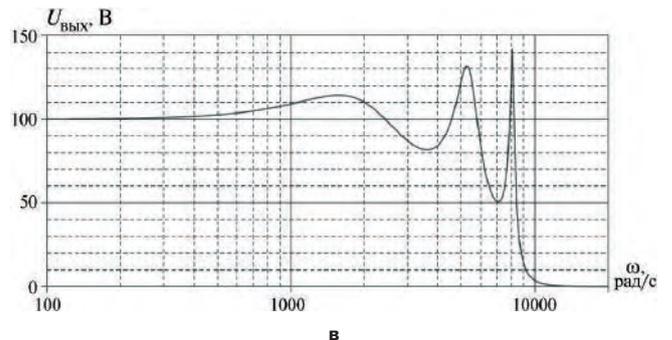
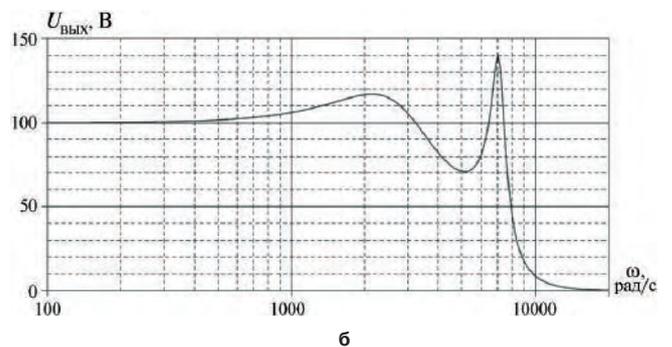
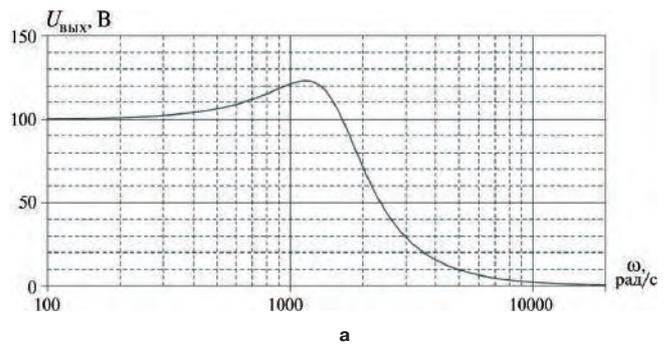


Рис. 4. ЛАХ многозвенных ФНЧ: однозвенного (а), двухзвенного (б), трехзвенного (в)

► для трехзвенного ФНЧ:

$$K_3(n) = \frac{1}{1 - \frac{6}{9}n^2M + \frac{5}{81}n^4M^2 - \frac{1}{729}n^6M^3}; \quad (4)$$

► для четырехзвенного ФНЧ:

$$K_4(n) = \frac{1}{1 - \frac{10}{16}n^2M + \frac{15}{16^2}n^4M^2 - \dots - \frac{7}{16^3}n^6M^3 + \frac{1}{16^4}n^8M^4}. \quad (5)$$

Ослабление первой низшей из высших гармонических составляющих (с номером N) будет происходить при следующих условиях:

- для однозвенного ФНЧ: $N^2 M \gg 1$;
- для двухзвенного ФНЧ: $N^2 M \gg 12$;
- для трехзвенного ФНЧ: $N^2 M \gg 45$;
- для четырехзвенного ФНЧ: $N^2 M \gg 112$.

Эти неравенства приходится выполнять только за счет улучшения спектрального состава многоимпульсно-го напряжения, т. е. увеличивая N .

Сравнение ЛАХ проведено при $M = 0,04$. Это значит, что для однозвенного ФНЧ в режиме холостого хода резонансная частота совпадает с пятой гармоникой, рис. 5–7.

Сравнение однозвенного ФНЧ с двухзвенным. Обозначим критерий подобия двухзвенного ФНЧ

$$M_2 = \omega_1^2 LC = \omega_1^2 (L_1 + L_2)(C_1 + C_2). \quad (6)$$

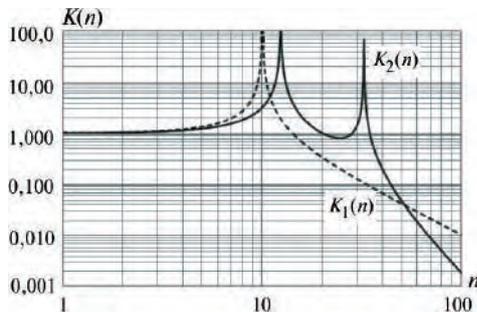


Рис. 5. Сравнение ЛАХ однозвенного ($K_1(n)$) и двухзвенного ($K_2(n)$) ФНЧ

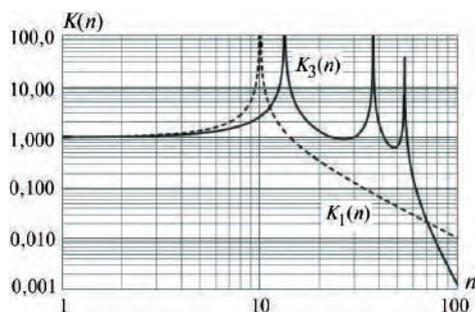


Рис. 6. Сравнение ЛАХ однозвенного ($K_1(n)$) и трехзвенного ($K_3(n)$) ФНЧ

Дополнительно обозначим:

$$b = L_1/L_2; \quad c = C_1 + C_2; \\ A = \frac{bc}{(1+b)(1+c)}; \quad B = \frac{1}{(1+b)(1+c)}.$$

Запишем коэффициент передачи двухзвенного ФНЧ для выбранной гармоники N :

$$K_2 = \frac{1}{1 - N^2 M(1 - B) + N^4 M^2 A}. \quad (7)$$

Практический интерес представляют следующие варианты:

- 1) $b = c = 1$; $L_1 = L_2$; $C_1 = C_2$;
- 2) $b = c > 1$; $L_1 < L_2$; $C_1 > C_2$;
- 3) $b > 1$; $c > 1$; $L_1 < L_2$; $C_1 > C_2$;
- 4) $b > 1$; $c = 1/b$; $L_1 < L_2$; $C_1 < C_2$;
- 5) $b > 1$; $c < 1/b$; $L_1 < L_2$; $C_1 < C_2$.

Критерий подобия однозвенной конфигурации с учетом вариации величины емкости конденсатора

$$M_1 = \omega_1^2 L(C \pm \Delta C) = M_2 \pm \Delta M. \quad (8)$$

Принимаем, что входное напряжение содержит основную и одну высшую гармонику. Качество выходного напряжения оценим коэффициентом гармоник по гармоникам

$$k_\Gamma = \frac{Y_N K_N}{Y_1 K_1}, \quad (9)$$

где Y – амплитуда гармоники.

Если выбрать параметры так, что оба фильтра будут одинаково ослаблять высшую гармонику, то качества выходных напряжений могут отличаться друг от друга, так как амплитуда основной гармоники будет передаваться с различными коэффициентами.

Проводя сравнение по коэффициенту гармоник, получаем, что

$$\Delta M \approx 1 - \frac{N^2 - 1}{N^2 - 1 - 2N^2 M(1 - B) + AN^4 M^2}, \quad (10)$$

т. е. не учтены члены второго порядка малости.

Однозвенная и двухзвенная конфигурация фильтра нижних частот равноценны при $\Delta M = 0$:

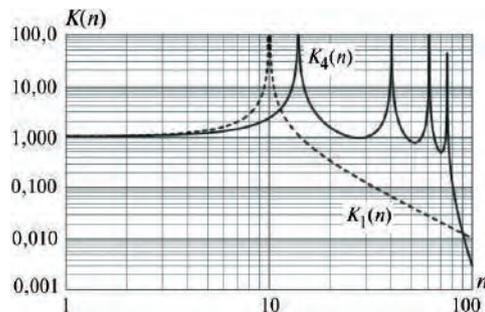


Рис. 7. Сравнение ЛАХ однозвенного ($K_1(n)$) и четырехзвенного ($K_4(n)$) ФНЧ

$$N^2 M = \frac{1-B}{A} \pm \sqrt{\left(\frac{A-B}{A}\right)^2 - \frac{2}{A}}. \quad (11)$$

Однозвенная конфигурация требует меньшей величины суммарной емкости конденсаторов при $\Delta M < 0$. В этом случае

$$N^2 M < \frac{1-B}{A} + \sqrt{\left(\frac{A-B}{A}\right)^2 - \frac{2}{A}}; \quad (12)$$

$$N^2 M > \frac{1-B}{A} - \sqrt{\left(\frac{A-B}{A}\right)^2 - \frac{2}{A}}. \quad (13)$$

Однозвенная конфигурация требует большей величины суммарной емкости конденсаторов при $\Delta M > 0$:

$$N^2 M < \frac{1-B}{A} - \sqrt{\left(\frac{A-B}{A}\right)^2 - \frac{2}{A}}; \quad (14)$$

$$N^2 M > \frac{1-B}{A} + \sqrt{\left(\frac{A-B}{A}\right)^2 - \frac{2}{A}}. \quad (15)$$

Например, при $L_1 = L_2$, $C_1 = C_2$ получаем:

при $M = 0$; $M_1 = M_2$; $N^2 M = 1,4; 22,6$;

при $\Delta M < 0$; $M_1 < M_2$; $1,4 < N^2 M < 22,6$;

при $\Delta M > 0$; $M_1 > M_2$; $1,4 > N^2 M$, $N^2 M > 22,6$.

Таким образом, если требуемый фактор подавления (коэффициент подобия) высшей гармоники меньше 22,6, то переход к однозвенной конфигурации позволяет уменьшить величину суммарной емкости конденсатора.

Выводы

Многозвенные конфигурации ФНЧ целесообразно использовать для ослабления гармоник с достаточно большими номерами при коэффициенте гармоник выходного напряжения существенно меньшим 0,05. Практически требуемая величина фактора подавления равна приблизительно десяти.

Литература

1. Беллерт А., Возняцки Г. Анализ и синтез электрических цепей методом структурных чисел. — Изд-во "МИР", 1972. 322 с.

2. Бедфорд Б., Хофт Р. Теория автономных инверторов. — М.: Энергия, 1969. 280 с.

Б. Н. Карзов, И. Н. Соловьев, Е. И. Ходырев

ПРЯМОХОДОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ В РЕЖИМЕ ШИМ С РЕЗОНАНСНЫМ РАЗМАГНИЧИВАНИЕМ

Рассмотрен способ размагничивания прямоходового преобразователя постоянного напряжения (ПП) в режиме ШИМ, при котором размагничивающая обмотка и диод, используемые в традиционных преобразователях, заменены внешним конденсатором, включенным параллельно с выпрямительным диодом на вторичной стороне трансформатора. При такой замене линейный процесс размагничивания традиционного ПП становится резонансным. Приведено сравнение теоретических характеристик прямоходового преобразователя с резонансным размагничиванием (ППРР) с характеристиками традиционного ПП и результаты экспериментальных исследований преобразователя

Схема традиционного прямоходового преобразователя постоянного напряжения в режиме ШИМ на основе понижающего преобразователя, обычно используемого в качестве импульсного преобразователя в устройствах небольшой мощности, показана на рис. 1. Такая схема достаточно проста и имеет преимущество по показателям затрат себестоимости. В такой схеме необходимо размагничивание сердечника трансформатора, когда разомкнут основной силовой ключ S , чтобы избежать насыщения сердечника, вызываемого явлением накопления магнитного потока. Для предотвращения насыщения сердечника и ограничения перенапряжений на силовом ключе применяются дополнительные обмотки и цепи.

При относительно высокой частоте переключений, например 500 кГц или более, размагничивание сердечника трансформатора может быть обеспечено резонансным способом за счет использования паразитных параметров [4]. В этом случае индуктивность намагничивания трансформатора и паразитные емкости силовых ключей образуют на трансформаторе

параллельный резонансный контур. Связь между этими параметрами компонентов схемы и временем размагничивания трансформатора получена с помощью аналитических выражений для токов и напряжений ПП для всех возможных рабочих состояний [4].

Одним из существенных недостатков резонансного размагничивания сердечника трансформатора при использовании паразитных параметров является то, что эти паразитные параметры можно использовать достаточно эффективно только на высоких частотах переключения. Кроме того, величина паразитных емкостей сильно зависит от используемых в схеме силовых полупроводниковых приборов и уровней рабочих напряжений. Таким образом, регулирование соответствующих резонансных колебаний представляет определенную трудность.

В статье рассмотрен и проанализирован иной способ процесса размагничивания традиционного ПП. Вместо обмотки размагничивания (w_{PM}) и диода $VD1$ (рис. 1) в схему ППРР (рис. 2) для размагничивания сердечника трансформатора $TV1$ на вторичной стороне введен внешний конденсатор C_{PM} , установленный параллельно диоду $VD1$. Установка конденсатора параллельно диоду на вторичной стороне трансформатора, а не параллельно силовому ключу позволяет возвращать накопленную в нем энергию обратно в индуктивность намагничивания трансформатора без дополнительного рассеяния мощности. Таким образом, достигается резонансное размагничивание, а не линейное. Следовательно, такую структуру можно назвать “прямоходовой преобразователь с резонансным размагничиванием” (ППРР). Далее рассмотрены влияние внешнего конденсатора, паразитных емкостей силового ключа и индуктивности рассеяния трансформатора на работу преобразователя и результаты

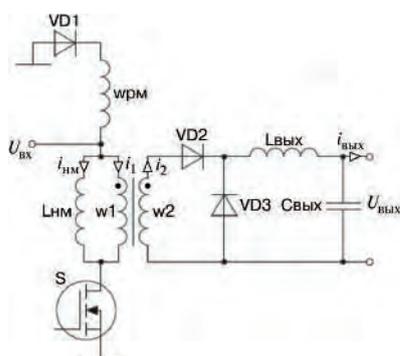


Рис. 1. Схема традиционного прямоходового преобразователя

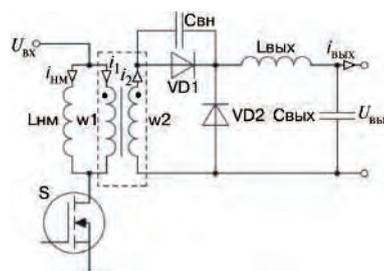


Рис. 2. Структура ППРР

экспериментального исследования ППРР мощностью 60 Вт и рабочей частотой 333 кГц.

Процессы намагничивания и размагничивания в ППРР

Процесс намагничивания и размагничивания традиционного ПП. Период переключений традиционного ПП может быть разбит на три интервала (рис. 3):

- намагничивание $[0, t_1]$;
- размагничивание $[t_1, t_2]$;
- пауза $[t_2, T_{пер}]$.

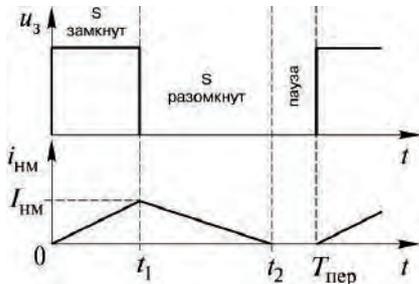


Рис. 3. Ток намагничивания традиционного ПП за период переключений

На интервале замкнутого состояния ключа энергия передается от первичной обмотки трансформатора ко вторичной. Этот интервал называется интервалом намагничивания, в течение которого трансформатор намагничивается линейно нарастающим током (рис. 3). В конце этого интервала ток, протекающий через индуктивность намагничивания можно рассчитать следующим образом:

$$i_{нм}(t) = \frac{1}{L_{нм}} \int_0^{t_1} U_{вх} dt = \frac{U_{вх} t}{L_{нм}} \quad (1)$$

Поскольку во время процесса намагничивания сердечника рабочая точка смещается по петле гистерезиса в одном направлении, ее необходимо привести в исходное состояние, до того как она снова начнет смещаться в том же направлении во время следующего периода переключений, чтобы избежать насыщения сердечника за счет явления накопления магнитного потока [1–3]. Приведение сердечника в исходное состояние происходит на интервале размагничивания, когда силовой ключ разомкнут, и отсутствует передача энергии от входа к выходу. На этом интервале трансформатор ПП размагничивается с помощью третьей дополнительной обмотки, соединенной с первичной обмоткой и называемой обмоткой размагничивания, и размагничивающего диода. Чтобы обеспечить необходимое время размагничивания, максимальный коэффициент заполнения управляющих импульсов силового ключа ограничивается значением 0,5, а максимальное напряжение, приложенное к закрытому ключу величиной $-2U_{вх}$.

В течение этого интервала размагничивания энергия, накопленная в трансформаторе, полнос-

тью возвращается во входной источник через размагничивающую обмотку до тех пор, пока сердечник не размагнитится полностью ($t = t_2$). Поскольку трансформатор размагничивается линейно спадающим током, выражение для тока размагничивания можно получить, используя начальное значение $i_{рм}(t_1) = i_{нм}(t_1) = I_{нм}$:

$$i_{рм}(t) = \frac{I_{нм} w_1}{w_{рм}} - \frac{U_{вх} t}{L_{нм} \left(\frac{w_{рм}}{w_1} \right)^2}, \quad (2)$$

где w_1 и $w_{рм}$ — число витков первичной и размагничивающей обмоток соответственно.

В течение интервала паузы трансформатор полностью размагнитен, и диод VD1 заперт. Выходное напряжение обеспечивается LC-фильтром. Временные диаграммы, поясняющие принцип работы традиционного ПП, показаны на рис. 4.

Ток намагничивания ПП за один период переключений однонаправленный, и, следовательно, характеристика намагничивания трансформатора ПП находится в первом квадранте. Это можно считать одним из главных недостатков ПП в случаях, когда магнитная рабочая точка выбрана вблизи области насыщения для уменьшения габаритов трансформатора.

Процесс намагничивания и размагничивания ППРР.

Сначала проведем анализ работы ППРР без учета влияния всех паразитных элементов, считая емкость внешнего конденсатора большей, чем паразитные емкости. Намагничивание и размагничивание сердечника осуществляются следующим образом. Сначала, когда силовой ключ замкнут, трансформатор намагничивается линейно нарастающим током, как и в традиционном ПП. На этом интервале ток протекает через диод на вторичной стороне преобразователя, и напряжение на внешнем конденсаторе приблизительно равно нулю. Эквивалентная схема для этого интервала показана на рис. 5а.

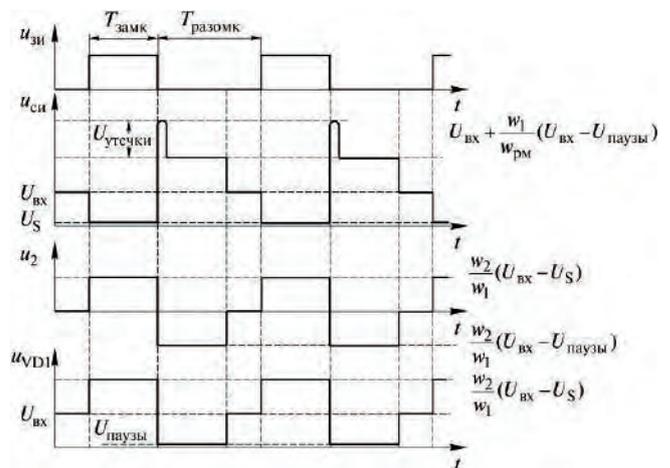


Рис. 4. Временные диаграммы, поясняющие работу традиционного ПП

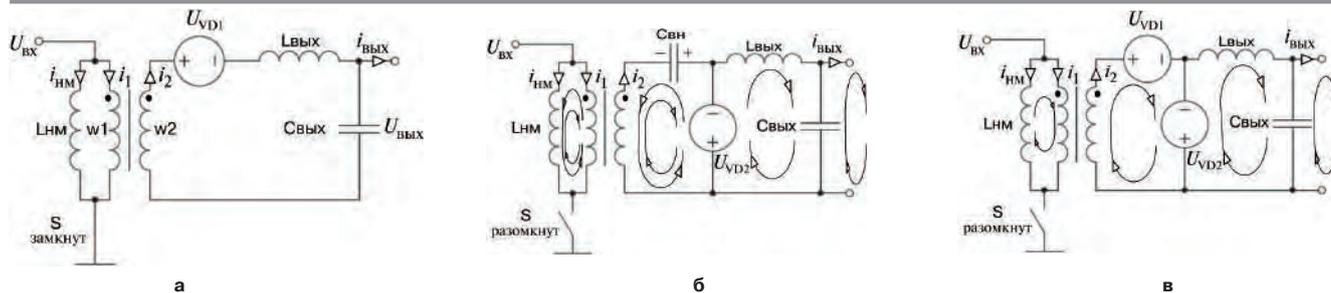


Рис. 5. Эквивалентные схемы ППРП при замкнутом и разомкнутом состояниях силового ключа: а – силовой ключ замкнут; б – резонансный интервал при разомкнутом силовом ключе (VD1 – открыт, VD2 – закрыт); в – интервал свободной проводимости при разомкнутом силовом ключе (VD1 – закрыт, VD2 – открыт)

Когда силовой ключ размыкается, напряжение сток-исток ключа резко возрастает до величины $U_{ВХ}$. Когда напряжение на силовом ключе начинает превышать напряжение $U_{ВХ}$, диод VD1 на вторичной стороне преобразователя запирается, а свободно проводящий диод VD2 отпирается. Эквивалентная схема для этого интервала показана на рис. 5б. При этом по резонансной цепи, образованной параллельным контуром индуктивности намагничивания трансформатора ($L_{НМ}$) и внешним конденсатором ($C_{ВН}$), начинает протекать синусоидальный размагничивающий ток. Конденсатор $C_{ВН}$ заряжается резонансно до максимальной величины тока $I_{НМ}$ ($L_{НМ}/C_{ВН})^{1/2}$ в полярности, показанной на рис. 5б, а затем снова разряжается до нуля. Выражения для резонансного размагничивающего тока и напряжения заряда на интервале, когда силовой ключ заперт, диод VD1 закрыт, а диод VD2 открыт записываются следующим образом.

Поскольку $i_{рм}(0) = I_{НМ}$, $di_{рм}(0)/dt = 0$ и $u_{СВН}(0) = 0$, получаем

$$\begin{aligned} i_{рм}(t) &= I_{НМ} \cos[\omega_c(t)]; \\ u_{СВН}(t) &= I_{НМ} \sqrt{\frac{L_{НМ}}{C_{ВН}}} \sin[\omega_c(t)]. \end{aligned} \quad (3)$$

где $\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_{НМ} n^2 C_{ВН}}}$; $I_{НМ} = \frac{U_{ВХ}}{2L_{НМ}}$.

Трансформатор продолжает намагничиваться в обратном направлении синусоидальным током до тех пор, пока напряжение на силовом ключе не снизится до величины $U_{ВХ}$, а напряжение на внешнем конденсаторе достигает почти нулевого значения, когда снова отпирается диод VD1 (рис. 5в). После этого ток намагничивания остается постоянным при максимальном отрицательном значении $I_{НМ}$ и циркулирует во вторичной цепи по контуру, образованному диодом VD1 и свободно проводящим диодом VD2, до начала следующего периода переключений.

Нужно отметить, что внешний конденсатор $C_{ВН}$, включенный параллельно диоду VD1 не вызывает дополнительного рассеяния энергии, так как в конце резонансного интервала размагничивания он передает энергию, накопленную в начале резонансного интервала обратно в индуктивность намагничивания.

Для реализации такого же процесса размагничивания можно также использовать внешний конденсатор, подключенный параллельно силовому ключу (МДП-транзистору). Но это приведет к существенному увеличению рассеиваемой энергии ($0,5 \cdot C_{ВХ} U^2 \cdot T_{пер}$) во время открытого состояния силового транзистора.

Результаты моделирования

Схема модели ППРП и результаты моделирования с помощью программы *OrCAD* приведены на рис. 6а и б соответственно. Параметры преобразователя: $U_{ВХ \min} = 17 \text{ В}$; $U_{ВХ \max} = 45 \text{ В}$; $I_{ВЫХ \min} = 0,5 \text{ А}$, $I_{ВЫХ \max} = 5 \text{ А}$; $U_{ВЫХ} = 12 \text{ В}$; $f_{пер} = 333 \text{ кГц}$. Из приведенных результатов видно, что как только напряжение на силовом ключе достигает величины $U_{ВХ}$, в контуре, образованном индуктивностью намагничивания и конденсатором $C_{ВН}$, начинается резонанс, и весь ток намагничивания протекает по вторичной обмотке трансформатора.

Влияние паразитной емкости, индуктивности рассеяния и $S_{вх}$ на работу ППРП

Основные паразитные элементы ППРП, которые способствуют процессу размагничивания сердечника трансформатора

- индуктивность рассеяния трансформатора;
- выходная емкость силового ключа;
- паразитная емкость диода на вторичной стороне;
- паразитные емкости трансформатора.

На интервале разомкнутого состояния силового ключа эквивалентную схему первичной стороны преобразователя можно представить в виде, показанном на рис. 7, поскольку диод на вторичной стороне запирается, как только напряжение на сток-исток превысит напряжение $U_{ВХ}$. Эту цепь можно рассматривать, как контур с двумя резонансными частотами. Основной резонанс, используемый для размагничивания трансформатора возникает на более низкой частоте в контуре, образованном индуктивностью намагничивания ($L_{НМ}$) и конденсатором $C_{ВН}$ и паразитными емкостями силового ключа C_s и диодов на вторичной стороне $C_{сд}$.

Паразитный резонанс возникает на значительно более высокой частоте в контуре, образованном индуктивностью рассеяния трансформатора и последо-

вательно соединенными паразитными емкостями силового ключа и диодов вторичной стороны с внешним конденсатором $C_{вн}$. Возникновение такого высокочастотного резонанса нежелательно, поскольку он становится источником электромагнитных помех.

Эти связанные между собой резонансные частоты можно определить следующим образом. Считая, что индуктивность рассеяния (L_p) значительно меньше индуктивности намагничивания (L_{HM}), параллельно

соединенные конденсаторы C_d и C_s образуют резонансный контур с L_{HM} . Низкочастотная резонансная составляющая определяется как

$$Z_{pH} = \sqrt{\frac{L_{HM}}{C_S + C_d}}; \omega_{pH} = \frac{1}{\sqrt{L_{HM}(C_S + C_d)}}. \quad (4)$$

Для определения высокочастотной резонансной составляющей реактивное сопротивление обмотки намагничивания можно считать бесконечно большим. При таком допущении для высокочастотного резонанса можно рассматривать контур, в котором резонанс происходит в цепи, образованной индуктивностью рассеяния и последовательно соединенными конденсаторами C_s и C_d . Тогда

$$Z_{pB} = \sqrt{\frac{L_p(C_S + C_d)}{C_S C_d}}; \omega_{pB} = \sqrt{\frac{C_S + C_d}{L_{HM} C_S C_d}}. \quad (5)$$

Высокочастотная резонансная составляющая затухает в течение нескольких периодов, поскольку энергия, накопленная в индуктивности рассеяния, расходуется в омическом сопротивлении обмоток трансформатора и соединительных проводов.

Схема модели ППРР показана на рис. 8. Параметры ППРР: $U_{вх\ min} = 17\ В$; $U_{вх\ max} = 45\ В$; $I_{вых\ min} = 0,5\ А$; $I_{вых\ max} = 5\ А$; $U_{вых} = 12\ В$; $f_{пер} = 333\ кГц$. Результаты моделирования с учетом всех паразитных компонентов приведены на рис. 9. Влияние величины емкости на

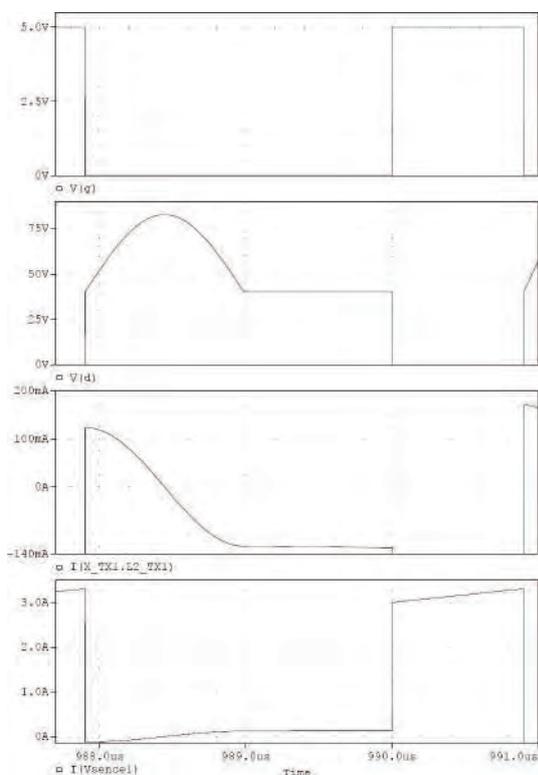
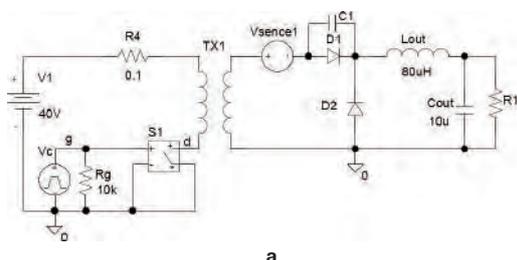


Рис. 6. Модель ППРР (а) и результаты моделирования (б)

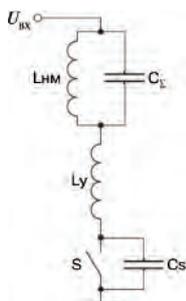


Рис. 7. Эквивалентная схема первичной цепи ППРР с паразитными компонентами

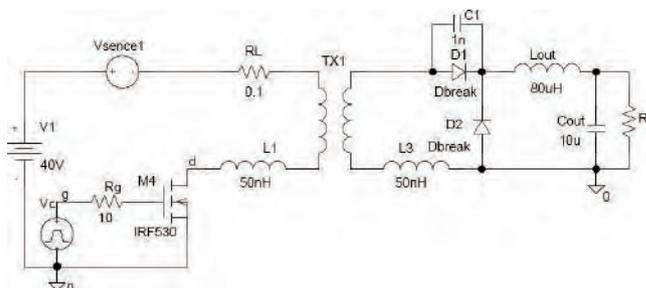


Рис. 8. Модель ППРР с учетом паразитных компонентов

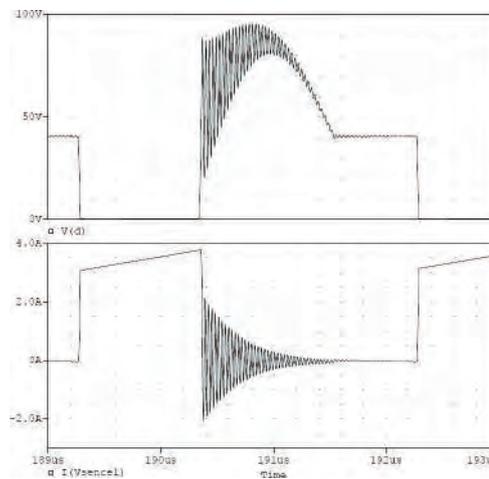


Рис. Результаты моделирования

вторичной стороне преобразователя ($C_{эк}$) частоту паразитного резонанса, приведено в таблице 1.

Индуктивность намагничивания трансформатора не оказывает влияния на паразитный резонанс, вследствие того, что частота этого резонанса (≈ 30 МГц для моделируемого ППРР) значительно выше резонансной частоты размагничивания (≈ 1 МГц). Доминирующая емкость при паразитном резонансе зависит от различных параметров устройства, например его размеров, компоновки схемы, типа полупроводниковых приборов и рабочего напряжения. Изменения выходных емкостей полупроводниковых компонентов в зависимости от напряжения смещения для рассматриваемых ПП и ППРР приведены в таблице 2.

Таблица 1

$C_{эк}, \text{пФ}$	$f_{рез}, \text{МГц}$
0	36,7
220	31,8
330	29,8
560	28,8
1000	27,9
2700	26,9

Таблица 2

$U_{св}, \text{В}$	$C_{с}, \text{пФ}$
0	2250
10	490
30	293
50	230
70	195

Сравнение ППРР и ПП

Для сравнительного анализа были созданы ПП и ППРР с одинаковыми параметрами и идентичной компоновкой. Характерные осциллограммы ППРР, например, напряжения сток-исток силового транзистора и напряжений и токов на вторичной стороне преобразователя получены для различных режимов работы и проведено их сравнение с теоретическими результатами.

Типовые осциллограммы для ППРР и ПП показаны на рис. 10. В целом, получено хорошее совпадение результатов моделирования и эксперимента. Рассмотрение напряжения ток-исток показывает, что в экспериментальном образце затухание паразитного резонанса происходит быстрее, чем при моделировании. Этот факт объясняется тем, что при

моделировании не учитывалось затухание, вызванное сопротивлением магнитного материала сердечника. Тем не менее, этот эффект оказывает влияние на работу силовых ключей преобразователей на паразитных резонансных частотах (≈ 33 МГц).

На практике коэффициент заполнения ПП обычно ограничивают значением 0,5. Следовательно, сравнение ПП и ППРР проведено в предположении, что для обоих преобразователей максимальный коэффициент заполнения равен 0,5, а длительность интервала размагничивания составляет половину длительности периода переключений при минимальном значении входного напряжения ($U_{вх\ min}$). Таким образом, период резонанса ППРР постоянен ($T_p = 0,5 T_{пер}$), а максимальное значение напряжения при резонансе определяется как

$$U_p = \frac{U_{вх} T_{замк}}{2L_{нм}} \sqrt{\frac{L_{нм}}{C_{эк}}}; T_p = \pi \sqrt{L_{нм} C_{эк}} \quad (6)$$

При $U_{вх} = U_{вх\ min}$

$$T_p = T_{замк\ max} = \pi \sqrt{L_{нм} C_{эк}}; U_p = \frac{2U_{вх\ min}}{\pi}$$

При максимальном входном напряжении максимальное напряжение на закрытом силовом ключе ПП будет равно $2U_{вх\ max}$. В то же время, в случае ППРР, если диапазон изменения входного удовлетворяет условию

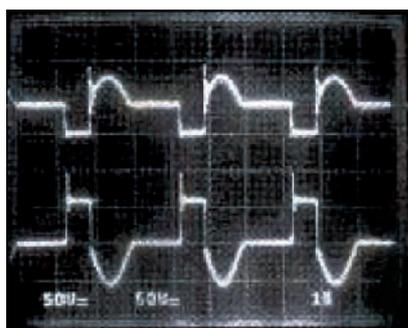
$$\frac{U_{вх\ max}}{U_{вх\ min}} \geq \frac{\pi}{2}, \quad (7)$$

максимальная амплитуда напряжения резонанса будет меньше $U_{вх\ max}$. Следовательно величина перенапряжения на силовом ключе составит

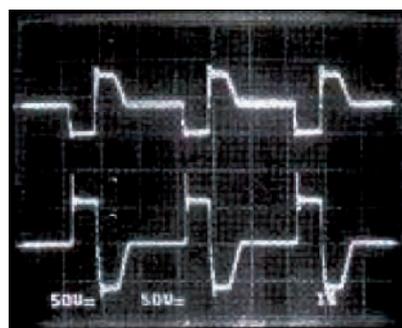
$$U_{пер} = U_{p\ max} + U_{вх\ max},$$

что меньше, чем в случае ПП, когда интервал размагничивания обоих преобразователей одинаков и равен $0,5 T_{пер}$ при $U_{вх\ min} = U_{вх\ min}$.

Сравнение ППРР и ПП можно также провести, предположив, что максимальная величина напряжения сток-исток на закрытых силовых ключах ($U_{си\ max}$) примерно одинакова. Это можно обеспечить в ППРР, задавшись максимальным резонансным напряжением на



а



б

Рис. 10. Осциллограммы напряжения сток-исток и напряжения на вторичной обмотке трансформатора при $U_{вх} = 40$ В и $I_{вых} = 2,5$ А: а – ППРР; б – ПП

уровне $U_{вх\max}$. При этом, чтобы удовлетворить этому условию, когда числа витков основной и размагничивающей обмоток одинаковы ($w_1 = w_{рм}$) максимальный коэффициент заполнения ПП должен быть ограничен величиной 0,5. Для приведенных ранее параметров преобразователей диапазон изменения входного напряжения для обоих преобразователей определялся при полной нагрузке. Обнаружено, что разработанный ППРР может регулировать выходное напряжение в более широком диапазоне изменения входных напряжений (1745 В) при максимальном коэффициенте заполнения 0,63, а ПП при входном напряжении ниже 20 В не хватает времени для полного размагничивания. При этом коэффициент заполнения ограничен величиной 0,5. В общем случае, ППРР имеет более гибкую структуру, поскольку позволяет наличие компромисса между максимально допустимым перенапряжением на силовом ключе в разомкнутом состоянии и диапазоном входных напряжений преобразователя, за счет соответствующего изменения величины емкости внешнего конденсатора $C_{вн}$.

КПД ПП и ППРР измерялся для различных величин входных напряжений и выходных токов. Результаты измерений приведены в таблице 3. КПД ППРР немного выше за счет исключения размагничивающей обмотки и диода.

Таблица 3

$I_{вых}, А$	КПД, %					
	$U_{вх} = 20 В$		$U_{вх} = 28 В$		$U_{вх} = 40 В$	
	ППРР	ПП	ППРР	ПП	ППРР	ПП
1,0	83,4	82,9	81,9	81,6	79,0	78,4
2,0	86,5	85,0	86,5	85,8	84,4	84,0
5,0	80,5	80,0	81,6	80,6	81,7	81,5

Влияние величины емкости конденсатора $C_{вн}$ на форму напряжения сток-исток в ППРР. Изменения величин максимума резонансного напряжения $U_{р\max}$, половины длительности интервала резонанса ($T_p/2$) и максимального напряжения сток-исток разомкнутого силового ключа при варьировании величины емкости конденсатора $C_{вн}$ приведены в таблице 4. По результатам видно, что при увеличении емкости $C_{вн}$ уменьшается $U_{р\max}$, а T_p увеличивается.

Качественная оценка способов размагничивания. В экспериментальном ППЧР с частотой переключения 333 кГц эквивалентная паразитная емкость полупроводниковых приборов и трансформатора, отнесенная ко вторичной стороне ($C_{эк} = 600$ пФ) становится соизмеримой с емкостью внешнего конденсатора ($C_{вн} = 560$ пФ). Следовательно, при повышении рабочей частоты преобразователя паразитная емкость становится доминирующей. При низких частотах доминирует емкость конденсатора $C_{вн}$.

Качественный анализ способов размагничивания, применимых для прямоходовых преобразователей может быть проведен на основе опыта, приобретен-

Таблица 4

$C_{вн},$ пФ	$U_{р\max},$ В	$T_p,$ мкс	$U_{св\max},$ В
270	43,8	0,93	74,3
470	36,6	1,07	68,5
560	35,4	1,09	66,8
1000	29,7	1,32	60,2
1500	24,7	1,54	56,6
2700	21,3	1,83	52,1

ного при разработке традиционных ПП и проведении некоторых предварительных разработок относительно низковольтных ППРР для практических диапазонов входных и выходных напряжений. Качественно эти результаты сведены в таблице 5 для низких, средних высоких частот переключений.

Таблица 5

Диапазон	Размагничивающая обмотка	Только паразитные	Внешний конденсатор
> 100 кГц	✓	—	✓
100–500 кГц	✓	возможно	✓
> 500 кГц	—	✓	—

Выводы

Сравнение двух структур преобразователей при одинаковом способе управления и работающих при одинаковых условиях вход/выход показывает, что в ППРР напряжение сток-исток силового ключа имеет более гладкую, частично синусоидальную форму и постоянную величину максимального напряжения. Диапазон регулирования ППРР больше чем ПП. ППРР имеет несколько более высокий КПД по сравнению с традиционным ПП за счет отсутствия диода и обмотки размагничивания трансформатора. За счет отсутствия которой трансформатор ППРР легче выполнять по планарной технологии.

Литература

1. *M. Brown.* Practical Switching Power Supply Design. – Academic Press, USA, 1990.
2. *A. L. Pressman.* Switching Power Supply Design. – McGraw Hill, 1991.
3. *R. P Severns, and G. Bloom.* Modern DC-to-DC Switchmode Power Converter Circuits. – Van Nostrand Reinhold, 1984.
4. *N. Murakami and M. Yamasaki.* Analysis of a Resonant Condition for a Single Ended Forward Converter. – IEEE PESC'88 Record, April 1988, pp. 1018–1023.
5. *N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robins.* Power Electronics: Converters, Applications, and Design. – John Wiley and Sons, 2nd Ed., pp. 311.

Карзов Борис Николаевич, начальник отдела метрологии ЗАО “ММП-Ирбис”, тел.: 8(495) 987-10-16;

Соловьев Игорь Николаевич, зав. кафедрой “Микроэлектронных электросистем” МАИ, доцент, к. т. н., тел.: 8(499) 158-44-26, e-mail: sin@mai.ru;

В. А. Постников, С. В. Аверин, Ю. Г. Следков

АЛГОРИТМ УПРАВЛЕНИЯ ТРЕХФАЗНЫМ ИНВЕРТОРОМ В РЕЖИМЕ ШИМ

Рассмотрен алгоритм управления трехфазным инвертором в режиме ШИМ с при изменяемом напряжении питания. Длительность импульса рассчитывается путем дискретных замеров и прогнозирования входного напряжения при формировании каждого импульса. Рассмотрены три способа прогнозирования. Корректность рассмотренного метода подтверждена экспериментальными исследованиями с использованием схемы управления на основе микроконтроллера. Показано, что из всех трех рассмотренных методов метод предварительной оценки наиболее предпочтителен.

Системы управления на основе микроконтроллеров широко используются для управления для управления преобразователями электроэнергии. В [1] предложен алгебраический способ широтно-импульсной модуляции, хорошо применимый в схемах управления однофазными инверторами на основе микропроцессора. В [2] предложен способ расчета длительности импульса для трехфазного инвертора с синусоидальным выходным напряжением.

Как правило, постоянно напряжение для питания инвертора в режиме ШИМ обеспечивается за счет выпрямления переменного напряжения. В таком случае, выпрямленное напряжение содержит колебательные составляющие, возникающие вследствие работы выпрямителя, особенно составляющие с удвоенной частотой переменного напряжения. Следовательно, для промышленного применения необходимо разработать способ управления инвертором в режиме ШИМ с синусоидальным выходным напряжением при колеблющемся входном напряжении. В [3] предложен способ управления инвертором в режиме ШИМ при колеблющемся входном напряжении триангуляционного метода. Метод предусматривает большое число аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразований по сравнению с числом импульсов. Применение в инверторе в режиме ШИМ при колеблющемся входном напряжении управления по током в реальном времени рассмотрено в [4].

В статье рассмотрен алгоритм управления цифрового управления трехфазным инвертором в режиме ШИМ при колеблющемся входном напряжении. Длительность импульса рассчитывается путем дискретных замеров и оценки колеблющегося входного напряжения при формировании каждого импульса. Рассмотрены три метода оценки – аппроксимация с фиксацией, прямолинейная аппроксимация и прогнозирование. Проведен анализ ошибок и искажений формы выходного напряжения при использовании

рассмотренных методов. Корректность предложенного способа управления подтверждена результатами экспериментальных исследований инвертора с микропроцессорным управлением.

Определение длительности импульса для инвертора в режиме ШИМ

Инвертор в режиме ШИМ и управляющее напряжение. Упрощенная схема трехфазного инвертора в режиме ШИМ с колеблющимся входным напряжением показана на рис. 1. Инвертор состоит из источника постоянного напряжения, шести силовых ключей и трехфазной нагрузки, постоянно напряжение для питания инвертора в режиме ШИМ обеспечивается за счет выпрямления переменного напряжения. Выпрямленное напряжение содержит переменную составляющую, возникающую вследствие работы выпрямителя.

При наложении 3-ей гармоники для увеличения выходного напряжения в режиме ШИМ выходное управляющее напряжение фазы *A* определяется соотношением

$$u_{A0}^*(t) = U^* \sin(\omega_1 t) + U_3 \sin(3\omega_1 t), \quad (1)$$

где U^* – амплитуда выходного напряжения в момент преобразования;

U_3 – амплитуда 3-ей гармоники ($U_3 = U^*/6$);

$\omega_1 = 2\pi f_1$ – угловая частота выходного напряжения инвертора (f_1 – частота выходного напряжения).

Нахождение длительности импульса. Выходное напряжение фазы *A*, входное напряжение и форма напряжения управляющего силовыми ключами напряжения показаны на рис. 2. На этом рисунке обозначены: $U_{A0}^*(t)$ выходное напряжение, формирующее напряжение управления фазой *A*; $U_{A0}^*(k)$ и $U_{A0}^*(k+1)$

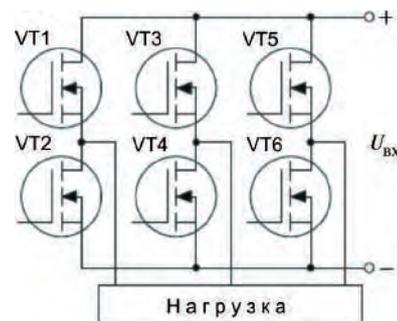


Рис. 1. Упрощенная схема трехфазного инвертора в режиме ШИМ

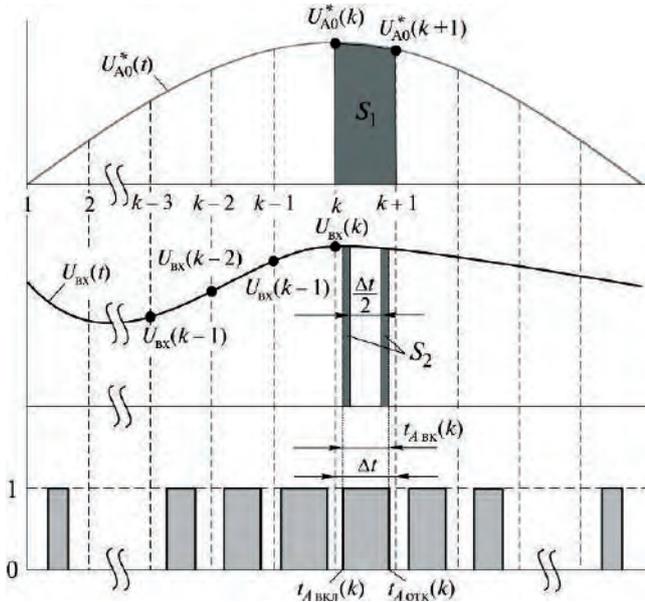


Рис. 2. Выходное напряжение, управляющее формированием сигналов управления и форма управляющего напряжения

– выходное напряжение, формирующее напряжение управления фазой *A* в точках *k* и *k + 1*; $u_{BX}(t)$ входное напряжение инвертора; $u_{BX}(k-3)$, $u_{BX}(k-2)$, $u_{BX}(k-1)$ и $u_{BX}(k)$ дискретные значения входного напряжения в точках *k - 3*, *k - 2*, *k - 1* и *k*. Значения “1” и “0” управляющего силовыми ключами напряжения соответствуют включению верхнего верхних и нижних ключей стоек трехфазного мостового коммутатора. Длительность импульса численно рассчитывается по площадям S_1 и S_2 .

Среднее значение напряжения, управляющего формированием сигналов управления $U_{A0}^*(k)$ на *k*-ом периоде рассчитывается следующим образом

$$U_{A0}^*(k) = \int_{(k-1)\Delta t}^{k\Delta t} \frac{U_{A0}^*(t)dt}{\Delta t}, \quad (2)$$

где $\Delta t = 1/(2n_p f_1)$ – длительность периода управляющих импульсов;

n_p – число участков разбиения половины периода выходного напряжения инвертора.

Интегрирование фазы *A* выходного напряжения инвертора на *k*-ом периоде позволяет получить следующее выражение

$$\int_{(k-1)\Delta t}^{k\Delta t} U_{A0}(t)dt = \int_0^{t_{Aвк}(k)} \frac{U_{BX}(k)}{2} dt + \int_0^{\Delta t - t_{Aвк}(k)} \frac{-U_{BX}(k)}{2} dt = U_{BX}(k)[t_{Aвк}(k) - \Delta t/2], \quad (3)$$

где $U_{BX}(k)$ – среднее значение входного напряжения на *k - 1* периоде;

$t_{Aвк}$ – время замкнутого состояния верхнего силового ключа фазы *A*.

Следующее равенство получаем, приравняв (3) к $U_{A0}^*(k)\Delta t$:

$$U_{BX}(k)[t_{Aвк}(k) - \Delta t/2] = U_{A0}^*(k)\Delta t. \quad (4)$$

Таким образом, $t_{Aвк}$ (рис. 2) определяется приравниванием площади S_1 к площади S_2 и определяется соотношением

$$t_{Aвк}(k) = \frac{U_{A0}^*(k)}{U_{BX}^*(k)} \frac{\Delta t}{2}. \quad (5)$$

Времена включения и отключения силового ключа VT1 (рис. 1) рассчитываются следующим образом:

$$t_{Aвкл} = \frac{2k-1}{2} \Delta t - \frac{t_{Aвк}}{2}; \quad (6)$$

$$t_{Aотк} = \frac{2k-1}{2} \Delta t + \frac{t_{Aвк}}{2}. \quad (7)$$

Согласно алгоритму управления силовыми ключами мостового коммутатора ключ VT2 работает в противофазе с ключом VT1. Все времена для ключей остальных стоек трехфазного мостового коммутатора инвертора рассчитываются аналогичным образом.

Прогнозирование колебаний входного напряжения. В рассматриваемом алгоритме управления необходим расчет среднего значения пульсирующего входного напряжения на каждом периоде управляющего напряжения, когда силовой ключ замкнут. Однако в момент расчета времени замкнутого состояния ключа величина входного напряжения неизвестна. Поэтому необходимо прогнозирование среднего значения входного напряжения.

Прогнозирование среднего значения входного напряжения $U_{BX}(k)$ на *k*-ом периоде управляющего напряжения осуществляется следующими способами.

♦ *Аппроксимация с фиксацией (1).* $U_{BX}(k)$ определяется как

$$U_{BX}(k) = u_{BX}(k). \quad (8)$$

♦ *Прямойлинейная аппроксимация (2).* Прогнозирование $U_{BX}(k)$ производится, используя значения $u_{BX}(k-1)$ и $u_{BX}(k)$:

$$U_{BX}(k) = \frac{3u_{BX}(k) - u_{BX}(k-1)}{2}. \quad (9)$$

♦ *Прогнозирование (3).*

♦ *Вариант 3-I.* $u_{BX}(k)$ и $u_{BX}(k+1)$ прогнозируются, используя значения $u_{BX}(k-1)$ и $u_{BX}(k-2)$ и $u_{BX}(k-3)$:

$$\begin{aligned} u_{BX}(k) &= u_{BX}(k-1) + \{u_{BX}(k-1) - u_{BX}(k-2)\}; \\ u_{BX}(k+1) &= u_{BX}(k-1) + \{u_{BX}(k-1) - u_{BX}(k-3)\}. \end{aligned} \quad (10)$$

Таким образом, $u_{BX}(k)$ рассчитывается как

$$\begin{aligned} u_{BX}(k) &= \frac{u_{BX}(k) + u_{BX}(k+1)}{2} = \\ &= \frac{u_{BX}(k-1) - u_{BX}(k-2) - u_{BX}(k-1)}{2}. \end{aligned} \quad (11)$$

♦ *Вариант 3-II.* Колебания входного напряжения аппроксимируем следующим квадратным уравнением

$$u_{B3}(t) = k_1 t^2 + k_2 t + k_3. \quad (12)$$

Положив точку $k - 3$ за начало отсчета времени, определяем коэффициенты k_1, k_2 и k_3

$$k_1 = \frac{u_{\text{вх}}(k-1) - 2u_{\text{вх}}(k-2) + u_{\text{вх}}(k-3)}{2}; \quad (13)$$

$$k_2 = \frac{-u_{\text{вх}}(k-1) + 4u_{\text{вх}}(k-2) - 3u_{\text{вх}}(k-3)}{2}; \quad (14)$$

$$k_3 = u_{\text{вх}}(k-3). \quad (15)$$

Тогда получаем

$$u_{\text{вх}}(k) = \frac{u_{\text{вх}}(k) + u_{\text{вх}}(k+1)}{2} = \frac{9u_{\text{вх}}(k-1) - 11u_{\text{вх}}(k-2) + 4u_{\text{вх}}(k-1)}{2}. \quad (16)$$

Анализ выходного напряжения

В этом разделе на основе анализа выходного напряжения инвертора проверяется достоверность рассматриваемого способа. С помощью ряда Фурье выходное напряжение фазы A инвертора можно представить в виде

$$u_{A0}(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \sin(nx) + b_n \cos(nx)], \quad (17)$$

где $x = \omega_1 t$.

Напряжение фазы A (рис. 1) можно представить в виде

$$u_{A0}(x) = \begin{cases} U_{\text{вх}}(k)/2, & x_{A\text{вкл}}(k) \leq x < x_{A\text{отк}}(k); \\ -U_{\text{вх}}(k)/2, & \begin{cases} (k-1)\Delta x \leq x < x_{A\text{вкл}}(k); \\ x_{A\text{отк}}(k) \leq x < k\Delta x, \end{cases} \end{cases} \quad (18)$$

где $\Delta x = \omega_1 \Delta t$; $x_{A\text{вкл}}(k) = \omega_1 t_{A\text{вкл}}(k)$; $x_{A\text{отк}}(k) = \omega_1 t_{A\text{отк}}(k)$.

Амплитуда основной гармоники фазы A определяется следующим выражением

$$a_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_{A0}(x) \sin(x) dx = \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{n_p} U_{\text{вх}}(k) \left\{ 2 \sin\left[\frac{x_{A\text{вкл}}(k)}{2}\right] - \sin\left(\frac{\Delta x}{2}\right) \right\} \times \sin\left(\frac{2k-1}{2} \Delta x\right). \quad (19)$$

где $x_{A\text{вкл}}(k) = \omega_1 t_{A\text{вкл}}(k)$.

При условии, что при малых углах $\cos(\beta) = 1$, а $\sin(\beta) = \beta$, применив ряд Тейлора, получаем

$$a_1 = \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{n_p} \left\{ U^* \Delta x \sin^2\left(\frac{2k-1}{2} \Delta x\right) + \frac{U^*}{6} \Delta x \sin\left[\frac{3(2k-1)}{2} \Delta x\right] \frac{U^*}{6} \times \Delta x \sin\left[\frac{3(2k-1)}{2} \Delta x\right] \right\} = \quad (20)$$

$$= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} U^* \left[\sin(x) + \frac{1}{6} \sin(3x) \right] \sin(x) dx = U^*.$$

Аналогичным образом находим b_1

$$b_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_{A0}(x) \cos(x) dx = \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{n_p} U_{\text{вх}}(k) \left\{ 2 \sin\left[\frac{x_{A\text{вкл}}(k)}{2}\right] - \sin\left(\frac{\Delta x}{2}\right) \right\} \times \cos\left(\frac{2k-1}{2} \Delta x\right) = \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{n_p} U_{\text{вх}}(k) \left\{ 2 \sin\left[\frac{x_{A\text{вкл}}(k)}{2}\right] - \sin\left(\frac{\Delta x}{2}\right) \right\} \cos\left(\frac{2k-1}{2} \Delta x\right) = \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{n_p} \left\{ U^* \Delta x \sin\left(\frac{2k-1}{2} \Delta x\right) + \frac{U^*}{6} \Delta x \sin\left[\frac{2k-1}{2} \Delta x\right] \right\} \cos\left(\frac{2k-1}{2} \Delta x\right) = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} U^* \left[\sin(x) + \frac{1}{6} \sin(3x) \right] \cos(x) dx = 0. \quad (21)$$

Линейное напряжение $u_{AB}(t)$ формируется между выходами $u_{A0}(t)$ и $u_{B0}(t)$. Таким образом, приведенные результаты показывают, что в инверторе в режиме ШИМ на основе рассмотренного способа управления выходное напряжение формируется в соответствии с сигналами управления силовыми ключами.

Схема управления инвертором и метод прогнозирования

Схема микропроцессорного управления инвертором в режиме ШИМ показана на рис. 3.

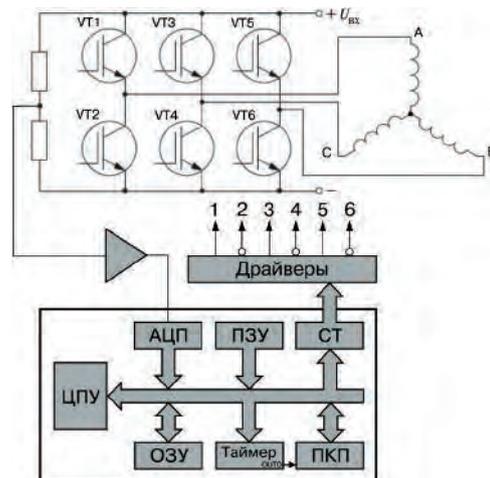


Рис. 3. Блок-схема управления трехфазного инвертора в режиме ШИМ с микропроцессорным управлением

В схеме управления измеряется входное напряжение и рассчитывается длительность импульса, а затем через схему драйверов выдается сигнал на отпирание соответствующего силового ключа мостового коммутатора. Обработка процесса прогнозирования величины входного напряжения, расчет длительности импульса и формирование управляющего импульса выполняются в подпрограмме обработки прерывания, управляемого программируемым контроллером прерываний (ПКП). Выполнение основной программы включает в себя инициализацию системы управления и расчет U_{A0} , U_{B0} и U_{C0} .

Блок-схемы подпрограмм обработки прерываний на k -ом периоде переключений приведены на рис. 4. Блок-схема для фиксированной и линейной аппроксимации показана на рис. 4а, а для прогнозирования – на рис. 4б. Для первых двух случаев производится дискретная выборка входного напряжения, затем прогнозируется величина входного напряжения и рассчитывается длительность импульса. После этого формируется управляющий импульс.

С другой стороны, в случае прогнозирования сначала производится дискретная выборка величины входного напряжения, а затем формируется импульс. После этого дискретные данные преобразуются, прогнозируется величина $U_{вх}(k+1)$ и рассчитывается длительность импульса следующего периода переключений. То есть длительность импульса k -го периода была рассчитана на предыдущем периоде.

Время, необходимое на прогнозирования величины входного напряжения и расчета длительности импульса, значительно превышает время дискретизации

и сохранения данных. Например, для схемы управления, показанной на рис. 3, при тактовой частоте 5 МГц первое равно примерно 300 мкс, а второе – 20 мкс. Следовательно максимальное время замкнутого состояния ключа в случае прогнозирования значительно превышает это время для первых двух случаев. Таким образом, способ управления на основе прогнозирования значительно превосходит первые два способа.

Анализ выходного напряжения инвертора в режиме ШИМ

Ошибка выходного напряжения. В данном разделе проведен анализ характеристик управления выходным напряжением. В рассматриваемый способ управления введены некоторые допущения. Следовательно, между управляющим и выходным напряжениями должна существовать определенная ошибка. При анализе принято, что колеблющееся входное напряжение имеет вид

$$u_{вх}(t) = U_{\pm} + \left[1 + \delta \sin\left(\frac{2\pi f_{\pm}}{\alpha} t + \theta\right) \right], \quad (22)$$

где U_{\pm} – постоянная составляющая колеблющегося входного напряжения;

$$\delta = U_{\pm} / U_{\pm};$$

U_{\pm} – переменная составляющая входного напряжения;

f_{\pm} – частота переменной составляющей входного напряжения;

$\theta = 0 \dots 2\pi$ – угол сдвига фаз.

Отношение напряжения, при котором происходит преобразование, к постоянной составляющей входного напряжения задана как $k = 2U^* / U_{\pm}$. Ошибку выходного напряжения можно выразить следующим соотношением

$$\epsilon_U = \left| \frac{U_1 - \sqrt{3}U^*}{\sqrt{3}U^*} \right|, \quad (23)$$

где U_1 – основная гармоника линейного напряжения.

Значения максимальной ошибки для всех способов аппроксимации при всех углах сдвига фазы в зависимости от n_p и δ приведены в таблицах 1 и 2 соответственно. Величины максимальной ошибки, возникающей при отсутствии корректировки длительности импульса в зависимости от колебаний входного напряжения приведены в столбце (4).

Из таблицы 1 следует, что с помощью рассмотренного способа качество выходного напряжения может быть существенно улучшено. По мере увеличения числа импульсов ошибка уменьшается. Несмотря на то, что ошибка способа (3) больше при малых значениях n_p , чем для других способов, с увеличением значения n_p она существенно уменьшается. А именно, ошибка способа (3II) становится такой же как для способа (2) при n_p , превышающем 33. Кроме того, при n_p более 33 ошибка способа (3I) меньше, чем способа (1). Из таблицы 2 видно, что ошибка возрастает при

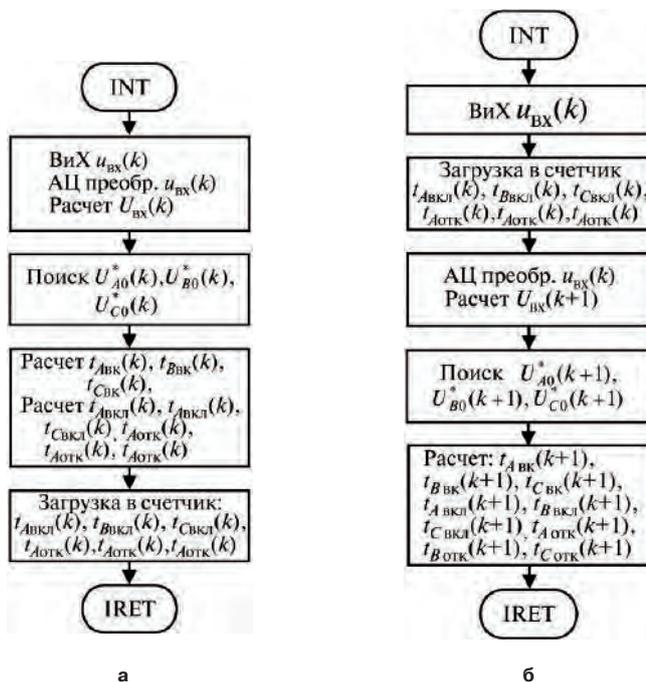


Рис. 4. Блок-схемы программ обработки прерываний: а – для способов (1) и (2); б – для способа (3) (Вих – выборка и хранение; АЦ преобр. – аналого-цифровое преобразование)

увеличении переменной составляющей входного напряжения.

Таким образом, рассмотренные способы пригодны с точки зрения уменьшения ошибки выходного напряжения. Для способа (3) наиболее пригодны режимы ШИМ с большим числом импульсов (n_p).

Искажения выходного напряжения. Далее рассмотрены искажения формы выходного напряжения инвертора с точки зрения величины коэффициента гармоник ($k_{г\text{вых}}$), определяемого как

$$k_{г\text{вых}} = \frac{\sqrt{\sum_{q=2}^{\infty} A_{q\text{вых}}^2}}{A_{1\text{вых}}}, \quad (24)$$

где $A_{1\text{вых}}$ – амплитуда основной гармоники выходного напряжения;

$A_{q\text{вых}}$ – амплитуда q -ой гармоники выходного напряжения;

$q = 1, 2, \dots$ – номер гармоники.

Значения коэффициента гармоник при различных величинах n_p и приведены в таблицах 3 и 4 соответственно. Несмотря на то, что в случае способа (3) k_g при малых n_p больше, чем для способов (1) и (2), он существенно уменьшается при возрастании n_p . Это происходит потому, что при способе (3) амплитуды низкочастотных гармоник, особенно третьей, намного больше, чем для первых двух способов. Однако с ростом n_p амплитуда третьей гармоники начинает

быстро убывать. Коэффициент гармоник возрастает при увеличении δ .

Таким образом, с точки зрения гармонического состава выходного напряжения амплитуда переменной составляющей входного напряжения должна быть надлежащим образом ограничена.

Результаты экспериментальных исследований

Экспериментальная система. Экспериментальные исследования проводились при использовании в качестве источника постоянного напряжения мостового выпрямителя, показанного на рис. 5, и системы управления, приведенной на рис. 3. Силовые ключи трехфазного мостового коммутатора выполнены на основе IGB-транзисторов.

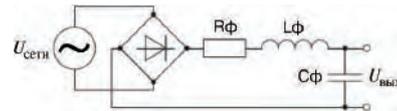


Рис. 5. Выпрямитель на входе мостового коммутатора

В схеме управления использован 16-битовый контроллер. Входное напряжение подается в систему управления через развязывающий усилитель. В системе управления рассчитывается длительность импульса, с помощью 16-и разрядного счетчика формируется управляющий импульс, подаваемый на вход драйвера соответствующего силового транзистора.

Таблица 1

n_p	(1)	(2)	(3-I)	(3-II)	(4)
9	4,3	2,3	13,6	9,4	10,8
15	2,4	0,9	4,9	1,7	10,3
21	1,7	0,4	2,5	0,7	10,2
27	1,3	0,3	1,5	0,4	10,1
33	1,0	0,2	1,0	0,2	10,1
39	0,9	0,1	0,7	0,1	10,0
60	0,6	0,1	0,3	0,1	10,0
90	0,4	0,0	0,1	0,0	10,0

$\alpha = 0,5; \delta = 0; k = 0,6$

Таблица 2

δ	(1)	(2)	(3-I)	(3-II)	(4)
0	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2
0,05	0,5	0,3	0,7	0,3	2,7
0,1	0,9	0,3	1,1	0,5	5,2
0,15	1,3	0,4	1,7	0,6	7,7
0,2	1,7	0,4	2,5	0,7	10,2
0,25	2,0	0,5	3,4	0,9	12,7
0,3	2,4	0,6	4,4	1,0	15,1

$n_p = 21; \alpha = 0,5; k = 0,6$

Таблица 3

n_p	(1)	(2)	(3-I)	(3-II)	(4)
9	3,48	3,36	4,72	4,03	4,91
15	2,06	1,96	2,35	2,00	4,12
21	1,46	1,39	1,54	1,39	3,89
27	1,14	1,07	1,15	1,07	3,80
33	0,93	0,88	0,92	0,88	3,75
39	0,78	0,74	0,77	0,74	3,72
60	0,51	0,48	0,49	0,48	3,68
90	0,34	0,32	0,32	0,32	3,66

$\alpha = 0,5; \delta = 0,2; k = 0,6; \theta = 0,0$ (рад/с)

Таблица 4

δ	(1)	(2)	(3-I)	(3-II)	(4)
0	1,30	1,30	1,30	1,30	1,30
0,05	1,33	1,32	1,34	1,32	1,57
0,1	1,37	1,34	1,39	1,34	2,19
0,15	1,41	1,37	1,46	1,37	2,99
0,2	1,46	1,39	1,54	1,39	3,89
0,25	1,52	1,43	1,74	1,44	5,90
0,3	1,58	1,43	1,74	1,44	5,90

$n_p = 21; \alpha = 0,5; k = 0,6; \theta = 0,0$ (рад/с)

Результаты исследований. Осциллограммы напряжений на конденсаторе, выходного напряжения и тока нагрузки при параметрах, приведенных в таблицах 5 и 6, показаны на рис. 6 и 7. Соответствующие результаты гармонического анализа приведены на рис. 8 и 9. Из рис. 6а и 8а видно, что напряжение на конденсаторе представляет собой постоянное напряжение с переменной составляющей, возникающей вследствие выпрямления переменного напряжения и работы мостового коммутатора инвертора. Влияние переменной составляющей входного напряжения на амплитуду выходного напряжения инвертора хорошо видно на рис. 6б и 8б. Однако низкочастотные гар-

монические составляющие, возникающие вследствие наличия переменной составляющей входного напряжения, не появляются в выходном напряжении инвертора (рис. 7 и 9).

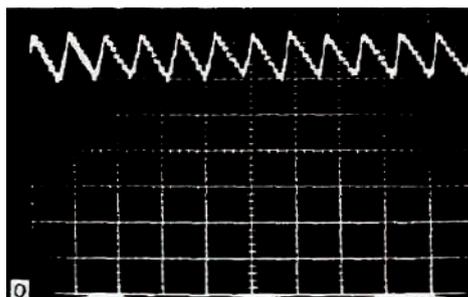
Измеренные амплитуды линейных выходных напряжений по условиям таблиц 5 и 6 составляют 29,8 В и 59,8 В соответственно. По тем же условиям ошибка составляет 10% и 9,8% соответственно. При экспериментальных исследованиях ошибка получилась несколько больше, чем при теоретическом анализе вследствие потерь в силовых транзисторах и диодах, а также формы входного напряжения. Максимальная величина амплитуды линейного напряжения при ус-

Таблица 5

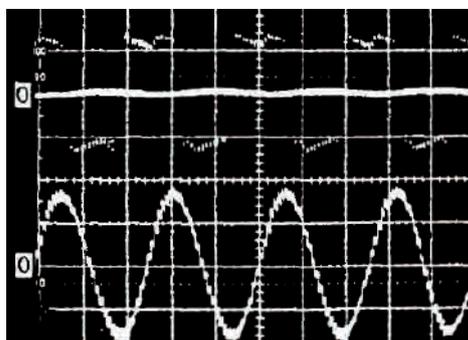
Источник переменного напряжения	100 В, 50 Гц
Индуктивность входного LC-фильтра, L_{ϕ}	3,5 мГн
Емкость входного LC-фильтра, C_{ϕ}	194 мкФ
Сопротивление входного фильтра, R_{ϕ}	0,08 Ом
Частота инвертора, $f_{\text{вых}}$	40 Гц
Число импульсов ($2n_p$)	15
Уровень напряжения преобразования, U^*	19,1 В
Метод прогнозирования	(1)
Индуктивность нагрузки, L_n	9 мГн
Сопротивление нагрузки, R_n	1,4 Ом

Таблица 6

Источник переменного напряжения	100 В, 50 Гц
Индуктивность входного LC-фильтра, L_{ϕ}	3,5 мГн
Емкость входного LC-фильтра, C_{ϕ}	194 мкФ
Сопротивление входного фильтра, R_{ϕ}	0,08 Ом
Частота инвертора, $f_{\text{вых}}$	40 Гц
Число импульсов ($2n_p$)	39
Уровень напряжения преобразования, U^*	38,3 В
Метод прогнозирования	(3-1)
Индуктивность нагрузки, L_n	9 мГн
Сопротивление нагрузки, R_n	1,4 Ом

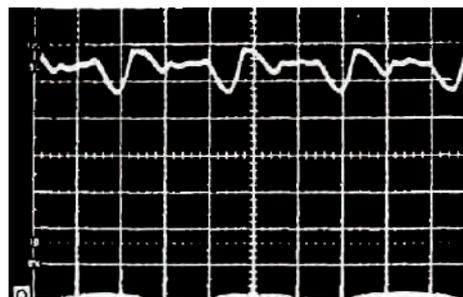


а

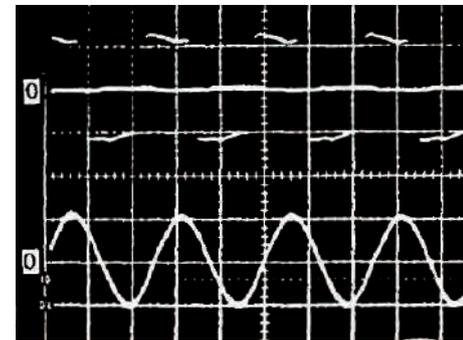


б

Рис. 6. Осциллограммы, соответствующие параметрам таблицы 5: а – напряжение на конденсаторе (20 В/дел; 10 мс/дел); б – выходное напряжение (108 В/дел, 10 мс/дел) и ток нагрузки (4 А/дел, 10 мс/дел)



а



б

Рис. 7. Осциллограммы, соответствующие параметрам таблицы 6: а – напряжение на конденсаторе (20 В/дел; 10 мс/дел); б – выходное напряжение (108 В/дел, 10 мс/дел) и ток нагрузки (4 А/дел, 10 мс/дел)

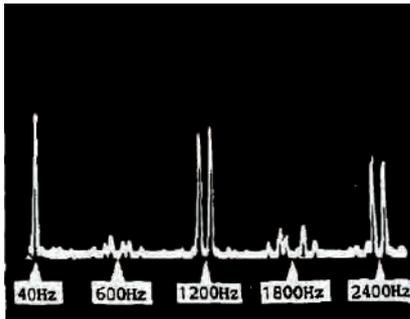


Рис. 8. Спектральный состав выходного напряжения при параметрах таблицы 5

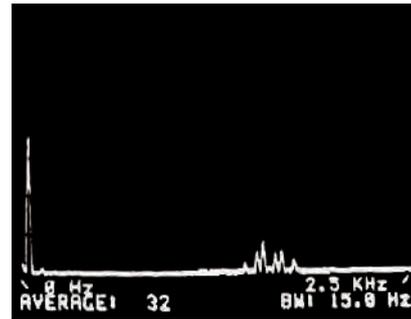


Рис. 9. Спектральный состав выходного напряжения при параметрах таблицы 6

ловиях таблицы 5 составляет 34 В, а таблицы 6 – 77,4 В. Таким образом, становится ясно, что наиболее предпочтительным способом управления является способ прогнозирования (3).

Выводы

Рассмотрен способ формирования выходного напряжения трехфазного инвертора в режиме ШИМ. Корректность рассмотренного способа в отношении ошибки выходного напряжения и коэффициента гармоник подтверждена теоретически. Достаточная точность результатов получена на с помощью анализа ошибки выходного напряжения в зависимости от числа импульсов выходного напряжения и изменения входного напряжения. Из алгоритма расчета длительности импульса выявлено, что способ прогнозирования (3) наиболее предпочтителен. Эффективность рассмотренного способа ШИМ подтверждена экспериментальными результатами.

Литература

1. *Y. H. Kim*. An Algebraic Algorithm for Microcomputer-Based (Direct) Inverter Pulse-width Modulation. – IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-23, No 4, 1987, pp. 654–660.

2. *S. Funabiki and Y. Sawada*. A Computative Decision of Pulse Width in three-Phase PWM Inverter. – IEEE IAS 1998 Annual Meeting Record, Part I, pp. 694–699.

3. *Jia-You Lee and York-Yih Sun*. Adaptive Harmonic Control in PWM Inverters with Fluctuating Input Voltage. – IEEE Trans. Ind. Elect., Vol. IE-33, 1986, No. 1, pp. 92–98.

4. *T. Takeshita and N. Matsui*. One-chip Microcomputer-based Flu[x]-controlled Real Time PWM. – Trans. on IEE of Japan, Vol. 105-B, 1985, No. 6, pp. 531–538.

5. *S. Funabiki*. A control Strategy of Three-Phase PWM Inverter. – IEEE Proc., 1989, pp. 1170–1175.

Постников Валерий Александрович, профессор, декан факультета “Систем управления, информатики и электромеханики” МАИ;

Аверин Сергей Владимирович, к. т. н., доцент кафедры “Микроэлектронных электросистем” МАИ, тел. 8(499) 158-45-59, e-mail: acb@starlink.ru;

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

М. Ю. Кастров, И. Н. Соловьев

РЕГУЛИРОВАНИЕ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ ЦИФРОВЫМИ МЕТОДАМИ

Существует большое количество портативных устройств, в которых рабочие характеристики оптимизируются за счет корректировки выходного напряжения преобразователя постоянного напряжения. Например, для экономии электроэнергии многие микропроцессоры могут работать при пониженном напряжении, а затем для повышения производительности обработки данных переходить к работе при высоком напряжении. Для переключения между этими двумя режимами работы требуется регулировка выходного напряжения преобразователя постоянного напряжения. Другой пример это жидкокристаллический индикатор (ЖКИ). По мере изменения температуры дисплея, приложенное к нему напряжение должно изменяться для обеспечения необходимой контрастности.

Известно, что регулирование с помощью цифрового управления является наиболее надежным методом выполнения таких и подобных изменений напряжений. Для этих целей можно использовать ручной потенциометр, но, как правило, он имеет достаточно большие габариты. Кроме того, могут возникнуть проблемы надежности, вследствие износа, вызванного ручными регулировками. К тому же, напряжение на нем нельзя регулировать с помощью микропроцессора. В статье рассмотрены несколько способов цифрового регулирования выходного напряжения преобразователей постоянного напряжения с упором на портативные устройства.

Цифровые способы

Существуют несколько цифровых способов цифрового регулирования выходного напряжения преобразователей постоянного напряжения:

- ✓ цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП);
- ✓ потенциометр (цифровой);
- ✓ формирование сигналов ШИМ на выходе микропроцессора.

Цифро-аналоговый преобразователь

ЦАП является просто источником напряжения с цифровым управлением. Цифровой интерфейс ЦАП может быть либо последовательным, либо параллельным. В устройствах с относительно низкой частотой обновления (например корректировки напряжения преобразователя постоянного напряжения) обычно используется последовательный

интерфейс. Он меньше по размеру и имеет только два, либо три провода для последовательной передачи данных, в отличие от параллельного интерфейса, содержащего 8 или 16 проводов. Меньшее число выводов обеспечивает меньший размер корпуса, а следовательно, и стоимость.

Основные параметры для выбора ЦАП.

➤ **Напряжение источника питания:** для портативных устройств обычно требуются источники с напряжением 3 В или 5 В.

➤ **Ток источника питания:** малый ток продляет срок службы аккумулятора.

➤ **Диапазон выходного напряжения:** обычный диапазон выходного напряжения от 0 до $U_{\text{ст}}$ (эталонное напряжение ЦАП).

➤ **Число бит разрешения:** определяет число шагов корректировки с помощью ЦАП. Число шагов определяется как 2^N , где N – число бит разрешения ЦАП. 6-битовое ЦАП, например, позволяет осуществить $2^6 = 64$ шага корректировки, а 8-битовое – $2^8 = 256$ шагов. При этом, размер шага на выходе ЦАП – это диапазон выходного напряжения, деленный на число шагов ЦАП. Например для 6-битового ЦАП MAX5361 с диапазоном напряжения 4 В размер шага будет 62,5 мВ ($4 \text{ В} / 2^6$ шагов).

➤ **Источники погрешностей.**

- ✧ *Абсолютная погрешность (погрешность полной шкалы).* Для ЦАП с разрешением менее 8 бит эта ошибка, как правило, максимальная и оказывает наибольшее влияние на точность всей системы. Ошибка при использовании дешевых компонентов может составлять 25%. Однако эта исходная ошибка может быть устранена за счет калибровки, которая происходит на этапе тестирования оборудования, либо за счет использования внутреннего АЦП.
- ✧ *Напряжение смещения нуля.* Может также внести существенную ошибку, которая при достаточно большом значении может быть устранена за счет калибровки.
- ✧ *Дифференциальная нелинейность (DNL).* Как правило необходимо, чтобы выходное напряжение ЦАП было монотонным (т.е. линейно увеличивалось при увеличении значения входного кода). Это требует максимальной дифференциальной погрешности ± 1 младший бит.
- ✧ *Интегральная нелинейность (INL).* Этот параметр обычно задается в справочниках доста-

точно точным и не играет важной роли в таких устройствах.

❖ **Температурный коэффициент.** Выходное напряжение зависит от температуры. Этот источник ошибки не может быть устранен за счет калибровки при изготовлении, за исключением его случая, когда система проходит температурные испытания. Хотя, если температурный дрейф достаточно мал, калибровку можно провести, используя встроенный АЦП. Обычно температурный дрейф достаточно мал и не вызывает проблем.

► **Встроенный или внешний источник опорного напряжения.** Имеются в наличии дешевые устройства с внутренним источником эталонного напряжения. Однако, если в системе есть точный опорный источник (т. е. внешний опорный источник) он может быть использован для улучшения рабочих характеристик.

► **Тип интерфейса** – последовательный или параллельный. Последовательный интерфейс необходим для уменьшения габаритов. Типовыми устройствами являются *SPI™*, *I²C*, *SMBus™* или *bit-banging*. Последний влечет за собой использование выводов ввода-вывода общего назначения для обеспечения необходимого управления ЦАП. Выбор типа интерфейса зависит от интерфейсов, поддерживаемых процессором системы.

► **Размер корпуса** чем меньше, тем лучше. Имеются в наличии корпуса типа *SOT* или *SC70*.

► **Энергозависимые или энергонезависимые установки параметров.** Для большинства используемых ЦАП установки выходного напряжения энергозависимы (т. е. они пропадают при отключении напряжения питания). Обычно это не представляет проблемы, поскольку большинство систем содержат энергонезависимую память, которая может быть использована для обслуживания ЦАП. Имеются также и энергонезависимые ЦАП, содержащие во встроенной памяти регистр установки, в котором при снятии напряжения питания сохраняются параметры выходного напряжения ЦАП.

Пример: регулируемое выходное напряжение ЖКИ.

Схема преобразователя, которая должна обеспечивать регулируемое выходное напряжение в диапазоне от низкого $U_{\text{вых min}}$ до повышенного $U_{\text{вых max}}$, показана на рис. 1.



Рис. 1. Преобразователь постоянного напряжения с ЦАП для регулирования выходного напряжения

Резисторы R_1 , R_2 и R_3 , а также источник эталонного напряжения имеют погрешности, следовательно, все они имеют минимальное и максимальное значения: $R_{1\text{min}}$, $R_{1\text{max}}$, $R_{2\text{min}}$, $R_{2\text{max}}$, $R_{3\text{min}}$, $R_{3\text{max}}$ и $U_{\text{эт min}}$, $U_{\text{эт max}}$.

Выходное напряжение ЖКИ ($U_{\text{вых}}$) можно рассчитать с учетом следующего:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{эт}} + i_1 R_1; \tag{1}$$

$$i_1 = i_2 + i_3; \tag{2}$$

$$i_2 = U_{\text{эт}} / R_2; \tag{3}$$

$$i_3 = (U_{\text{эт}} - U_{\text{ЦАП}}) / R_3. \tag{4}$$

Подставив (2) (4) в (1), получим

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{эт}} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + (U_{\text{эт}} - U_{\text{ЦАП}}) \frac{R_1}{R_3}. \tag{5}$$

Из выражения (5) видно, что максимум выходного напряжения имеет место при минимуме напряжения на выходе ЦАП, а минимум выходного напряжения – при максимально выходном напряжении ЦАП.

Для обеспечения необходимого диапазоне напряжения величины сопротивлений R_1 , R_2 и R_3 необходимо выбирать такими, чтобы удовлетворить следующие равенства:

$$U_{\text{вых max}(-)} = U_{\text{эт min}} \left(1 + \frac{R_{1\text{min}}}{R_{2\text{max}}} \right) + (U_{\text{эт min}} - U_{\text{ЦАП min}(+)}) \frac{R_{1\text{min}}}{R_{3\text{max}}}; \tag{6}$$

$$U_{\text{вых min}(+)} = U_{\text{эт max}} \left(1 + \frac{R_{1\text{max}}}{R_{2\text{min}}} \right) + (U_{\text{эт max}} - U_{\text{ЦАП max}(-)}) \frac{R_{1\text{max}}}{R_{3\text{min}}}. \tag{7}$$

Символ (–) в индексах указывает на наименьшее значение, а (+) – на наибольшее значения записанного параметра.

В выражении (6) вместо $U_{\text{вых max}}$ записано $U_{\text{вых max}(-)}$. Поскольку на переменные правой части выражения существуют допуски, на максимальное значение выходного напряжения также существует допуск, и, следовательно, это напряжение может изменяться в пределах от $U_{\text{вых max}(-)}$ до $U_{\text{вых max}(+)}$. Для обеспечения необходимого максимального значения выходного напряжения при всех условиях в выражение (6) подставлено наименьшее возможное значение максимального напряжения $U_{\text{вых max}(\text{низк})}$.

Аналогично, все переменные выражения (7) также имеют допуски, поэтому $U_{\text{вых min}}$ может изменяться от $U_{\text{вых min}(-)}$ до $U_{\text{вых min}(+)}$. Для обеспечения необходимого минимального значения выходного напряжения в выражение (7) подставлено наибольшее возможное значение выходного напряжения $U_{\text{вых min}(\text{выс})}$. В выра-

жениях (6) и (7) $U_{\text{вых max}}$ и $U_{\text{вых min}}$ известные величины (максимальное и минимальное выходное напряжение дисплея соответственно). Минимальное ($U_{\text{ЦАП min}}$) и максимальное ($U_{\text{ЦАП max}}$) напряжения на выходе ЦАП находятся по справочным данным на конкретный ЦАП.

Неизвестными величинами являются сопротивления резисторов R_1 , R_2 и R_3 . Поскольку для трех неизвестных имеются только два уравнения, существуют более, чем одно, решение для этих неизвестных. Самый простой способ выбора величин сопротивлений резисторов R_1 , R_2 и R_3 – это использование электронных таблиц с последующей подстановкой результатов в выражения (6) и (7) до тех пор, пока не будут выполнены условия равенств. Величины сопротивлений должны быть достаточно большими, чтобы ограничить рассеиваемую мощность. Наилучшей начальной точкой расчетов будет выбор величины сопротивления резистора R_2 , задаваемой производителем преобразователя постоянного напряжения. В большинстве случаев $U_{\text{вых max}}$ будет больше, чем $U_{\text{вых max (-)}}$, поскольку последнее рассчитывается с использованием величин для наихудшего случая. Использование других величин для самого наихудшего случая, т. е. замена “min” на “max” и “max” на “min”, а (-) на (+) в правой части выражения (6), приводит к другим предельным величинам $U_{\text{вых max}}$, а именно, $U_{\text{max (+)}}$:

$$U_{\text{вых max (+)}} = U_{\text{эт max}} \left(1 + \frac{R_{1\text{max}}}{R_{2\text{min}}} \right) + (U_{\text{эт max}} - U_{\text{ЦАП min (-)}}) \frac{R_{1\text{max}}}{R_{3\text{min}}} \quad (8)$$

Отметим, что при переходе от равенства (6) к равенству (8) $U_{\text{ЦАП min (+)}}$ заменено на $U_{\text{ЦАП min (-)}}$ без замены “min” на “max”. Эта замена не была сделана, поскольку равенства (6) и (8) относятся к $U_{\text{вых max}}$, получаемому при $U_{\text{ЦАП min}}$.

Если величина $U_{\text{вых max (выс)}}$ превосходит величину максимального допустимого напряжения ЖКИ, коды ЦАП, вызывающие превышение предела напряжения на ЖКИ, необходимо исключить. Способы исключения таких кодов приведены в разделе “Компенсация погрешностей в схеме цифрового регулирования”.

Как правило, $U_{\text{вых min}}$ будет меньше $U_{\text{вых min ()}}$, поскольку последнее рассчитывается с использованием величин для наихудшего случая. Использование других величин для самого наихудшего случая, т. е. замена “min” на “max” и “max” на “min”, а (+) на (-) в правой части выражения (7), приводит к другим предельным величинам $U_{\text{вых min}}$, а именно, $U_{\text{max (-)}}$:

$$U_{\text{вых min (-)}} = U_{\text{эт max}} \left(1 + \frac{R_{1\text{min}}}{R_{2\text{max}}} \right) + (U_{\text{эт max}} - U_{\text{ЦАП max (+)}}) \frac{R_{1\text{min}}}{R_{3\text{max}}} \quad (9)$$

Отметим, что при переходе от равенства (7) к равенству (9) $U_{\text{ЦАП max (низк)}}$ заменено на $U_{\text{ЦАП min (+)}}$ без замены “-” на “+”. Эта замена не была сделана, поскольку равенства (6) и (8) относятся к $U_{\text{вых min}}$, получаемому при $U_{\text{ЦАП max}}$.

Если величина $U_{\text{вых min (-)}}$ слишком мала для обеспечения необходимого режима работы, коды ЦАП, вызывающие излишнее снижение напряжения на ЖКИ, необходимо исключить. Способы исключения таких кодов приведены в разделе “Компенсация погрешностей в схеме цифрового регулирования”.

Цифровой потенциометр

Цифровой потенциометр это резистор, регулируемый цифровым способом. Обычно он устанавливается в контуре обратной связи преобразователя (рис. 2) постоянного напряжения, и, по мере изменения его величины, изменяется выходное напряжение преобразователя.

Кроме таких важных параметров, как напряжение питания, ток источника, DNL , INL , тип интерфейса, размер корпуса, вид памяти, приводимых для ЦАП, для цифрового потенциометра необходимы следующие параметры.

► **Полный диапазон сопротивления.** Обычно сопротивление потенциометра изменяется от 0 Ом до максимального значения, приводимо в справочных данных. На этот параметр существует большой допуск (см. раздел “Компенсация погрешностей в схеме цифрового регулирования”).

► **Сопротивление токосъемного контакта.** Этим параметром окончательно определяется минимальная величина сопротивления потенциометра.

► **Диапазон рабочего напряжения.** Напряжения, приложенные ко всем выводам потенциометра не должны превышать диапазона его рабочих напряжений.

► **Число шагов.** Шаг изменения сопротивления цифрового потенциометра, как правило, либо линейный, либо логарифмический. Для регулирования напряжения ЖКИ желательно применять потенциометр с линейным изменением шага. Деление полного диапазона сопротивления потенциометра на число шагов дает величину сопротивления одного шага. Например, цифровой потенциометр *MAX5161 NEZT* с

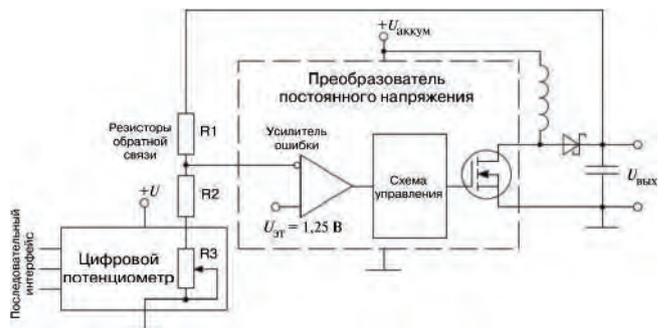


Рис. 2. Преобразователь постоянного напряжения с регулированием выходного напряжения с помощью цифрового потенциометра

полным сопротивлением 200 кОм позволяет регулировать сопротивление на 32 шагах. Деление 200 кОм на 32 дает 6,25 кОм на один шаг.

► Источники погрешностей.

✧ *Точность сопротивления в начале полного диапазона.* Обычно это источник наибольшей погрешности, оказывающий самое большое влияние на точность всей системы. Погрешность Начальная погрешность (вблизи нуля) может достигать 25%. Эту погрешность необходимо компенсировать. Обычно компенсация этой погрешности производится с помощью калибровки при производственном контроле, либо ее можно компенсировать с помощью встроенного в систему АЦП, если последнее имеется в наличии (рис. 4 и 5 в разделе “Компенсация погрешностей в схеме цифрового регулирования”).

✧ *Начальная точность сопротивления токосъемного контакта.* Обычно точные данные не приводятся, поскольку обычно сопротивление токосъемного контакта значительно меньше величины одного шага изменения сопротивления. Это источник погрешности можно компенсировать, используя методы, описанные в разделе “Компенсация погрешностей в схеме цифрового регулирования”.

✧ *Температурный дрейф полного диапазона сопротивления.* Диапазон изменения сопротивления зависит от температуры. Как правило, эта погрешность не устраняется при изготовлении с помощью калибровки, до тех пор пока система не тестируется на температурные изменения. Однако, если АЦП системы достаточно устойчив к температурным изменениям, он может быть использован для компенсации температурных погрешностей. Тем не менее, температурный дрейф достаточно незначителен и обычно не является проблемой.

Пример: используя обозначения из примера применения ЦАП, при рассмотрении схемы рис. 2 можно увидеть, что

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{эт}} \left(1 + \frac{R_1}{R_2 + R_3} \right). \quad (10)$$

R_3 – цифровой потенциометр, величина сопротивления которого может изменяться от R_{3+} до R_3 . Аналогично АЦП величина R_{3+} может изменяться от $R_{3+(max)}$ до $R_{3(min)}$, а величина R_3 от $R_{3(min)}$ до $R_{3(max)}$ (знаки “+” и “-” в индексах формул указывают соответственно на наибольшее и наименьшее значения соответствующего параметра). Все эти величины можно получить, используя справочные данные на соответствующий цифровой потенциометр.

Величины, аналогичные рассчитанным с помощью (6) и (9), используя описанный ранее способ, можно получить, решив уравнения, приведенные далее.

$$U_{\text{вых max}(-)} = U_{\text{эт min}} \left(1 + \frac{R_{1min}}{R_{2min} + R_{3-(max)}} \right); \quad (11)$$

$$U_{\text{вых min}(+)} = U_{\text{эт max}} \left(1 + \frac{R_{1max}}{R_{2min} + R_{3+(min)}} \right); \quad (12)$$

$$U_{\text{вых max}(+)} = U_{\text{эт max}} \left(1 + \frac{R_{1max}}{R_{2min} + R_{3-(min)}} \right); \quad (13)$$

$$U_{\text{вых min}(-)} = U_{\text{эт min}} \left(1 + \frac{R_{1min}}{R_{2max} + R_{3+(max)}} \right). \quad (14)$$

Некоторые из кодов можно исключить, используя способы, описанные в разделе “Компенсация погрешностей в схеме цифрового регулирования”.

Выход ШИМ

Многие микропроцессоры (микроконтроллеры) имеют выход ШИМ. Это цифровые выходы, на которых коэффициент заполнения изменяется, чтобы изменять среднее значение выходного напряжения. “Постоянное напряжение” получается за счет установки фильтра нижних частот на выходе ШИМ процессора (рис. 3). Коэффициент заполнения на выходе ШИМ процессора это отношение промежутка времени нахождения выхода в высоком логическом состоянии к периоду ШИМ. Например, микропроцессор MC68VZ238 обеспечивает как 16-битовый, так и 8-битовый выходной код. Число бит определяет число шагов регулирования выхода ШИМ. 8 бит наиболее пригодны для регулирования выходного напряжения преобразователя постоянного напряжения, обеспечивая 256 шагов регулирования изменение коэффициента заполнения от нуля до единицы.

Применение выходов с ШИМ обеспечивает наиболее дешевый способ регулирования выходного напряжения, так как у большинства микропроцессоров имеется, по крайней мере, один выход ШИМ. Не смотря на то, что эти способы дешевы (выходы ШИМ встроены в микропроцессор), способы ШИМ оказываются



Рис. 3. Преобразователь постоянного напряжения с ШИМ для регулирования выходного напряжения

дорогостоящими с точки зрения потребления энергии, поскольку на выходах ШИМ формируется определенный уровень “постоянного напряжения” в виде высокочастотных импульсов с последующей фильтрацией. На переключение выходного каскада ШИМ на высокой частоте расходуется значительно больше энергии, чем потребляют маломощный ЦАП или потенциометр, по своей сути работающие на постоянном токе. В рассматриваемом преобразователе (рис. 3) фильтрация напряжения на выходе ШИМ микропроцессора обеспечивается цепочкой R4–C1. Резистор R3 необходим для предотвращения влияния изменяемого сигнала цепи обратной связи R1–R2 на напряжение на конденсаторе C1.

Выходы ШИМ обладают, по своему характеру, крайне небольшой точностью, так как выходные напряжения на них – есть функции цифровых уровней $U_{\text{ВВ}}$ и $U_{\text{ВН}}$. Вследствие того, что $U_{\text{ВН}}$ и $U_{\text{ВВ}}$ являются параметрами логического выходного напряжения, их справочные величины задаются крайне неточно: $U_{\text{ВВ}}$ – может находиться в пределах $U_{\text{ВВ min}}$ и $U_{\text{п}}$ (напряжения источника питания микропроцессора), $U_{\text{ВН}}$ в пределах $U_{\text{ВН max}}$ и “земли”. Поскольку, эти логические уровни, в основном, зависят от напряжения питания, они изменяются по мере изменения напряжения питания микропроцессора.

Важные справочные данные для выхода ШИМ.

► $U_{\text{ВН}}$ и $U_{\text{ВВ}}$. Приводимые справочные уровни или диапазоны для каждой из величин совместно с коэффициентом заполнения определяют номинальный уровень выходного постоянного напряжения на выходе ШИМ микропроцессора.

► Коэффициент заполнения. Одинаково важны как диапазон, так и точность. Коэффициентом заполнения определяется, какую часть времени выход ШИМ будет находиться в состоянии логической единицы ($U_{\text{ВВ}}$), а какую в состоянии логического нуля ($U_{\text{ВН}}$).

► Частота ШИМ. Частота является важным параметром, поскольку для практического использования напряжение с выхода ШИМ фильтруется с помощью фильтра нижних частот. Частота ШИМ используется для расчета ослабления пульсаций этого напряжения (напряжение ШИМ может изменяться от $U_{\text{ВВ}}$ до $U_{\text{ВН}}$, поэтому для практического использования при регулировании выходного напряжения преобразователя постоянного напряжения это прямоугольное напряжение необходимо фильтровать для формирования постоянного сигнала с малыми пульсациями).

Вследствие того, что величины $U_{\text{ВВ}}$ и $U_{\text{ВН}}$ описываются с достаточно малой точностью, выходы ШИМ наиболее целесообразно использовать в замкнутых системах регулирования напряжения ЖКИ или уровня громкости, где абсолютная погрешность не важна. В этих случаях при необходимости пользователь просто повышает или понижает напряжение. Тем не менее, при погрешностях, вносимых напряжениями выходов ШИМ, необходимо провести некоторые измерения, чтобы убедиться, что сигнал ШИМ никог-

да не приведет к формированию напряжения, достаточно высокого, чтобы вызвать повреждение других участков схемы. Эти измерения можно провести при тестировании готовой продукции, измеряя выходное напряжение ШИМ при изменении различных параметров (температуры, нагрузки источника питания и т. п.). Или же напряжение ЖКИ можно измерять с помощью АЦП и поддерживать необходимый уровень напряжения ЖКИ с помощью программного обеспечения (раздел “Компенсация погрешностей в схеме цифрового регулирования”).

Пример: используя обозначения из примера использования ЦАП (рис. 1) и рис. 3, выходное напряжение ($U_{\text{ВВХ}}$) можно определить, проведя следующие замены в выражении (5):

$$\begin{aligned} \checkmark R_3 &- \text{ на } R_3 + R_4; \\ \checkmark U_{\text{ЦАП}} &- \text{ на } U_{\text{ШИМ}} = D U_{\text{ВВ}} + (1 - D) U_{\text{ВН}}, \end{aligned}$$

где $U_{\text{ШИМ}}$ – среднее напряжение на выходе ШИМ; D – коэффициент заполнения; $U_{\text{ВВ}}$ – высокое выходное напряжение; $U_{\text{ВН}}$ – низкое выходное напряжение. Таки образом

$$U_{\text{ВВХ}} = U_{\text{ЭТ}} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + [U_{\text{ЭТ}} - D U_{\text{ВВ}} + (1 - D) U_{\text{ВН}}] \frac{R_1}{R_3 + R_4}. \quad (15)$$

Величина D может изменяться от D_+ до D_- (как правило, от 1 до 0 с дискретными приращениями). Коэффициент заполнения имеет собственную погрешность (несмотря на то, что она не приводится в справочных данных на процессор), которая приводит к возникновению величин $D_{+(max)}$ и $D_{+(min)}$, а также $D_{-(max)}$ и $D_{-(min)}$. Логические выходные напряжения $U_{\text{ВВ}}$ и $U_{\text{ВН}}$ также имеют собственные ошибки, приводящие к возникновению величин $U_{\text{ВВ(min)}}$, $U_{\text{ВВ(max)}}$, $U_{\text{ВН(min)}}$ и $U_{\text{ВН(max)}}$.

Величины, аналогичные полученным с помощью выражений (6) (9), можно рассчитать, используя следующие выражения

$$U_{\text{ВВХ max(-)}} = U_{\text{ЭТ min}} \left(1 + \frac{R_{1min}}{R_{2max}} \right) + [U_{\text{ЭТ min}} - D_{-(max)} U_{\text{ВВ(min)}} + (1 - D_{-(max)}) U_{\text{ВН(min)}}] \times \frac{R_{1min}}{(R_3 + R_4)_{max}}; \quad (16)$$

$$U_{\text{ВВХ min(+)}} = U_{\text{ЭТ max}} \left(1 + \frac{R_{1max}}{R_{2min}} \right) + [U_{\text{ЭТ max}} - D_{+(min)} U_{\text{ВВ(max)}} + (1 - D_{+(min)}) U_{\text{ВН(max)}}] \times \frac{R_{1max}}{(R_3 + R_4)_{min}}; \quad (17)$$

$$U_{\text{вых max}(+)} = U_{\text{эт max}} \left(1 + \frac{R_{1\text{max}}}{R_{2\text{min}}} \right) + [U_{\text{эт max}} - D_{-(\text{min})} U_{\text{BB}(\text{max})} + (1 - D_{-(\text{min})}) U_{\text{BH}(\text{max})}] \times \frac{R_{1\text{max}}}{(R_3 + R_4)_{\text{min}}}; \quad (18)$$

$$U_{\text{вых min}(-)} = U_{\text{эт min}} \left(1 + \frac{R_{1\text{min}}}{R_{2\text{max}}} \right) + [U_{\text{эт min}} - D_{+(\text{max})} U_{\text{BB}(\text{min})} + (1 - D_{+(\text{max})}) U_{\text{BH}(\text{min})}] \times \frac{R_{1\text{min}}}{(R_3 + R_4)_{\text{max}}}. \quad (19)$$

Величины коэффициента заполнения, приводящие к превышению выходным напряжением желаемой величины (аналогично кодам ЦАП или потенциометра) можно исключить способами, описанными в следующем разделе.

Компенсация погрешностей в схеме цифрового регулирования

Существуют два стандартных способа компенсации погрешностей цифровой схемы, используемой для регулирования выходного напряжения преобразователя постоянного напряжения (рис. 4, 5). Оба способа включают измерение выходного напряжения преобразователя с помощью АЦП. Полученные результаты измерения (или измерений) используются для компенсации исходных погрешностей схемы цифрового регулирования и самого преобразователя.

В первом способе АЦП установлен на системной плате (рис. 4), а во втором он используется, как составная часть проверочного оборудования при заводских испытаниях (рис. 5). Оба способа имеют как достоинства, так и недостатки.

Преимущество использования АЦП, установленного на системной плате, состоит в том, что при этом не требуется отдельная операция при заводских испытаниях. Кроме того, если АЦП устойчив к изменениям температуры, с его помощью можно скомпенсировать температурные дрейфы, присущие цифровым устройствам регулирования и сами преобразователям постоянного напряжения. Однако, использование системного АЦП требует его повышенной точности, а также выделения для него отдельного канала.

Вопросы перенапряжений

Многие ЦАП при подаче на них питания формируют на выходе нулевое напряжение, что приводит к появлению на выходе преобразователя максимального напряжения $U_{\text{вых max}}$ (рис. 1), что соответствует выражению (5). Если $U_{\text{вых max}(+)}$ (выражение (8)) превышает рабочий диапазон напряжений источни-

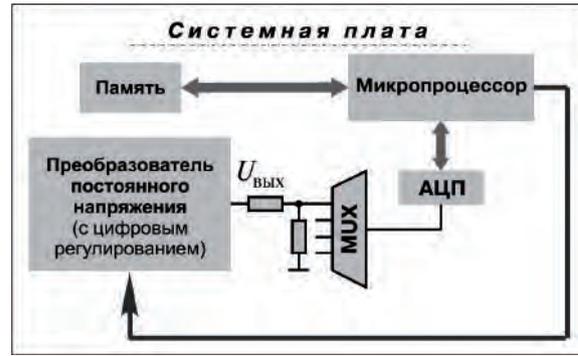


Рис. 4. Измерение погрешности преобразователя постоянного напряжения и цифровая схема компенсации со встроенным АЦП

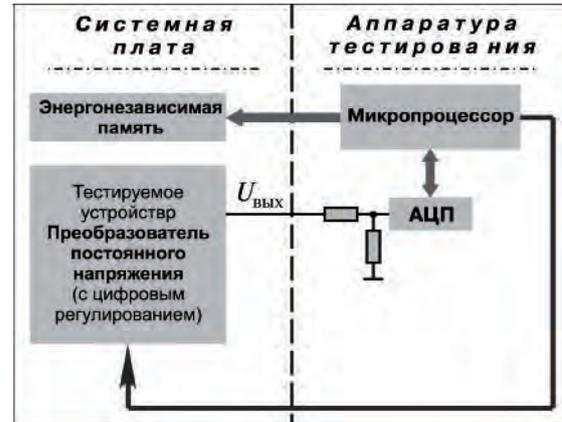


Рис. 5. Измерение погрешности преобразователя постоянного напряжения и цифровая схема компенсации при заводских испытаниях

ка питания ЖКИ, выходное напряжение ЦАП должно быть увеличено до значения, при котором выходное напряжение преобразователя постоянного напряжения будет ниже, до того, как питание будет подано на сам преобразователь. Один из способов обеспечения такого режима это задержка включения преобразователя до момента формирования на выходе ЦАП соответствующего уровня напряжения. Другой способ избежать проблем перенапряжения выбор ЦАП, на выходе которого при подаче питания формируется напряжение, близкое к середине рабочего диапазона выходных напряжений АЦП.

В большинстве случаев при подаче напряжения питания на выходах цифровых потенциометров формируется напряжение из середины диапазона рабочих напряжений. Однако, если при включении середина диапазона рабочих напряжений потенциометра вызывает появление на выходе преобразователя постоянного напряжения ЖКИ напряжения, превышающего $U_{\text{вых max}(+)}$, (рис. 3, выражение (13)), напряжение питания не должно подаваться на преобразователь до тех пор, пока на цифровом потенциометре не установится напряжение более высокого уровня.

Н. Н. Петросян, П. С. Манукян

АНАЛИЗ РЕЗОНАНСНОГО ИНВЕРТОРА С ЗАКРЫТЫМ ВХОДОМ ДЛЯ ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ ВХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Приведены две схемы резонансных инверторов для индукционного нагрева. Получены аналитические выражения и временные диаграммы, позволяющие определить характер изменения токов и напряжений в схемах, а также оценить их максимальные значения с целью минимизации массо-габаритных характеристик преобразователей.

В настоящее время широко используются технологии, в основу которых положен индукционный нагрев, например, для термической обработки деталей, сварных соединений, сборки-разборки узлов и механизмов, сопрягаемых посредством горячей посадки и т. д. В системах индукционного нагрева нагрузкой преобразователя является параллельный или последовательный резонансный контур, образованный нагреваемой деталью (индуктором) и компенсирующей его реактивную мощность емкостью.

Существует много работ [1, 2, 3], где используется параллельный резонансный контур, питаемый преобразователем частоты (ПЧ) на основе инвертора. В этих работах недостаточно полно рассмотрены трудности, возникающие при реализации источника тока большой мощности. Дело в том, что при больших мощностях необходимо вводить регулирующее звено постоянного тока, преобразующее полный поток энергии, а это значительно ухудшает массогабаритные показатели инвертора из-за наличия дросселя.

Указанный недостаток особенно существенен в тиристорных преобразователях, так как рабочая частота тиристоров обычно низка (до нескольких килогерц), а масса и габариты таких преобразователей

велики. Даже использование преобразователей с удвоением частоты практически не приводит к снижению массо-габаритных параметров [3].

Использование управляемого тиристорного выпрямителя, а также преобразователей на IGB-транзисторах, построенных только на инверторе, не всегда позволяет получать требуемые мощностные параметры. Поэтому возникает необходимость использования широтно-импульсного регулятора (ШИР) на входе инвертора, т. е. построения преобразователя по структуре “выпрямитель–ШИР–резонансный инвертор (РИ)–нагрузка”.

В статье приводится анализ схемы резонансных инверторов на IGB-транзисторах по структуре “выпрямитель–ШИР–РИ–нагрузка” для индукционного нагрева.

Схемы преобразователей по структуре “выпрямитель–ШИР–резонансный инвертор (РИ)–нагрузка” показаны на рис. 1 а и б.

В обеих схемах ШИР реализован на одном IGB-транзисторе с защитной RC-цепью.

На выходе ШИР среднее значение напряжения оценивается следующим выражением:

$$U_d(t) = \frac{t_{и}}{T} [U_{d0} - I_d(t) \cdot r_T], \quad (1)$$

где $t_{и}$ – время проводимости транзистора VT1; T – период рабочей частоты импульсного регулятора; $I_d(t)$ – сглаженный ток на входе инвертора, r_T – эквивалентное сопротивление транзистора VT1 в открытом состоянии; U_{d0} – выпрямленное напряжение на выходе выпрямителя на диодах (VD1...VD6).

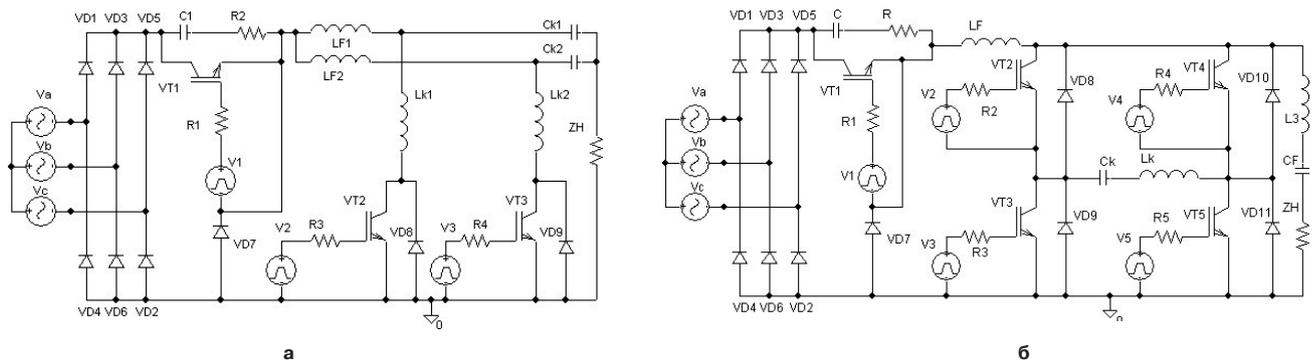


Рис. 1. Полумостовая (а) и мостовая (б) схемы инверторов

Рассмотрим принцип действия полумостового преобразователя, допуская, что на вход инвертора подается регулируемое напряжение U_d .

Для упрощения описания процесса примем, что ток I_d на входе инвертора неизменен, т. е. индуктивность L_F по крайней мере на порядок больше, чем L_K (коммутирующая индуктивность).

Нагрузка показана в виде параллельного соединения элементов L_H , R_H , C_H .

Эквивалентная схема полумостового инвертора для установившегося периодического режима показана на рис. 2, где $L_{k1} = L_{k2} = L_k$; $C_{k1} = C_{k2} = C_k$.

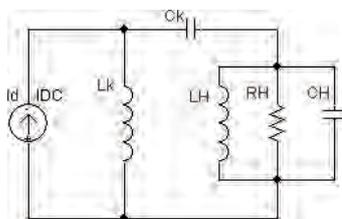


Рис. 2. Эквивалентная схема инвертора

В процессе работы происходит периодическая смена состояний инвертора. Если считать транзисторы и диоды идеальными, то возможны следующие режимы работы схемы:

- а) открыты вентили VT2 и VD8;
- б) открыты вентили VT3 и VD9, т. е. в каждом полупериоде работают транзистор и диод (рис. 1а).

При принятых допущениях для эквивалентной схемы получается следующая система дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} \frac{di_{Lk}(t)}{dt} = \frac{1}{L_k} u_{Ck}(t) + \frac{1}{L_k} u_H(t); \\ \frac{du_{Ck}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_k} i_{Lk}(t) + \frac{1}{2C_k} I_d(t); \\ \frac{di_{LH}(t)}{dt} = \frac{1}{L_H} u_H(t); \\ \frac{du_{CH}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_H} i_{Lk}(t) - \frac{1}{C_H} i_{LH}(t) - \frac{1}{R_H} u_H(t) + \frac{1}{2C_H} I_d(t), \end{cases} \quad (2)$$

где $i_{Lk}(t)$, $u_{Ck}(t)$, $i_{LH}(t)$ и $u_{CH}(t)$ – соответственно токи и напряжения на элементах эквивалентной схемы.

Уравнение (2) легко представить в матрично-векторной форме:

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{A}\mathbf{X}(t) + \mathbf{B}\mathbf{U}(t), \quad (3)$$

где $\mathbf{X}(t)$ – вектор переменных состояния; $\mathbf{U}(t)$ – вектор входных сигналов; \mathbf{A} – матрица состояния; \mathbf{B} – матрица воздействия. Из (2) имеем:

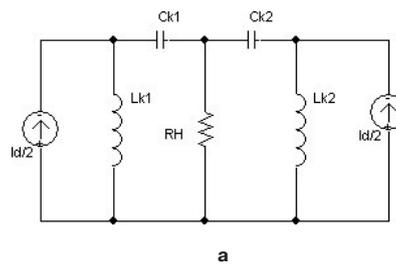
$$\dot{\mathbf{X}}(t) = \frac{d}{dt} \begin{Bmatrix} i_{Lk}(t) \\ u_{Ck}(t) \\ i_{LH}(t) \\ u_{CH}(t) \end{Bmatrix}; \quad \mathbf{A} = \begin{Bmatrix} 0 & \frac{1}{L_k} & 0 & \frac{1}{L_H} \\ -\frac{1}{C_k} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_H} \\ -\frac{1}{C_H} & 0 & -\frac{1}{C_H} & -\frac{1}{R_H} \end{Bmatrix};$$

$$\mathbf{X}(t) = \begin{Bmatrix} i_{Lk}(t) \\ u_{Ck}(t) \\ i_{LH}(t) \\ u_{CH}(t) \end{Bmatrix}; \quad \mathbf{B} = \begin{Bmatrix} 0 \\ \frac{1}{2C_k} \\ 0 \\ \frac{1}{2C_H} \end{Bmatrix}; \quad \mathbf{U}(t) = I_d(t). \quad (4)$$

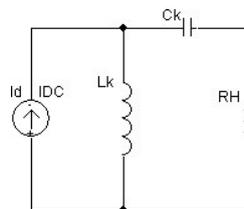
Уравнение (3) можно решить по методике, приведенной в [2]. Так как в общем виде решить уравнение (4) аналитически достаточно сложно, то дополнительно примем, что нагрузка работает в режиме резонанса токов, при котором $X_{Ck} = X_{LH}$, а нагрузку можно считать чисто активной. Эквивалентную схему рис. 2 при принятых допущениях можно представить в виде рис. 3а – для полумостовой схемы и рис. 3б – для мостовой схемы.

В каждом полупериоде рабочей частоты характер изменения тока через L_k (L_{k1} , L_{k2}) определяется следующим образом[3]:

$$i_k(t) = \frac{U_{Ck}(0) - 0,5I_d R_H}{\omega L_k} e^{-\delta t} \sin \omega t + 0,5I_d \left[(1 + e^{-\delta t} (\cos \omega t - \frac{\delta}{\omega} \sin \omega t)) \right].$$



а



б

Рис. 3. Упрощенные эквивалентные схемы инверторов: а – полумостового; б – мостового

Напряжение на коммутирующем конденсаторе C_k (C_{k1}, C_{k2}) изменяется по закону

$$u_{Ck}(t) = (0,5I_d R_H - u_{Ck}(0))e^{-\delta t} \left(\cos \omega t + \frac{\delta}{\omega} \sin \omega t \right) - \frac{I_d}{\omega C_k} e^{-\delta t} \sin \omega t + 0,5I_d R_H. \quad (6)$$

$$\delta = \frac{R_H}{2L_k}; \quad \omega = \sqrt{\frac{1}{L_k C_k} - \left(\frac{R_H}{2L_k} \right)^2}. \quad (7)$$

Используя (4) и (5), можно найти напряжение на закрытом транзисторе:

$$u_{VT}(t) = u_{Ck}(t) + I_d(t)R_H. \quad (8)$$

Напряжение на L_k можно определить выражением

$$u_{Lk}(t) = L_k(di_k/dt),$$

а добротность контура Q определяется соотношением

$$Q = \frac{\omega}{2\delta} = \sqrt{\left(\frac{\rho_k}{2R_H} \right)^2 - 1}, \quad (9)$$

$$\text{где } \rho_k = \sqrt{\frac{L_k}{C_k}}.$$

На практике наиболее часто применяется мостовая схема [4], в которой максимальное напряжение на вентилях вдвое меньше, чем в полумостовой схеме, однако следует учесть, что уменьшение последовательных вентилях в контуре цепи нагрузки может привести к снижению КПД.

Напряжение на закрытом транзисторе можно определить из уравнения

$$u_{VT}(t) = u_{Ck}(t) + u_{Lk}(t). \quad (10)$$

Используя выражения для u_{Ck} и u_{Lk} из (10), получим

$$u_{VT}(t) = U_d(t) + R_H \cdot I_d(t) - U_s(t) \cdot e^{-\delta t} \times \left[(1-k_L) \cdot \cos \omega t + \frac{\delta}{\omega} (1+k_L) \cdot \sin \omega t \right]. \quad (11)$$

где k_L – коэффициент распределения индуктивности в схеме инвертора, который определяется как

$$k_L = \frac{L_k}{L_k + L_3}. \quad (12)$$

Для правильной работы инвертора необходимо, чтобы коэффициент распределения индуктивности k_L был не ниже некоторого критического значения [4, 5] ($k_L > 0,7$) во избежание появления внутренней циркуляции токов между реактивными элементами инвертора и перегрузки транзисторов по току и по скорости изменения токов di/dt .

Экстремумы напряжения на транзисторах определяются из уравнения:

$$\frac{du_{VT}(t)}{dt} = 0, \quad (13)$$

откуда

$$\operatorname{tg}(\omega t_m) = \frac{2\delta\omega k_L}{\omega^2(1-k_L) + \delta^2(1+k_L)}, \quad (14)$$

где t_m – моменты времени, при которых напряжения на транзисторах инвертора достигают минимального и максимального значений.

С помощью вышеприведенных уравнений оценены также максимальные токи через транзистор и диод:

$$I_{VT\max} = \frac{4U_d}{\omega_1 L_k} B n^2 e^{-\alpha \operatorname{ctg} \alpha} \sin \alpha; \quad (15)$$

$$I_{VD\max} = \frac{4U_d}{\omega_1 L_k} B n^2 e^{-(\alpha+\pi) \operatorname{ctg} \alpha} \sin(\alpha+\pi), \quad (16)$$

$$\text{где } \operatorname{tg} \alpha = \frac{\omega}{\delta}; \quad n = \frac{1}{1 - \exp(-\pi/2Q)};$$

$$B = \left[1 + (2n-1)^2 - \frac{2}{\pi} (2n-1) \sin(2\alpha) \right]^{-1}. \quad (17)$$

На рис. 4, 5 приведены зависимости (15), (16) и (18). Как видно из этих зависимостей действующее значение тока через транзисторы (VT2, V3) и через диоды (VD6, VD9) (рис. 1а) соответственно определяются в виде

$$I_{VT} = \frac{2U_d}{\omega_0 L_k} B \cdot n \sqrt{\operatorname{tg} \alpha (2n-1)}; \quad (18)$$

$$I_{VD} = \frac{n-1}{n} I_{VT}; \quad (19)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}}. \quad (20)$$

Величину I_d входного тока инвертора можно найти, если учесть соотношение между максимальным током транзистора и I_d :

$$I_{VT\max} / I_d = 2\pi \cdot n^2 \exp(-\alpha \cdot \operatorname{ctg} \alpha) / [(2n-1) \sin \alpha]. \quad (21)$$

С учетом (15) и (21) получим

$$I_d = \frac{2U_d}{\pi \omega_1 L_0} B \cdot (2n-1) \sin(2\alpha). \quad (22)$$

Действующее значение тока нагрузки равно

$$I_H = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_H^2(\vartheta) d\vartheta}. \quad (23)$$

Учитывая, что ток нагрузки i_H определяется выражением

$$i_H(\vartheta) = \frac{U}{\omega L_0} \exp\left(\frac{-\delta}{\omega} \vartheta\right) - I_d, \quad (24)$$

для действующего значения тока нагрузки получим

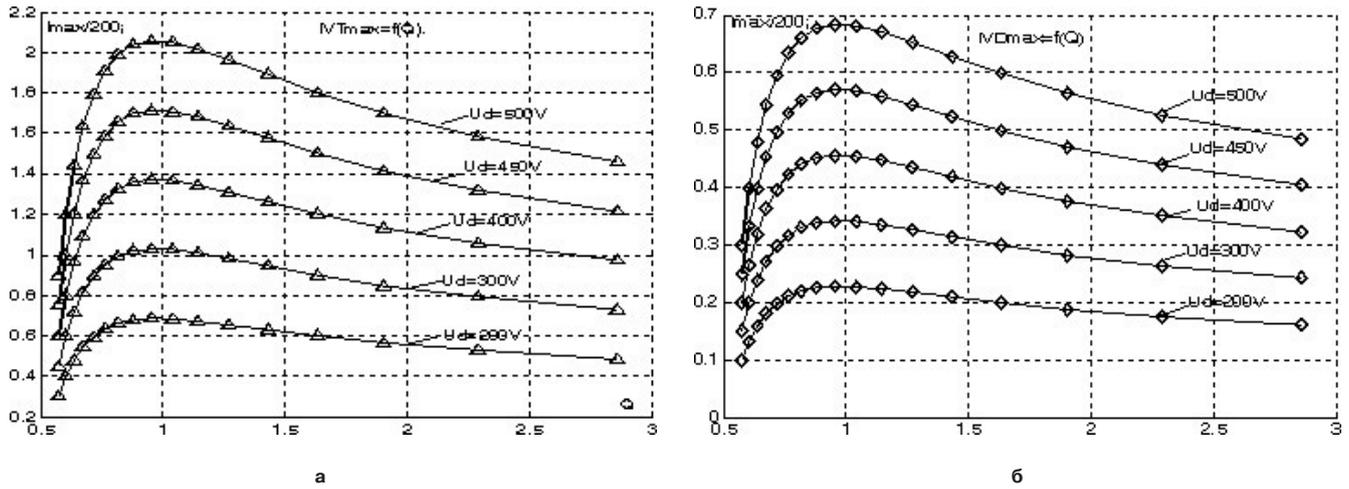


Рис. 4. Зависимости максимальных значений токов: а – через транзистор; б – через диод

$$I_H = \sqrt{I_d^2 + \frac{2I_d b}{\pi(a^2 + 1)} [\exp(-a\pi) + 1] + \dots + \frac{b^2(a+1)}{2\pi a(a+2)} [1 - \exp(-2\pi a)]} \quad (25)$$

где $\vartheta = \omega t$; $a = \frac{\delta}{\omega}$; $b = \frac{U_0}{\omega L_0}$; $U_0 = 4Bn^2 U_d$. (26)

Зависимости максимального напряжения U_{VTmax}/U_d на транзисторах в относительных единицах от добротности и коэффициента распределения индуктивностей K_L приведены на рис. 5. Наибольшее значение U_{VTmax}/U_d имеет при добротности $Q = 0,8 \dots 1,0$.

Временные диаграммы токов и напряжений для схемы рис. 16, полученные с помощью системы OrCAD 9.2 при параметрах: $P_H = 40$ кВт; $f = 50$ кГц; $Q = 1,25$; $k_L = 0,7$; $U_d = 500$ В, приведены на рис. 6.

Гармонический состав тока нагрузки показан на рис. 7. Как видно, в данном случае коэффициент гармоника $k_r \approx 12,0\%$.

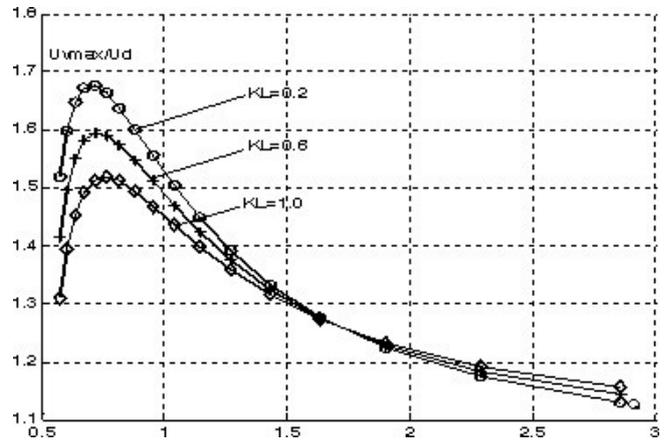


Рис. 5. Зависимости максимальных значений напряжения на ключевых элементах схемы

Как видно из приведенных зависимостей видно, что ток через обратный диод примерно в 4...5 раз меньше прямого максимального тока, проходящего через транзистор, что обеспечивает оптимальный ре-

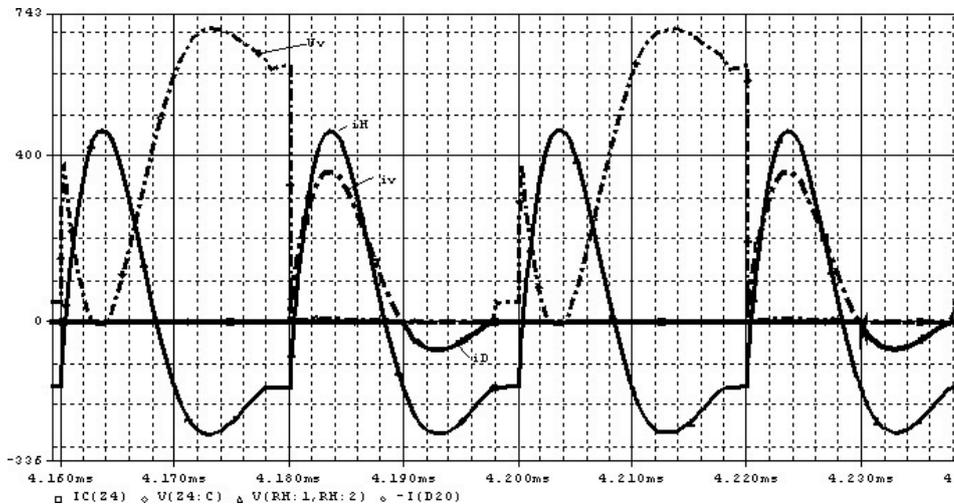


Рис. 6. Временные диаграммы токов и напряжений, полученные с помощью системы "OrCad 9.2"

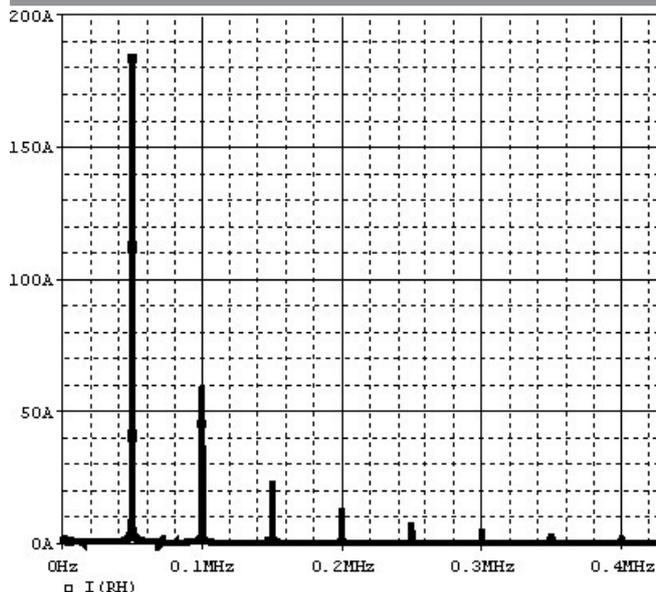


Рис. 7. Гармонический состав тока нагрузки



Рис. 8. Опытный образец преобразователя на IGB-транзисторах мощностью 40кВт

жим инвертора [6]. На рис. 8 показан внешний вид опытного образца транзисторного преобразователя на IGB-транзисторах мощностью 40 кВт.

Преобразователь по рис. 8 используется для плавки цветных металлов, в преобразователе осуществляется водяное охлаждение.

Выводы

1. Получены основные расчетные формулы для определения максимальных значений токов и напряжений на элементах схемы, для правильного выбора основных силовых элементов преобразователя.

2. Получены временные и статистические характеристики преобразователя в зависимости от параметров нагрузки, в частности, от добротности.

3. На примере резонансного преобразователя мощностью 40 кВт рассчитан гармонический состав тока нагрузки, что важно знать в зависимости типа оплаваемого металла.

4. Разработан и внедрен в производство опытный образец транзисторного преобразователя мощностью 40 кВт.

Литература

1. Поляков В. Д., Чаколя Э. Высокочастотный генератор для индукционного нагрева // Электротех-

ника, № 12, 2000, С. 31–35.

2. Потемкин В. Г. Система инженерных и научных расчетов MATLAB 5.x. – В 2-х т. Том 1. М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 1999. – 366с.

3. Шапиро С. В. и др. Тиристорные генераторы ультразвуковой частоты. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 144 с.

4. Тиристорные преобразователи частоты для индукционного нагрева металлов // Труды Уфимского авиационного института. – Уфа: УАИ, 1971, вып. XXII. Сборник 1; – 130 с.

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

6. Силкин Е. М. Транзисторные преобразователи частоты для индукционного нагрева // Электротехника, 2004, №10, С. 24–30.

Петросян Норик Нагапетович, зав. кафедрой электронной техники, к. т. н., доцент Государственного инженерного университета Армении (ГИУА), тел. 2-92, 58-36-62;

Манукян Паргев Суменович, ассистент кафедры Электроэнергетики ГИУА, тел. 2-02, 55-17-42.

Д. А. Шевцов, Д. Р. Манбеков

АНАЛИЗ НЕСИММЕТРИЧНЫХ РЕЖИМОВ ПЕРЕМАГНИЧИВАНИЯ СЕРДЕЧНИКА ТРАНСФОРМАТОРА В ДВУХТАКТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ С ДРОССЕЛЕМ ПОСТОЯННОГО ТОКА В ПЕРВИЧНОЙ ЦЕПИ

В статье представлены результаты количественного анализа несимметричного режима перемагничивания сердечника силового трансформатора в двухтактных транзисторных преобразователях с дросселем постоянного тока в первичной цепи. Анализ проводился при варьировании следующих параметров: разности длительностей смежных управляющих импульсов, коэффициента заполнения.

В [1, 2, 3] приведены результаты моделирования и анализа несимметричного режима перемагничивания сердечника силового трансформатора в двухтактных структурах с дросселем постоянного тока во вторичной цепи и дросселем переменного тока в первичной цепи. Результаты показали, что при наличии разности длительностей управляющих импульсов возникает режим несимметричного перемагничивания. Это приводит к одностороннему магнитному насыщению сердечника силового трансформатора в конце полупериодов и далее к броскам тока через силовые транзисторы. В результате этого:

- снижается надежность;
- ухудшается электромагнитная совместимость;
- увеличиваются потери мощности в силовом каскаде;
- уменьшается КПД.

В статье рассмотрены силовые структуры двухтактных преобразователей постоянного напряжения с дросселем постоянного тока в первичной цепи, изображенные на рис.1–3.

Общая для всех рассмотренных структур вторичная цепь показана на рис. 4.

Для структуры 1 применен алгоритм управления типа “С” [2]. Для структур 2 и 3 использовался алгоритм управления типа “D”, показанный на рис. 5.

Также отметим, что максимальный коэффициент заполнения (k_z) управляющих импульсов для структур 1 и 2 не превосходит 0,5. Прочие особенности, а также положительные и отрицательные стороны рассмотренных структур приведены в [4].

Для представления результатов моделирования введено понятие коэффициента несимметрии (K_H). Под K_H понимается отношение разности токов, потребляемых от первичного источника питания (V_1) в несимметричном (I_H) и симметричном (I_C) режимах перемагничивания к току, потребляемому от сети при

симметричном режиме перемагничивания. Таким образом, коэффициент несимметрии определяется следующим отношением:

$$K_H = \frac{I_H - I_C}{I_C}.$$

Для моделирования использовалась программа OrCAD 9.2. Результаты моделирования представлены на рис. 6, 7 для структуры 1, рис. 8, 9 для структуры 2 и рис. 10, 11 для структуры 3. Каждому из графиков соответствует изменение одного из следующих параметров. При варьировании разницы длительностей смежных управляющих импульсов Δt (рис.6, 8, 10) коэффициент заполнения принимается равным половине от максимально допустимого для конкретной структуры. При варьировании коэффициента заполнения (k_z) (рис. 7, 9, 11) Dt имело фиксированное значение, равное 5% от длительности полупериода. Напряжение питания (V_1) во всех структурах равно 300 В.

Результаты моделирования показали, что данным структурам, также как и ранее рассмотренным [2, 3], характерно появление режима несимметричного перемагничивания сердечника силового трансформатора. Причиной могут послужить *любые* неодинаковости электрических параметров плеч, а также смежных импульсов управления. При этом отметим еще раз, что любая неодинаковость электрических параметров плеч силового каскада может быть сведена к эквивалентной несимметрии длительностей управляющих импульсов.

Отметим основные закономерности результатов моделирования:

- с увеличением частоты в 4 раза происходит увеличение K_H в 24 раза;
- увеличение разницы длительностей смежных управляющих импульсов с 5% до 15% приводит к увеличению K_H в 2,5 раза;
- постоянная составляющая тока первичной цепи может превосходить приведенный ток нагрузки;
- возникновение эффекта интегрирования тока первичной обмотки трансформатора в рассмотренных режимах моделирования не наблюдалось;
- приведенные закономерности справедливы и для других схем выпрямления, представленных в [2].

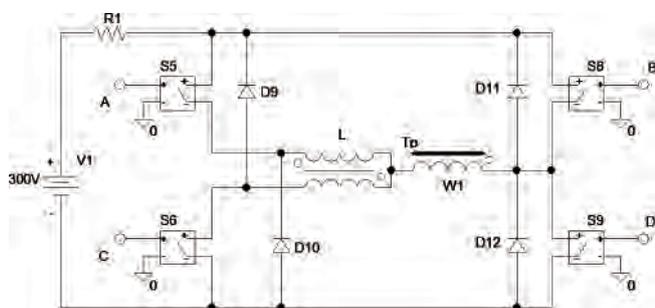


Рис. 1. Структура силового каскада 1 с дросселем постоянного тока в первичной цепи

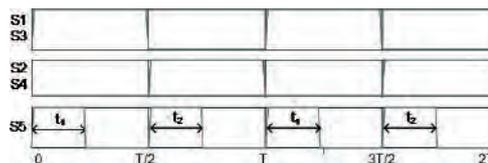


Рис. 5. Закон управления типа "D" для силовых ключей S1-S5 в структурах 2 и 3

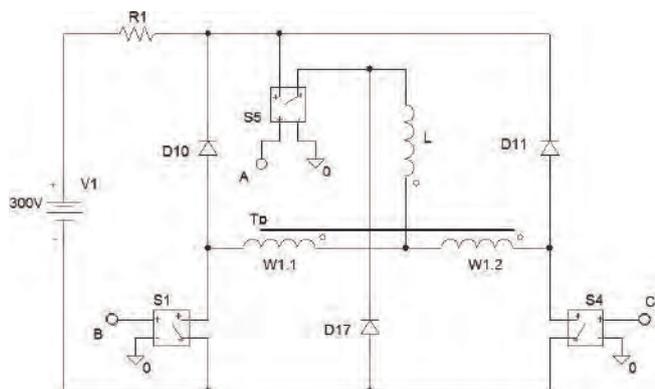


Рис. 2. Структура силового каскада 2 с дросселем постоянного тока в первичной цепи

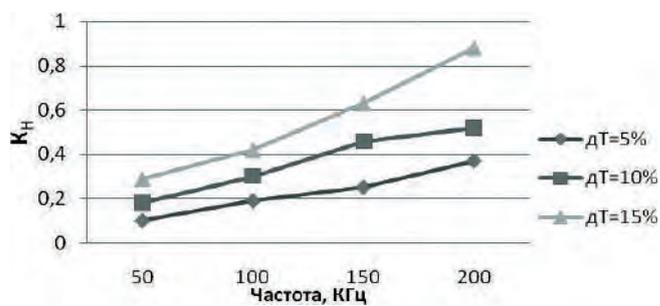


Рис. 6. Зависимость K_H от частоты при изменении Δt (структура 1)

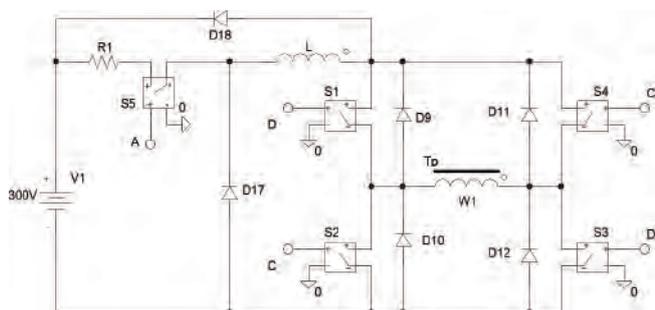


Рис. 3. Структура силового каскада 3 с дросселем постоянного тока в первичной цепи

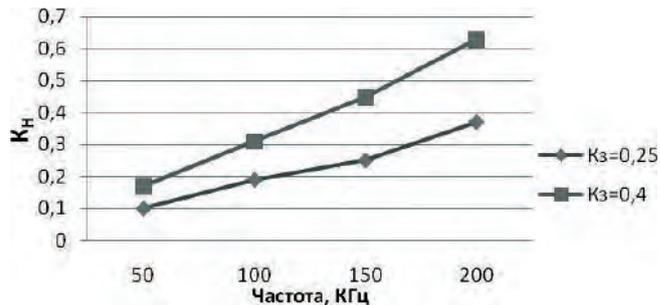


Рис. 7. Зависимость K_H от частоты при изменении k_z (структура 1)

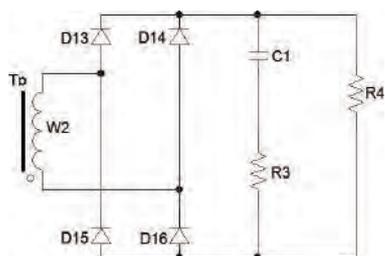


Рис. 4. Вторичная цепь силовых структур

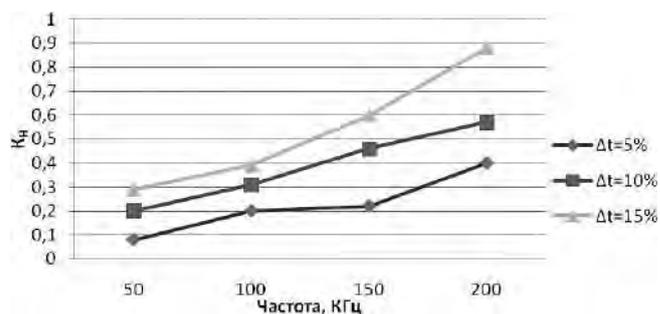


Рис. 8. Зависимость K_H от частоты при изменении Δt (структура 2)

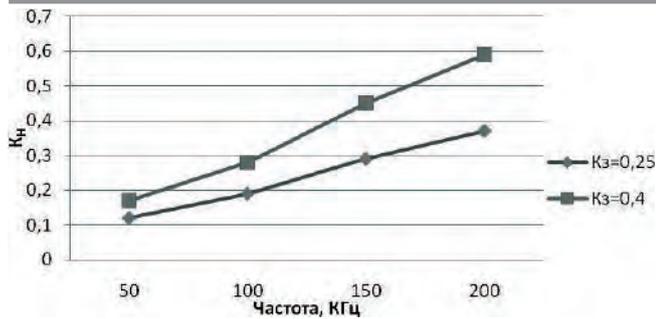


Рис. 9. Зависимость K_n от частоты при изменении k_z (структура 2)

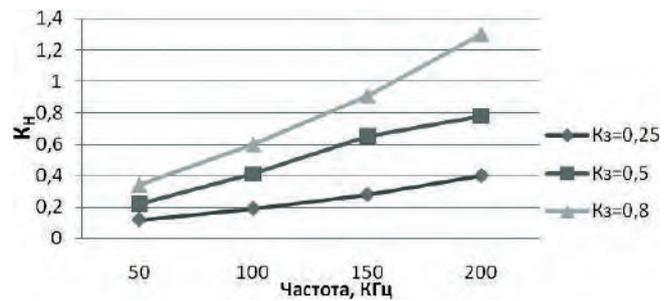


Рис. 11. Зависимость K_n от частоты при изменении k_z (структура 3)

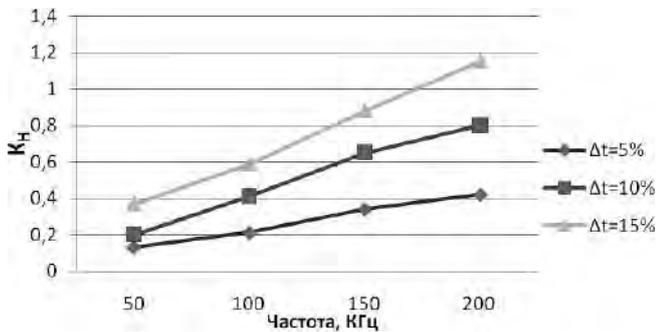


Рис. 10. Зависимость K_n от частоты при изменении Δt (структура 3)

Литература

1. Шевцов Д. А., Манбеков Д. Р. Моделирование процессов несимметричного перемагничивания двухтактных ИВЭП // Практическая силовая электроника, № 30, 2008, С. 41–45.
2. Шевцов Д. А., Манбеков Д. Р. Количественный анализ несимметричных режимов перемагничивания трансформаторов в двухтактных преобразователях с дросселем постоянного тока во вторичной цепи //

Практическая силовая электроника, № 31, 2008. С.48–50.

3. Шевцов Д. А., Манбеков Д. Р. Анализ несимметричных режимов перемагничивания сердечника трансформатора в двухтактных преобразователях с дросселем переменного тока в первичной цепи // Практическая силовая электроника, № 32, 2008, С. 46–47.

4. Шевцов Д. А., Манбеков Д. Р. Сравнительный анализ и классификация методов симметрирования двухтактных преобразователей напряжения с ШИМ-регулированием // Силовые транзисторные устройства. Выпуск 2. / Тематический сборник научных трудов. Под редакцией Е. В. Машукова – М.: “Экон-Информ”, 2006. С. 58–75.

Шевцов Даниил Андреевич, д. т. н., профессор кафедры “Микроэлектронных электросистем” МАИ, тел. (499)158-45-59;

Манбеков Дмитрий Рауфович, аспирант кафедры “Микроэлектронных электросистем” МАИ, тел. (499)158-45-59.

Д. Р. Манбеков, Д. А. Шевцов

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ РАЗЛИЧНЫХ ТИПОВ ТРАНЗИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ ПРИ НЕСИММЕТРИЧНОМ РЕЖИМЕ ПЕРЕМАГНИЧИВАНИЯ

В статье представлен сравнительный анализ режимов перемагничивания двухтактных транзисторных преобразователей различных типов при наличии факторов, приводящих к несимметричному режиму перемагничивания сердечника силового трансформатора. Приведены достоинства и недостатки рассмотренных типов преобразователей и проанализированы основные закономерности режима несимметричного перемагничивания.

Сравнительный анализ проводился для двухтактных преобразователей следующих типов:

- с дросселем постоянного тока во вторичной цепи [2];
- с дросселем переменного тока в первичной цепи [3];
- с дросселем постоянного тока в первичной цепи [4].

Для количественной оценки несимметричности режима перемагничивания используется коэффициент несимметрии K_H :

$$K_H = \frac{I_H - I_C}{I_C}$$

где I_H – ток, потребляемый от первичного источника при несимметричном режиме перемагничивания; I_C – ток, потребляемый от первичного источника при симметричном режиме перемагничивания.

Анализ проведен на основе исследований, результаты которых изложены в [1, 2, 3, 4].

Зависимости K_H от частоты преобразования при варьировании разности длительностей смежных управляющих импульсов Δt для трех упомянутых выше

структур двухтактных преобразователей представлены на рис. 1. При этом коэффициент заполнения k_3 равен половине от максимально возможного для конкретной структуры.

На рис. 2 в качестве параметра принят k_3 , а Δt зафиксировано и составляет 5% от полупериода преобразования.

Представленные зависимости позволяют сделать следующие выводы:

- неодинаковость параметров плеч преобразователя оказывает наименьшее влияние на режим перемагничивания в структурах с дросселем постоянного тока в первичной цепи;
- наибольшее влияние разброс параметров оказывает на режим перемагничивания в структурах с дросселем постоянного тока во вторичной цепи.

Далее отметим другие достоинства и недостатки рассмотренных типов силовых каскадов.

Основными достоинствами структур с дросселем постоянного тока в первичной цепи являются:

- наименьшая опасность возникновения сквозных токов;
- малая перекрестная нестабильность при использовании в многоканальных преобразователях;
- ниже потери в первичной цепи (рис. 2 [4]), чем в структурах других типов при прочих равных условиях;
- наименьшая подверженность эффекту несимметричного перемагничивания сердечника силового трансформатора;
- технологичность в производстве при использовании в многоканальных преобразователях.

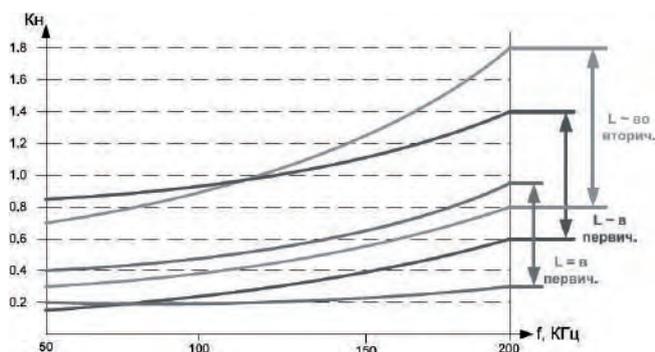


Рис. 1. Зависимости $K_H(f)$ при изменении Δt для 3-х типов структур

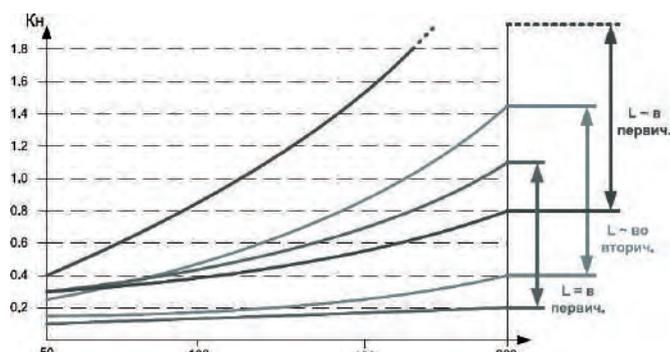


Рис. 2. Зависимости $K_H(f)$ при изменении k_3 для 3-х типов структур

К недостаткам этих структур можно отнести:

- ✓ для структур (рис. 1, 2 [4]) имеет место ограничение коэффициента заполнения (k_3) от 0 до 0,5;
- ✓ из-за усложненной структуры силовых каскадов имеет место более сложный алгоритм управления, что, однако, не сказывается на массе преобразователя;
- ✓ при насыщении сердечника дроссель перестает оказывать симметрирующее воздействие.

К достоинствам структур с дросселем переменного тока в первичной цепи относятся:

- малая перекрестная нестабильность при использовании в многоканальных преобразователях;
- технологичность в производстве при использовании в многоканальных преобразователях;
- k_3 может изменяться во всем диапазоне от 0 до 1;
- менее остро стоит проблема несимметричного перемагничивания сердечника силового трансформатора, чем в структурах с дросселем постоянного тока во вторичной цепи.

При этом они имеют следующие недостатки:

✓ наихудшие энергетические характеристики из рассматриваемых типов структур при прочих равных условиях [5];

- ✓ нелинейная регулировочная характеристика;
- ✓ не происходит увеличения выходного напряжения при $k_3 > 0,5$;
- ✓ опасность возникновения сквозных токов.

Вторым серьезным минусом данного типа структур является возможность возникновения эффекта интегрирования тока первичной обмотки (рис. 3) при определенных параметрах и алгоритме управления [2].

Достоинствами структур с дросселем постоянного тока во вторичной цепи являются:

- линейная регулировочная характеристика;
- КПД подобных структур выше при прочих равных условиях;
- изменение k_3 возможно во всем диапазоне (0...1).

Недостатки этих структур следующие:

- ✓ наиболее остро стоит проблема несимметрии и сквозных токов;
- ✓ большая перекрестная нестабильность в многоканальных преобразователях;
- ✓ нетехнологичность производства при использовании в многоканальных преобразователях;

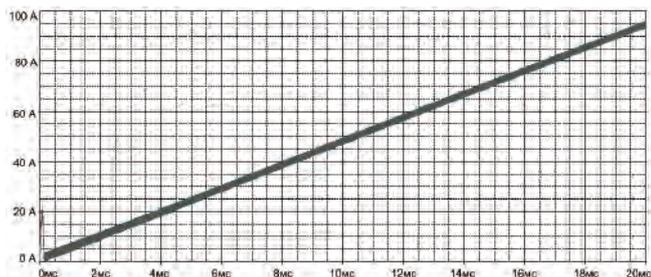


Рис. 3. Ток первичной обмотки трансформатора при возникновении эффекта интегрирования тока

- ✓ необходимо применять специальные узлы для вычисления вольт-секундного интеграла для исключения магнитного насыщения сердечника силового трансформатора в переходных режимах;
- ✓ для структур данного типа при определенном алгоритме управления возможно возникновение эффекта интегрирования тока.

Заключение

Исходя из проведенного анализа, основанного на компьютерном моделировании, можно сделать следующие выводы:

✧ режим несимметричного перемагничивания появляется из-за неодинаковости *любых* электрических параметров плеч преобразователя. Это, в свою очередь, приводит к неодинаковости вольт-секундных интегралов смежных полупериодов. Возникающее при этом магнитное насыщение сердечника трансформатора приводит к броскам тока в конце полупериодов, что отрицательно сказывается на надёжности, электромагнитной совместимости, а также приводит к увеличению потерь и, следовательно, к снижению КПД;

✧ неодинаковость любых параметров может быть сведена к эквивалентной разности длительностей смежных управляющих импульсов. Следовательно, изменяя их длительность можно компенсировать причины несимметрии;

✧ во всех типах рассмотренных структур двухтактных силовых каскадов с увеличением частоты преобразования происходит увеличение K_H . При этом в структурах с дросселем постоянного тока во вторичной цепи имеет место наиболее быстрый рост K_H от частоты преобразования. Однако следует отметить, что наличие индуктивности рассеивания сердечника трансформатора (как реактивного сопротивления) в ряде случаев может приводить к уменьшению скорости роста K_H с увеличением частоты;

✧ в двухтактных структурах преобразователей с дросселем постоянного тока во вторичной цепи возможно возникновение эффекта интегрирования тока [1, 2];

✧ с увеличением частоты преобразования K_H возрастает быстрее, чем по линейному закону;

✧ в структурах двухтактных преобразователей с дросселем постоянного тока в первичной цепи при насыщении его сердечника (например в переходных и аварийных режимах) дроссель перестает оказывать симметрирующее воздействие;

✧ для обеспечения нормальной работы преобразователя требуются автоматические симметрирующие контуры, сохраняющие свою работоспособность, как в установившихся, так в переходных и аварийных режимах.

Проведенный анализ позволяет сделать вывод, что ни один из рассмотренных типов двухтактных тран-

зисторных преобразователей постоянного напряжения нельзя считать пригодным для эксплуатации без применения специальных схем симметрирования. Следовательно, для обеспечения работоспособности РППН их необходимо снабжать специальными схемами симметрирования, которые должны удовлетворять следующим требованиям:

- ♦ быть пригодными, как для одноканальных, так и для многоканальных двухтактных транзисторных преобразователей;
- ♦ сохранять работоспособность в установившихся, переходных и аварийных режимах во всем диапазоне питающих напряжений, токов нагрузки и температур окружающей среды;
- ♦ быть пригодными для серийного производства;

В связи с изложенными требованиями симметрирующие схемы должны строиться не по параметрическому принципу, а по компенсационному, как системы автоматического регулирования с управлением по отклонению.

Литература

1. Шевцов Д. А., Манбеков Д. Р. Моделирование процессов несимметричного перемагничивания двухтактных ИВЭП // Практическая силовая электроника, Выпуск 30, 2008, С. 41–45.
2. Шевцов Д. А., Манбеков Д. Р. Количественный анализ несимметричных режимов перемагничивания

трансформаторов в двухтактных преобразователях с дросселем постоянного тока во вторичной цепи // Практическая силовая электроника, Выпуск 31, 2008, С. 48–51.

3. Шевцов Д. А., Манбеков Д. Р. Анализ несимметричных режимов перемагничивания сердечника трансформатора в двухтактных преобразователях с дросселем переменного тока в первичной цепи. Выпуск 32, 2008, С. 46–47.

4. Шевцов Д. А., Манбеков Д. Р. Сравнительный анализ различных типов двухтактных транзисторных преобразователей постоянного напряжения при несимметричном режиме перемагничивания // Практическая силовая электроника, № 1 (33), 2009, С.

5. Шевцов Д. А., Манбеков Д. Р. Сравнительный анализ и классификация методов симметрирования двухтактных преобразователей напряжения с ШИМ-регулированием. // Силовые транзисторные устройства. Выпуск 2./ Под редакцией Машукова Е. В. – М.: Экон-Информ, 2006, С. 58–74.

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

Манбеков Дмитрий Рауфович, аспирант кафедры "Микроэлектронных электросистем" МАИ, тел. (499) 158-45-59.

Д. А. Шевцов, Буй Дык Кыонг

ИСТОЧНИК ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ С РЕГУЛИРУЕМЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ

В статье рассмотрен источник вторичного электропитания (ИВЭП) с регулируемым выходным напряжением, предназначенный для испытательного стенда коммутационной аппаратуры. Выходное постоянное напряжение имеет широкий диапазон регулирования от 0 до 110 В при достаточной высокой стабильности. Максимальный выходной ток 0,3 А (при максимальном выходном напряжении 110 В).

Схема сетевого ИВЭП с бестрансформаторным входом на основе регулируемого преобразователя постоянного напряжения представлена на рис. 1. Регулирование выходного напряжения обеспечивается изменением внешнего опорного напряжения (0...11 В). Постоянное выходное напряжение формируется в выпрямлении напряжения сети (220 В, 50 Гц) с последующим его преобразованием в высокочастотное переменное (50 кГц) и выпрямлением. Гальваническая развязка входа и выхода обеспечивается с помощью трансформаторов Тр1 и Тр2. Стабилизация выходного напряжения осуществляется методом ШИМ.

Для управления силовым каскадом преобразователя использована специализированная микросхема ШИМ-контроллера UC3845, функциональная схема которой представлена на рис. 2.

В состав микросхемы входят:

- генератор тактовых импульсов (ГТИ);

- реле (РПП), блокирующее схему от понижения напряжения питания при пониженном напряжении питания ИМС – оно находится в состоянии “Выключено” и потребляет малый ток (менее 1 мА);
- непрерывный стабилизатор напряжения (НСН);
- источник опорного напряжения на ширине запрещенной зоны с подстройкой (ИОН);
- источник смещения на 2,5 В;
- усилитель сигнала рассогласования DA1;
- компаратор ограничения тока DA2;
- компаратор ограничения тока с порогом 1 В, обеспечивающий защитные функции.

Логические элементы DD1, DD4 и триггеры DD2, DD3 служат для обеспечения переключения выходных каскадов с фиксированной частотой, задаваемой генератором ГТИ как в номинальном, так и в аварийном режимах.

Выходной двухтранзисторный каскад предназначен для работы на большую емкостную нагрузку, например, затворы мощных МОП-транзисторов.

Временные диаграммы процессов, поясняющие работу схемы, приведены на рис. 3.

Принципиальная электрическая схема ИВЭП показана на рис. 4.

Силовой каскад ИВЭП выполнен на основе однотактного обратного преобразователя на силовом МДП-транзисторе VT1 и трансформаторе TV2,

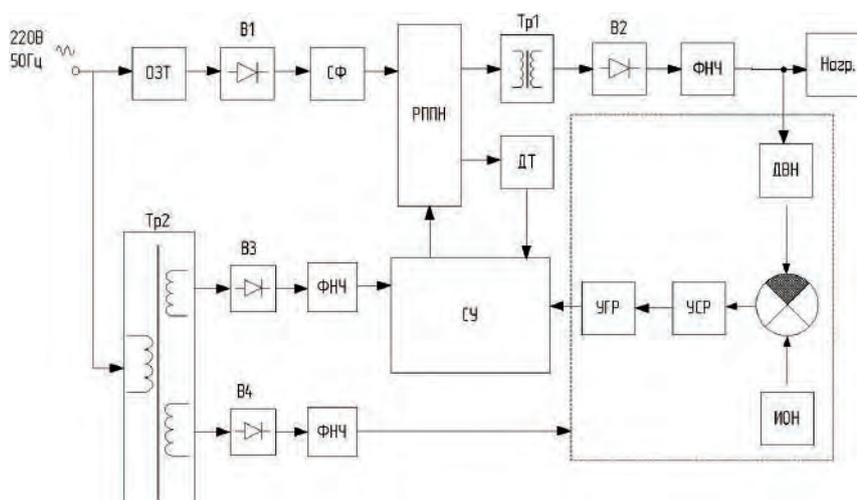


Рис. 1 Функциональная схема ИВЭП

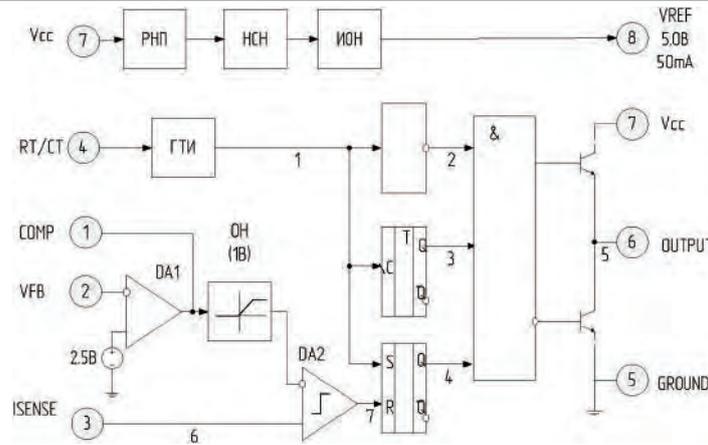


Рис. 2. Функциональная схема микросхемы UC3845

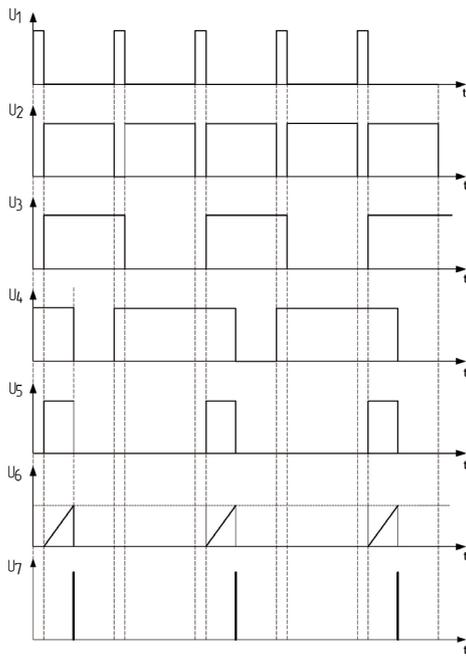


Рис. 3. Временные диаграммы, поясняющие работу микросхемы UC3845

изготовленном на кольцевом сердечнике из магнито-диэлектрика марки МП-140 (рис. 5).

Размеры сердечника TV2 находятся из минимальной необходимости для обеспечения мощности ИВЭП

$$V_{\text{мин}} = P_0 \frac{2\mu\mu_0}{B_m^2 \cdot f} = 1,708 \cdot 10^{-6},$$

где $P_0 = 33$ Вт – максимальная мощность ИВЭП;

$\mu = 140$ – относительная магнитная проницаемость материала;

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м магнитная постоянная;

$f = 50$ кГц – частота преобразования;

$B_m = 0,4$ Тл – максимально допустимое значение индукции.

По таблице типоразмеров выбран сердечник 27×15×6 мм.

В соответствии с законом электромагнитной индукции, число витков обмоток определяется:

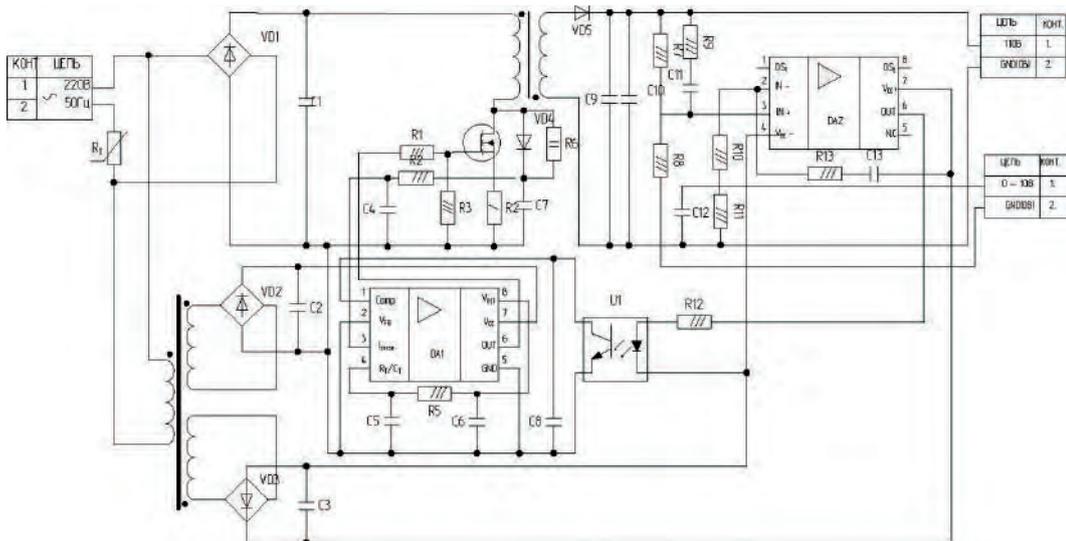


Рис. 4. Принципиальная электрическая схема ИВЭП

$$w_1 = E_{\text{п.ном}} \frac{k_{3\text{max}}}{f \cdot S_c \cdot B_m} = 215,9 \text{ витков};$$

выбрано $w_1 = 216$ витков;

$$w_2 = (U_{\text{н}} + \Delta U_{\text{д}}) \frac{1 - k_{3\text{max}}}{f \cdot S_c \cdot B_m} = 77,1 \text{ витков};$$

выбрано $w_2 = 78$ витков,

где, $S_c = 36 \text{ мм}^2$ – площадь поперечного сечения магнитного сердечника.

$\Delta U_{\text{д}} = 1 \text{ В}$ – падение напряжения на диоде.

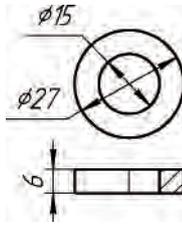


Рис. 5. Кольцевой сердечник

Выпрямитель сетевого напряжения выполнен по мостовой схеме на диодах VD1.1-VD1.4. Однофазный мостовой выпрямитель характеризуется значительным размахом пульсаций выпрямленного напряжения (рис. 6), что требует применения сглаживающего фильтра (конденсатор C1).

Емкость конденсатора C1 определяется как:

$$C_1 = \frac{P_0}{2U_m \cdot f_c \cdot \Delta U} = 53 \cdot 10^{-6},$$

где $U_m = 311 \text{ В}$ – амплитудное значение выпрямленного напряжения;

$f_c = 50 \text{ Гц}$ – частота сети;

$\Delta U = 20 \text{ В}$ – частота пульсаций выпрямленного сетевого напряжения.

Терморезистор Rт предназначен для ограничения зарядных токов сглаживающего фильтра.

Маломощный низкочастотный трансформатор TV1 и выпрямители VD2, VD3 предназначены для питания схемы управления, выполненной на микросхемах DA1, DA2.

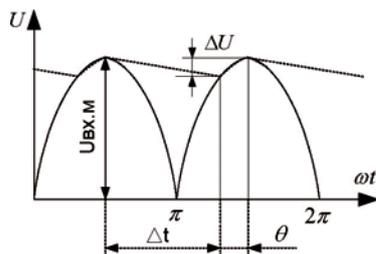


Рис. 6. Напряжение на выходе мостового выпрямителя

Узел гальванической развязки выполнен на транзисторной оптопаре DA3.

Цепь защиты силового транзистора VT1 от перенапряжений, обусловленных индуктивностями рассеяния обмоток трансформатора TV2, выполнена на элементах VD4, R6, C7.

Датчик тока выполнен на резисторе R2, номинал которого определяется последующим условиям:

$$\begin{cases} I_{\text{с max}} \cdot R_2 = U_{\text{оп}}; \\ I_{\text{с ср}} \cdot E_{\text{п min}} = P_{\text{н max}}; \\ \eta \\ I_{\text{с ср}} = 0,5 I_{\text{с max}} \cdot k_{3\text{max}}, \end{cases}$$

где: $U_{\text{оп}}$ – опорное напряжение компаратора токовой защиты ШИМ-контроллера;

$I_{\text{с}}$ – ток стока силового транзистора;

$k_{3\text{max}}$ – максимальный коэффициент заполнения;

$\eta = 0,9$ – ориентировочный КПД.

Из приведенных выше условий получаем:

$$I_{\text{с ср}} = \frac{\eta \cdot P_{\text{н max}}}{E_{\text{п min}}} = 0,14 \text{ А};$$

$$I_{\text{с max}} = \frac{2I_{\text{с ср}}}{k_{3\text{max}}} = 0,57 \text{ А};$$

Следовательно

$$R_2 = \frac{U_{\text{оп}}}{I_{\text{с max}}} = 1,73.$$

По ряду E24, выбран резистор номиналом 1,8 Ом. Датчик выходного напряжения выполнен на резистивном делителе R7, R8.

Выходной выпрямитель выполнен на диоде VD5.

Выходной сглаживающий фильтр выполнен на C9, C10, емкость которых определяются, исходя из требований по размаху пульсаций выходного напряжения, который будет максимальным в случае, если ток нагрузки в течение относительно малого промежутка времени поддерживается за счет накопленной энергии в обмотке трансформатора

$$C_9 = \frac{I_{\text{н}} \cdot k_3}{2 \cdot f \cdot \Delta U_{\text{н}}} = 150 \cdot 10^{-6},$$

где $k_3 = 0,5$ – коэффициент заполнения;

$\Delta U_{\text{н}} = 10 \text{ мВ}$ – размах пульсаций выходного напряжения.

Частота преобразования задается элементами C5, R5.

Для исключения ложных срабатываний токовой защиты предназначен фильтр на элементах C4, R2.

Для обеспечения устойчивости работы преобразователя предназначена цепь коррекции на элементах R9, C11, R13, C13.

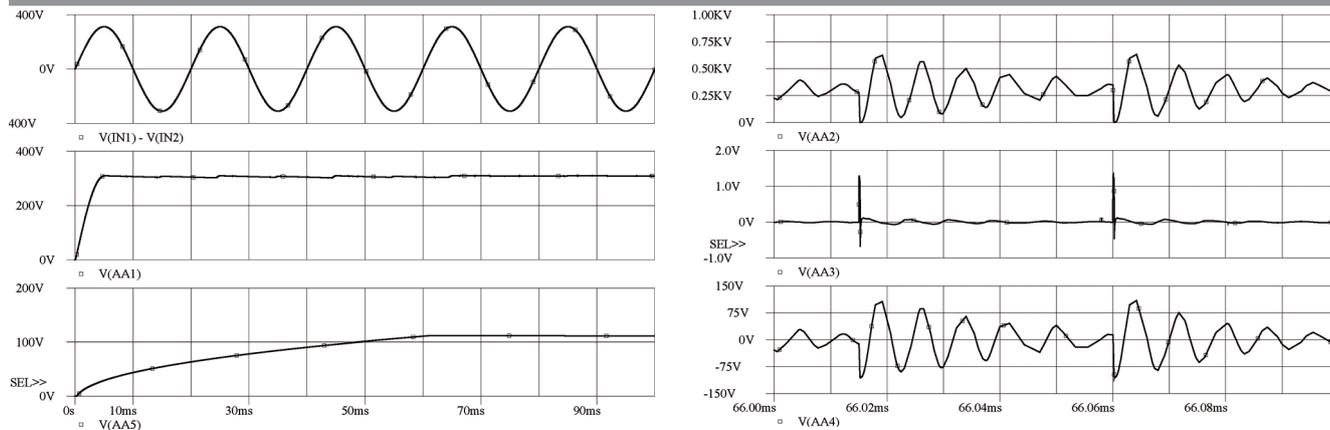


Рис. 7. Результаты моделирования:

V(IN1)-V(IN2) – входное напряжение; V(AA1) – выходное напряжение; V(AA5) – напряжение на резисторе R11;
 V(AA2) – напряжение на конденсаторе C1; V(AA3) – напряжение на конденсаторе C2 (от источника);
 V(AA4) – напряжение на конденсаторе C3 (от источника)

Внешнее опорное напряжение подводится резистором R11.

Для подтверждения работоспособности ИВЭП проведено компьютерное моделирование с помощью программы OrCAD 9.2. Результаты моделирования показаны на рис. 7.

Из временных диаграмм видно, что время выхода на режим не превышает 100 мс. Процесс выхода на режим апериодический без перерегулирования.

Анализ переходного процесса показал, что устройство работает устойчиво.

Разработанный ИВЭП имеет следующие основные технические параметры:

- масса: 0,363 г;
- габариты: 120×70×40 мм;
- КПД: 87%;
- время выхода на режим: 70 мс;
- размах пульсации выходного напряжения при максимальной нагрузке: 10 мВ;
- нестабильность выходного напряжения при изменении тока нагрузки от 0 до 0,3А не более 5%;

– нестабильность выходного напряжения при изменении сетевого напряжения от 180 В до 240 В не более 3%.

Литература

1. Конев Ю. И. Источник вторичного электропитания. Справочное пособие. – М.: Радио и связь, 1983.
2. Источники электропитания РЭА. Справочник/Под ред. Г. С. Найвельта. – М.: Радио и связь, 1985.
3. Ромаш Э. М. Источники вторичного электропитания РЭА. – М.: Радио и связь, 1981.
4. Куневич А. В. Ферриты и магнитодиэлектрики. Каталог. – М.: ВНИИ, 1991.
5. Интегральные микросхемы: Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. Справочник. – М.: ДОДЭКА, 1997.

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

Буй Дык Кыонг (Вьетнам), студент-дипломник кафедры "Микроэлектронных систем" МАИ, тел. (499) 158-45-59.

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

Публикация в сборнике бесплатна для авторов.
Язык журнала – русский.
Для публикации статьи необходимо предоставить:
✧ заявление от автора (авторов) в электронном и бумажном видах;

✧ статью в электронном (в формате **не выше MS Word 2003**) и бумажном видах.

Статья должна содержать:

✧ заголовок;
✧ цель;
✧ текст с иллюстрациями, который может быть разбит на разделы;
✧ заключение;
✧ список литературы (если есть);
✧ информацию об авторе (авторах) (Ф.И.О., название организации, телефон, адрес электронной почты).

Документы в электронном виде должны быть отправлены по e-mail: pse@mmp-irbis.ru или sin@mai.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 (стиль математический). Обозначения в тексте по возможности не делать в редакторе формул;
- ✧ Шрифт обозначений *устройств* (C – конденсатор, VD – диод, L – дроссель и т.п.) – прямой:
 - цифровое окончание обозначения устройства (C1, VD2 и т. п.) – не в индексе, шрифт прямой;
 - буквенное, цифровое+буквенное окончания обозначения устройства (C_d , L_{m1} и т. п.) – в индексе, шрифт прямой.
- ✧ Шрифт обозначений *параметров* (C – емкость, I – ток, L – индуктивность и т. п.) – наклонный:
 - буквенное, цифровое, буквенное+цифровое окончания обозначения устройства (I_1 , L_s , $U_{уп1}$ и т. п.)
 - в индексе, цифровое и буквенное русское окончание – шрифт прямой, буквенное латинское окончание – шрифт наклонный;
- ✧ Формат иллюстраций: .tif, .eps, .ai (просьба прилагать отдельными (оригинальными) 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, \$
0,5 А4	190 × 130	50
А4	210 × 290	85
3-я стр. обложки	210 × 290	110
4-я стр. обложки	210 × 290	130
2-я стр. обложки	210 × 290	180

Требования к рекламным макетам

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

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